

BELGIQUE : 21 F.B.
SUISSE : 2 F.S.
ITALIE : 400 Lires
MAROC : 173 D.H.
ALGERIE : 1,70 Dinar

LE HAUT-PARLEUR

Journal de vulgarisation

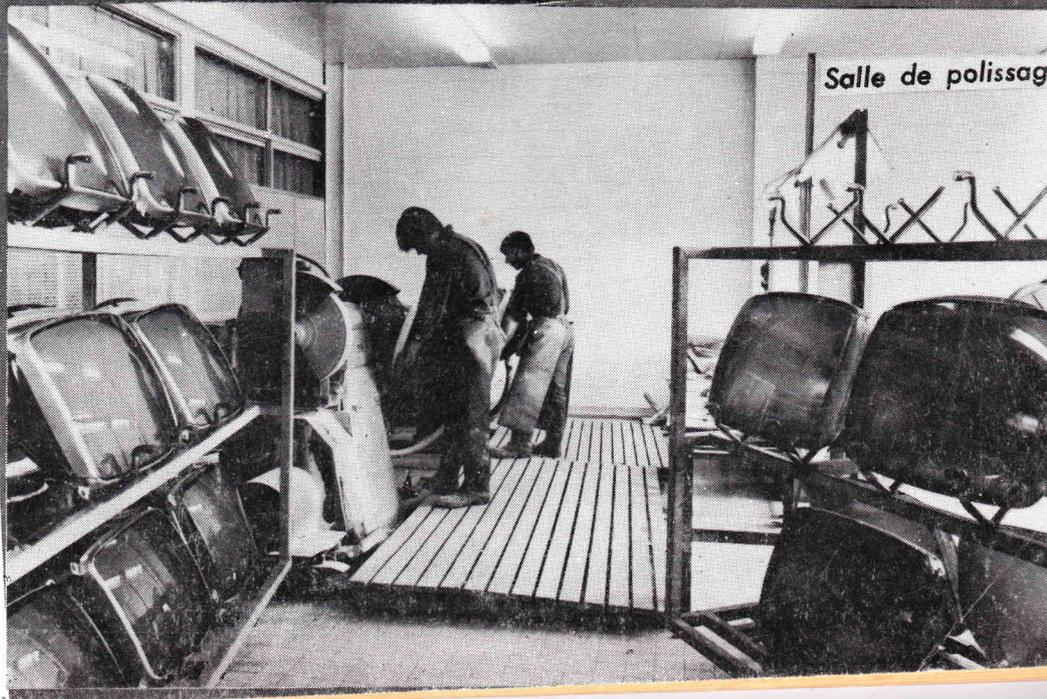
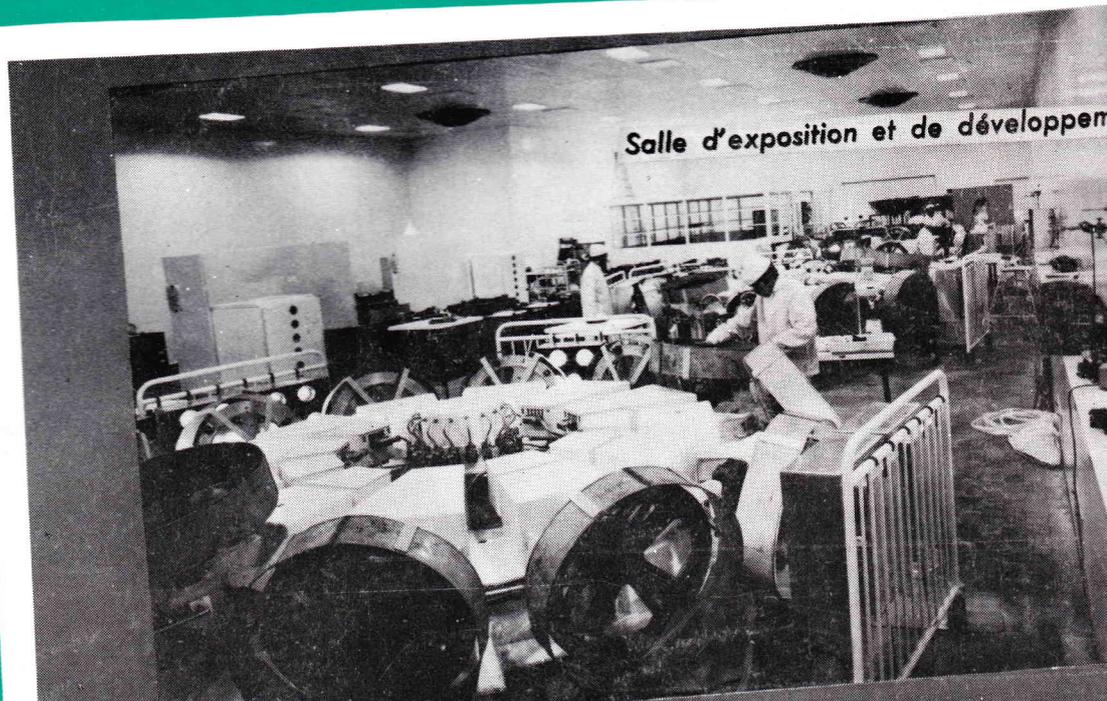
RADIO TÉLÉVISION

Dans ce numéro

- Les transistors unijonction
- Questions et réponses sur l'allumage électronique
- Oscilloscopes à échantillonnage
- Réalisation d'une vedette radiocommandée
- Modules pour magnétophones
- La Télévision en couleur
- Serrure électronique à quartz

CI-CONTRE

Fabrication de tubes cathodiques pour TV couleur à l'usine RTC de Dreux (voir page 13)



Informations

LE SALON INTERNATIONAL RADIO-TELEVISION 1967 PRESENTERA DES PROGRAMMES SPECIAUX DE TELEVISION EN COULEUR.

Le Salon International Radio-Télévision 1967 se tiendra à Paris du 1^{er} au 10 septembre à la Porte de Versailles. Les portes en seront ouvertes chaque jour de

10 heures à 19 heures. Comme chaque année, il permettra d'apprécier les efforts accomplis par les Constructeurs français et étrangers de matériels électroniques Grand Public.

Le Salon est placé sous le double patronage de l'Office de Radiodiffusion-Télévision Française (O.R.T.F.) et de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (F.N.I.E.)

Il est organisé par la S.D.S.A. avec le concours des organismes professionnels spécialisés : le Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radiorécepteurs et Téléviseurs (S.C.A.R.T.) et le Syndicat des Industries Electroniques de Reproduction et d'Enregistrement (S.I.E.R.E.).

La grande innovation qui confèrera à cette manifestation un caractère exceptionnel sera la diffusion dans l'enceinte du Salon de programmes de télévision en couleur. Ces programmes, qui seront transmis alternativement en noir et blanc et en couleur constitueront l'avant-première des treize heures d'émission hebdomadaire qui seront diffusées régulièrement par les antennes de la seconde chaîne à partir d'octobre prochain.

Les programmes diffusés au cours du Salon comprendront non seulement des émissions préalablement enregistrées, mais également des émissions en direct réalisées dans l'enceinte même du Salon où un studio aura été aménagé à cet effet. L'alternance des programmes couleur et des programmes noir et blanc permettra ainsi aux visiteurs du Salon d'acquérir l'expérience préalable de ce que sera en réalité la coexistence du noir et blanc et de la couleur sur les programmes de la seconde chaîne.

Les programmes de Télévision diffusés à l'intérieur du Salon seront les suivants :

— un programme noir et blanc 819 lignes continu que recevront les téléviseurs réglés sur la première chaîne et qui comprendra les émissions régulières du premier programme O.R.T.F. complétées par des émissions locales ;

— un programme 625 lignes, tantôt couleur, tantôt noir et blanc, que le public pourra voir sur les écrans des récepteurs réglés sur la seconde chaîne.

Le public pourra ainsi constater en vraie grandeur l'application du principe de double compatibilité : tous les récepteurs du Salon pourront recevoir l'ensemble des émissions des deux programmes : les récepteurs noir et blanc en noir et blanc sur les deux chaînes et les récepteurs couleur tantôt en noir et blanc, tantôt en couleur, suivant la chaîne et la nature de l'émission.

L'avènement de la couleur à partir d'octobre se traduira nécessairement par un transfert vers la

CARNET ROSE

C'est en présence d'une très nombreuse assistance qu'a été célébré en juillet dernier le mariage de la fille du sympathique Président Directeur Général de la Société Teral, Mlle Geneviève Nahoum, M. Jacques Paulet, chirurgien-dentiste.
Tous nos meilleurs vœux de bonheur aux jeunes époux.



Signalons que Mme Paulet, déjà bien connue pour son amabilité de nombreux lecteurs, clients de la S.A. Teral, s'occupera personnellement du nouveau magasin « Hi-Fi Club Teral », sis au 53, de Traversière, Paris (12^e).

LE HAUT-PARLEUR

Journal hebdomadaire
Directeur-Fondateur
J.-G. POINCIGNON
Rédacteur en Chef :
Henri FIGHIERA

Direction-Rédaction :
142, rue Montmartre
PARIS

GUT. 93-90 - C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN :
12 numéros plus 3 numéros
spécialisés :

- Radio et Télévision
- Electrophones et Magnétophones
- Radiotélécommande

France 25 F
Etranger : 31 F

— 27 numéros comprenant la totalité des exemplaires ci-dessus, plus les 12 numéros du Haut-Parleur « Radio-Télévision Pratique » : 35 F Etranger : 45 F

— 52 numéros, comprenant la totalité des numéros ci-dessus, plus 25 numéros du « Haut-Parleur « Documentation » : 50 F Etranger : 65 F

SOCIETE DES PUBLICATIONS
RADIO-ELECTRIQUES
ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital
de 3.000 francs
142, rue Montmartre
PARIS (2^e)



CE NUMERO
A ÉTÉ TIRÉ A

93.600

EXEMPLAIRES

PUBLICITE
Pour la publicité et les
petites annonces s'adresser à la
SOCIETE AUXILIAIRE
DE PUBLICITE
43, rue de Dunkerque, Paris (10^e)
Tél. : 526 08-83
C.C.P. Paris 3793-60

deuxième chaîne de certains programmes de grande audience. Le Salon 1967 permettra aux téléspectateurs fidèles au noir et blanc dont le poste n'est pas équipé pour la deuxième chaîne de juger de l'excellente qualité de la réception en noir et blanc des programmes couleur ; cela ne pourra que les inciter à acquérir un téléviseur leur permettant de recevoir l'intégralité des programmes de l'O.R.T.F.

Le Salon 1967 sera donc à la fois celui de l'avènement de la couleur et celui de la promotion de la deuxième chaîne pour les possesseurs actuels et futurs de téléviseurs noir et blanc.

PAS « D'OBSTACLE
A LA TELEVISION
EN COULEUR »
EN EUROPE
ECHANGE DE PROGRAMMES
PAL - SECAM POSSIBLE

UN appareil codeur-décodeur qui permet de recevoir des émissions de télévision en couleur du système français SECAM avec des récepteurs selon le système allemand PAL a été développé récemment par l'inventeur du système PAL, le Dr. Walter Bruch, AEG-TELEFUNKEN ; l'échange de programmes en sens inverse sera également possible avec une bonne fidélité. De tels appareils sont aussi bien développés par la « Deutsche Bundespost » (PTT allemand) que du côté français et anglais.

De plus, avec le nouveau procédé appelé TRIPAL, il sera possible d'enregistrer des images en couleur selon le système PAL et de les reproduire avec fidélité à l'aide d'un magnétophone Vidéo d'intérieur pour images en noir et blanc.

SOMMA

- Techniques des TV modernes : vérification de en signaux rectangulaires
- Les transistors unijonction : principe de fonctionnement, montages pratiques
- L'amplificateur stéréo « certone 200 »
- Questions et réponses sur l'allumage électronique
- Oscilloscopes à échelle de temps
- Les ferrites et leurs nouveaux emplois
- Amplificateur BF stéréo à trois transistors (récepteur)
- Déclencheur à cellule et signal-tracer (récepteur)
- Amplis BF à trajectoire à étage de sortie transformateur
- ABC de l'électronique : amplificateurs à bande
- Adaptation directe BF - ampli de sens inverse
- Réalisation d'une radiocommandée
- Modules pour machines (réal.)
- Les tubes à couleur : les tubes à rayons cathodiques standard
- Serrure électronique quartz
- Chronique du DX : layage horizontal
- L'émetteur RI 1000 (plus)
- L'émetteur à résonance BC 1000/SECAM 300

VISITE DE L'USINE DE TUBES CATHODIQUES DE LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-RTC

COMME nous l'avons signalé dans notre précédent numéro, la Radiotechnique - Coprim-RTC a convié les journalistes de la presse technique à une visite de son usine de Dreux où sont fabriqués les tubes cathodiques noir et blanc et couleur.

Le centre industriel de Dreux est le plus vaste de toutes les usines décentralisées de la Radiotechnique et de la Radiotechnique-Coprim-RTC. Il comprend trois groupes principaux de bâtiments : les ateliers de fabrication de tubes cathodiques, représentant une surface de planchers de 18.500 m², dont la moitié en cours d'affectation aux tubes couleur, l'atelier de montage des téléviseurs et plusieurs bâtiments communs aux deux activités : magasins de produits finis, installations annexes pour la production, le traitement, le stockage et la distribution des fluides nécessaires à la fabrication. L'usine est alimentée en eau par deux forages. Une très importante installation d'épuration située au sous-sol de l'usine des tubes permet de la déminéraliser pour répondre aux exigences particulièrement sévères de la fabrication des tubes. Après utilisation, ces eaux sont neutralisées et décantées.

LA FABRICATION DES TUBES

Le tube cathodique est l'organe essentiel de l'appareil de télévision. Il se présente sous la forme d'une ampoule de verre, d'aspect conique, qui impose ses dimensions au téléviseur aussi bien par sa longueur que par la surface de base qui constitue l'écran.

Afin de réduire l'encombrement des appareils, l'ouverture angulaire du cône a été progressivement accrue, de façon à permettre le raccourcissement des tubes sans modifier la surface de l'écran.

Le fond du tube cathodique est revêtu d'un écran luminescent ; le col contient des dispositifs électroniques dont l'ensemble, assimilable à un système optique, constitue le canon, unique pour la télévision en noir et blanc, triple pour la télévision en couleur. Lorsque le tube est en fonctionnement, les trois canons émettent chacun un mince faisceau d'électrons qui, en balayant l'écran, permet la formation des images en couleur. La qualité de l'émission électronique exige qu'un vide très élevé soit réalisé dans le tube.

La production des tubes cathodiques est caractérisée par l'automatisme très poussée des manuten-

tions et des techniques de fabrication :

Une chaîne de 3 km de convoyeurs a été conçue pour équilibrer les postes de travail et ménager entre chaque opération des temps précis de séchage, de recuit ou de refroidissement. Les tubes ne sont jamais immobiles : entre le moment où une ampoule est chargée sur le convoyeur et celui où le tube est terminé et emballé, il s'écoule 13 heures,

préparation des deux catégories de tubes présente de grandes différences : déjà délicate pour les tubes en noir et blanc, elle exige pour la couleur des conditions de travail, un appareillage et des techniques sans commune mesure avec le noir et blanc. En fait, c'est la visite d'une véritable « usine dans l'usine » que nous offre à Dreux le passage dans les salles de préparation des tubes de télévision en couleur.

L'écran est formé d'environ 1.200.000 points, appelés luminophores, soit 400.000 points pour chaque couleur. Chaque groupe de trois couleurs, ou triplet, forme un triangle équilatéral et correspond à un seul trou du masque. Afin d'obtenir une pureté totale des couleurs sur l'ensemble de l'écran, les diamètres des trous et celui des luminophores, qui sont en moyenne de 300 à 400 microns, vont en augmentant vers les bords

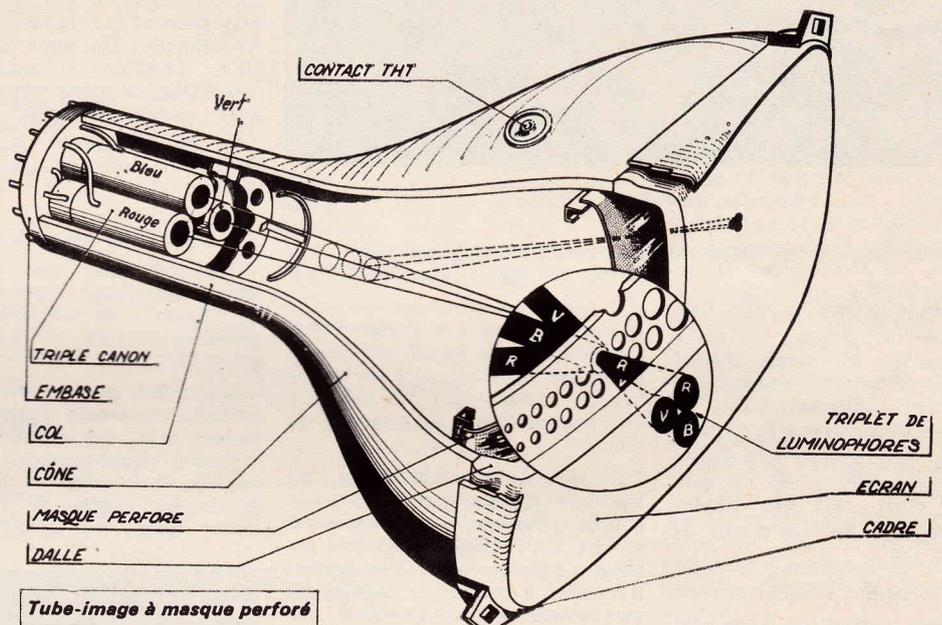


FIG. 1

PREPARATION DU TUBE CATHODIQUE COULEUR

Le tube actuellement fabriqué à Dreux est le tube à masque perforé ou masque d'ombre, plus connu sous la désignation de « shadow-mask ».

A l'émission, l'image télévisée en couleur est décomposée en trois images primaires, verte, bleue et rouge, que le tube cathodique doit restituer et superposer correctement sur l'écran.

Ce tube sera donc muni de trois canons correspondant chacun à l'une des trois couleurs verte, bleue, rouge et disposés dans un manchon à 120° les uns des autres. Un masque perforé est interposé entre ces trois canons et l'écran de telle façon que les électrons émis par chaque canon ne puissent respectivement frapper, à travers le masque, que les points lumineux d'une seule couleur.

de l'écran où les faisceaux d'électrons arrivent obliquement. La finesse et la complexité d'un tel dessin laissent deviner les problèmes qui se posent pour une production en grande série.

La préparation des tubes pour la télévision en couleur comporte trois phases principales :

- la fabrication du masque perforé
- la formation de l'écran
- l'assemblage du tube.

1° Fabrication du masque perforé

Le masque perforé est obtenu à partir d'une plaque de tôle de 0,1 mm d'épaisseur, découpée à des dimensions légèrement supérieures à celles du masque définitif, puis soigneusement dégraissée et rincée.

Après avoir reçu une couche photosensible sur ses deux faces, elle est placée entre deux plaques de verre sur lesquelles les trous

sont représentés par des points ne laissant pas passer les rayons ultraviolets auxquels elle est ensuite exposée. Ce rayonnement polymérise la couche photosensible.

Un lavage élimine les points non irradiés qui sont alors attaqués à l'acide : la tôle se trouve perforée suivant la disposition prévue.

Le masque est ensuite rincé, séché, recuit, aplani, contrôlé et

couleurs, sont préparées sur place dans un atelier spécial. Elles sont déposées successivement sur le fond de l'ampoule, appelé dalle, dans l'ordre vert, bleu, rouge et selon un mode opératoire identique. La description du dépôt d'une seule couleur indiquée ci-après est valable pour les trois.

A l'aide d'un appareil doseur, l'intérieur de la dalle est enduit par écoulement de la suspension

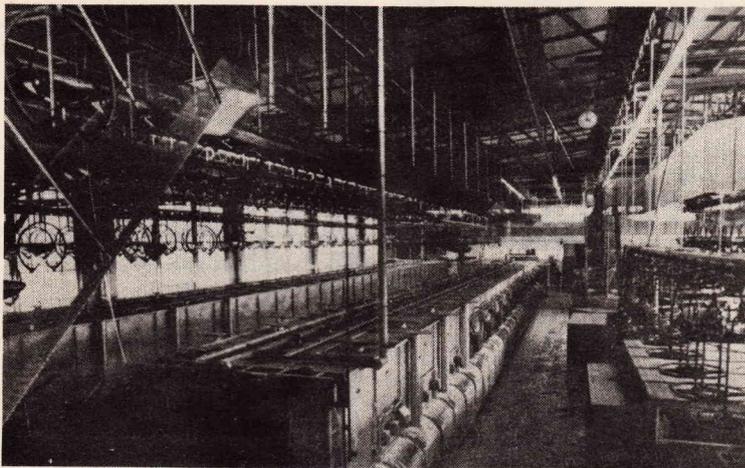


Fig. 2. — Arche de frittage

pressé pour prendre la forme de l'écran.

Il est enfin noirci par oxydation dans un double but :

— éviter une absorption d'énergie susceptible de déformer le masque par dilatation ;

— contribuer à l'élimination des émissions secondaires provoquées par les gaz résiduels occlus dans le métal, élimination déjà obtenue en partie par les opérations de cuisson.

2° La formation de l'écran :

Les deux parties de l'ampoule, le cône et la dalle, après avoir été lavées, suivent des chemins distincts.

Le cône va directement au poste de montage du tube. La dalle subit une série d'opérations conduisant à la formation de l'écran.

Il s'agit de déposer, dans des proportions précises, les « suspensions » correspondant aux trois couleurs fondamentales et constituées d'éléments infiniment petits de corps photosensibles.

Ces opérations sont en conséquence effectuées dans une salle climatisée, dépoussiérée, et éclairée par des lampes à vapeur de sodium où tout le personnel est obligatoirement vêtu de nylon. Entourée d'une double cloison, isolée par un sas, cette salle évoque bien plus un laboratoire ou une clinique qu'un atelier. Cette ambiance est imposée par la nécessité de protéger les laques photosensibles qui sont utilisées.

Les trois compositions photosensibles, correspondant aux trois

photosensible et l'étalement uniforme est obtenu par centrifugation.

Après séchage aux rayons infrarouges, la dalle reçoit provisoirement fixé dans sa position définitive, le masque perforé qui sera ultérieurement mis à l'intérieur du tube.

L'ensemble est disposé sur une table d'exposition qui contient une source puissante de rayons ultraviolets. Un réglage du système optique qui équipe cette table permet d'éclairer à travers le masque les emplacements correspondant aux points d'impact du faisceau électronique pour la couleur considérée.

Cette opération a pour effet de rendre insolubles à l'eau les parties exposées au rayonnement.

La dalle, séparée à nouveau de son masque, est lavée à l'eau tiède sous faible pression. Seuls les points exposés restent fixés sur l'écran.

Après un nouveau séchage, l'écran est contrôlé sur une table spéciale par exploration de toute sa surface au microscope.

Les opérations ci-dessus sont répétées pour les deux autres couleurs (bleu et rouge).

Le même masque est utilisé pour une même dalle, mais sur la table d'exposition, la source de rayons ultra-violet est décalée en fonction du positionnement réel des deux autres canons.

Cette technique délicate est au point et permet d'obtenir à la fois la qualité et la production en série.

FINITION DE L'ECRAN

— Laquage :

Placé sur un manège de laquage, la dalle est soumise à un nouvel agent mouillant, dilué à l'eau désionisée. Une pellicule de résine acrylique colorée, diluée dans du toluène, est déposée sur la face intérieure. Destinée à servir de support au film d'aluminium qui sera mis en place ultérieurement ; cette pellicule de résine disparaîtra lors des opérations ultérieures de cuisson.

La laque est ensuite séchée sur un four muni d'une hotte destinée à évacuer les vapeurs de toluène.

— Aluminisation :

L'aluminisation améliore la brillance du tube et favorise l'élimination des charges électriques développées sur les parois de l'ampoule par le fort potentiel appliqué à l'écran et au canon : elle est obtenue par évaporation sous vide d'une quantité précise d'aluminium. Un appareil électronique contrôle automatiquement l'épaisseur de cette couche et signale toute défectuosité.

En fin d'opération, un contrôle visuel est effectué par prélèvement.

— Opérations de cuisson :

Ces opérations sont effectuées dans deux grands fours ou arches de cuisson à la température progressive et très strictement réglée.

Les dalles, placées sur un tapis roulant, traversent l'arche et subissent selon une courbe de température rigoureusement déterminée, un traitement thermique qui élimine la couche de laque. En même temps est effectué un dé-

— Fixation du masque

Le masque perforé est définitivement fixé sur la dalle pendante.

3° Assemblage du tube

Le cône, lavé, est enroulé autour d'une mince feuille de graphite, corps conducteur qui permettra de relier électriquement, entre eux, la borne haute tension, la cathode et les canons à électrons.

— Scellement :

La dalle et le cône sont soigneusement nettoyés à l'eau déminéralisée.

Un ruban d'émail ou « fusible », c'est-à-dire qui se fond à la température de fusion du verre de l'ampoule, est appliqué sous forme de pâte sur les bords du cône.

La dalle est ensuite introduite très exactement sur le cône. L'ensemble introduit dans le cône et la dalle une liaison faite résistant notamment aux contraintes provoquées par le chauffage intérieur très élevé et une étanchéité totale.

— Fermeture :

Le tube est placé sur un support de scellement.

Les trois canons sont introduits et centrés automatiquement dans le col de l'ampoule. Sur les positions suivantes, des chalumeaux à gaz assurent le préchauffage, qui assure l'étanchéité hermétique du manchon et l'ensemble et le recuit de l'écran.

— Pompage :

Cette opération a pour but de créer à l'intérieur du tube un vide de 10^{-5} mm de mercure) n

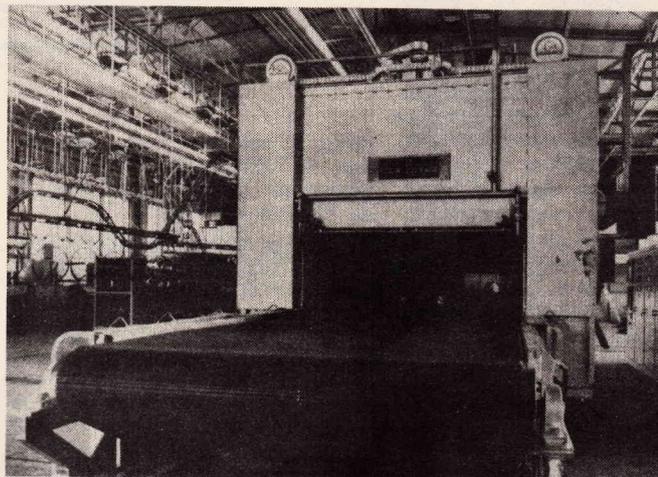


Fig. 3. — Arche de cuisson graphite

gazage de la dalle destinée à faciliter l'opération de pompage.

— Contrôle :

Avant d'être livrée au montage, les dalles sont contrôlées en lumière transmise, puis en lumière diffuse. Tout défaut de l'écran provoque son rejet immédiat.

au fonctionnement du tube. Le même temps qu'il est chauffé et les canons sont chauffés à haute température. Cette opération provoque le dégazage, c'est-à-dire le dégagement des gaz de la transformation des cathodes de chaque cathode en

émisifs, les vapeurs issues de cette transformation étant pompées avec les autres.

Le pompage s'achève par une mesure du vide et par le scellement du queusot grâce à des fours de préchauffage, de coupe et de recuit. L'ensemble de ces opérations est effectuée par une seule machine (straight line).

FINITION

- Culottage :

Les tubes sont alors placés sur un convoyeur spécial qui sert à la fois à la manutention et au traitement. Un culot autoserrant et dans lequel passent les différentes broches correspondant aux sorties d'électrodes, est fixé sur l'extrémité du manchon.

- Flashing :

En avant des trois canons a été fixé un anneau de baryum appelé « getter ». Placé dans un champ à haute fréquence, cet anneau s'échauffe permettant l'évaporation du métal actif qui se dépose sur le verre (baryum), ce qui a pour effet de parfaire et de maintenir le vide du tube (10⁻⁶ mm de mercure).

- Traitement :

Les cathodes du tube ne sont pas encore capables de produire une émission stable d'électrons. Il faut pour cela leur faire subir toute une série de traitements en mettant sous des tensions variées les différentes électrodes. Préchauffage, saturation, durcissage, étincelage et second durcissage constituent les éléments de ce traitement.

- Essais et contrôle :

Ces essais comprennent une série de mesures électriques effectuées à cadence rapide par des appareils entièrement automatiques : mesures de court-circuit, de l'isolement cathode-filament, de l'intensité de saturation, mesures de caractéristiques, mesures de vide.

PROTECTION DU TUBE

En cas de choc le tube ne doit pas imploder, c'est-à-dire qu'il ne doit pas y avoir projection d'éclats de verre susceptibles de blesser les utilisateurs.

Cette sécurité est assurée par la mise en place, autour de la ceinture du tube, d'une coquille protectrice. Cette mise en place comporte trois phases principales.

- Encollage :

Afin de permettre une bonne adhérence sur le verre, la partie interne de la coquille est enduite de colle et séchée en étuve.

- Mise en place :

La coquille, préalablement badigeonnée d'un produit anti-adhésif pour faciliter son nettoyage ultérieur, et les étriers qui serviront à fixer le tube dans le téléviseur, sont disposés sur un chariot plat entraîné par une chaîne sans fin.

Le tube est placé, écran vers le bas, sur la coquille et maintenu solidement par l'appareil à vide monté sur le chariot.

Un mélange de deux résines, soigneusement choisies est coulé entre le tube et la coquille.

- Durcissage et lavage :

En fin de chaîne, le tube est déchargé et exposé durant deux heures à l'air libre pour que la résine durcisse. Il est ensuite lavé

contrôle par prélèvements effectué par le laboratoire qualité qui opère dans l'optique d'un client extrêmement exigeant. Ce contrôle permet de suivre dans le temps l'évolution de la qualité, de mettre en relief les divers facteurs qui commandent cette évolution et d'agir sur ces facteurs pour améliorer sans cesse les produits.

Le tube cathodique est terminé. Soigneusement emballé dans les magasins du sous-sol il est tenu

Le problème est ici beaucoup plus simple : la formation de l'écran n'exige en effet le dépôt d'une unique couche lumineuse. L'absence de masque, d'autre part, permet de l'effectuer sur une ampoule complète. L'opération principale porte le nom de sédimentation.

- Lavage :

Pour assurer dans les meilleures conditions le dépôt et l'adhérence de la couche luminescente, les ampoules de verre livrées par le fabricant doivent être d'une propreté rigoureuse. Elles sont pour cela placées sur un manège lavées à l'acide fluorhydrique dilué, puis rincées à l'eau désionisée.

- Sédimentation :

Il s'agit de déposer, sur le fond de l'ampoule, l'écran de matière luminescente qui s'illuminera sous l'impact du faisceau d'électrons. A cet effet, les ampoules placées sur un manège sont remplies d'une solution contenant, en suspension dans l'eau déminéralisée, des poudres luminescentes et un certain nombre de composants correcteurs (silicates de potassium et de baryum) dont la fonction est d'assurer une couche bien adhérente et à grain fin.

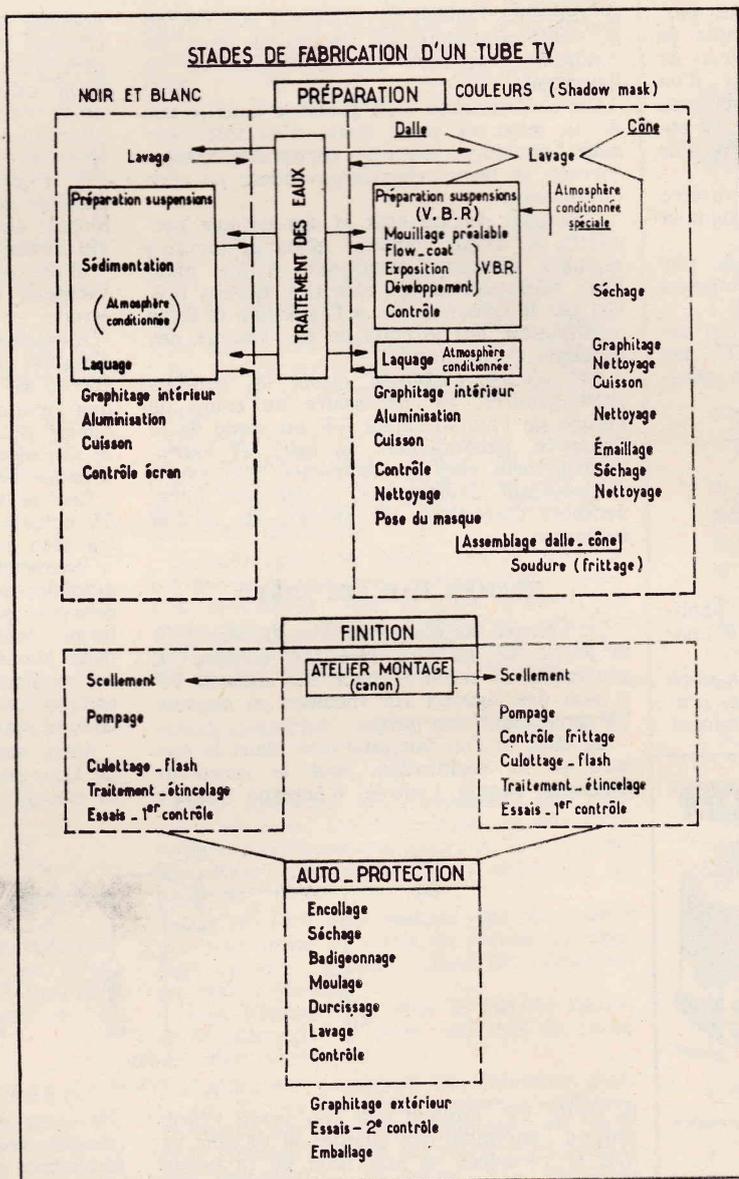
Au cours de la rotation du manège, les poudres en suspension se déposent sur le fond de l'écran. Un rail fait basculer très lentement le tube, et le liquide est évacué. Cette opération est particulièrement délicate : si le tube se vidait trop rapidement ou par à-coups, les remous de l'eau pourraient arracher ou rider la fragile pellicule de couche luminescente.

Cette opération, ainsi que celle de laquage qui suivra, a lieu dans une salle où l'air est entièrement filtré et climatisé à 25° C de température et à 60 % d'humidité relative.

- Séchage et contrôle :

On fait circuler de l'eau à 35° C sur l'écran et on insuffle l'air à l'intérieur pour sécher l'ampoule. L'aspect de l'écran est contrôlé par prélèvement puis sondé la qualité de la chaîne.

Comme on peut le constater, la fabrication d'un tube cathodique couleur à masque perforé nécessite de nombreuses opérations parmi lesquelles certaines exigent une très grande précision. C'est ce qui explique le prix assez élevé de tel tube, prix qui intervient pour un large pourcentage dans le prix total du téléviseur couleur. C'est la raison du soin apporté à sa fabrication et des nombreux contrôles réalisés, la durée de vie d'un tube sera équivalente à celle d'un tube noir et blanc. Des essais d'endurance ont déjà été réalisés avec des tubes couleurs, et cette prévision est rassurante pour les usagers qui connaissent la longévité des tubes cathodiques noirs et blancs de la Radiotechnique.



Fabrication des tubes images couleurs

à l'eau sous pression, nettoyé et essuyé.

Un contrôle d'aspect est ensuite destiné à vérifier l'aspect du tube et la bonne adhérence de la coquille et des étriers.

- Graphitage extérieur :

Dépôt d'une pellicule de graphite sur l'extérieur du cône.

- Deuxième contrôle :

Il ne s'agit plus ici d'un contrôle unitaire en fabrication, mais d'un

à la disposition des services commerciaux ou livré directement à l'usine de montage des téléviseurs.

FABRICATION DU TUBE CATHODIQUE NOIR ET BLANC

La fabrication du tube cathodique « noir et blanc » est assez semblable, en moins complexe, à celle du tube cathodique couleur en ce qui concerne les opérations de montage et de finition.

Les opérations de formation de l'écran sont, elles, très différentes.

LA MISE AU POINT ET LA VÉRIFICATION DES TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

VÉRIFICATION DE LA VF EN SIGNAUX RECTANGULAIRES

CETTE vérification permettra tout particulièrement de se rendre compte de la qualité du passage d'un niveau de luminance à un autre, par exemple d'un blanc à un noir ou un gris ou inversement, d'un blanc à un gris ou à un noir ou encore, d'un gris à un noir ou à un gris plus foncé, etc.

On peut effectuer cette vérification directe du comportement de la partie VF en signaux rectangulaires de deux manières :

1° par l'examen d'une mire produite par un générateur de mires ou par une émission de mire de l'émetteur ;

2° par l'examen à l'oscilloscope des signaux de sortie de l'amplificateur VF, des signaux rectangulaires provenant d'un géné-

se présente l'image apparaissant sur l'écran du tube cathodique du téléviseur dans les conditions normales de fonctionnement de l'appareil.

Cette vérification sera préférée dans le cas de la mise au point finale d'un téléviseur neuf terminé et en état de fonctionnement correct, en usine, chez le revendeur ou chez l'utilisateur.

L'examen des qualités et des défauts permettra de savoir comment effectuer certains réglages ajustables conduisant à une meilleure reproduction, à l'aide des moyens prévus par le constructeur, à l'exclusion de toute modification des circuits ou des valeurs des éléments du montage.

Par contre, l'examen direct en tensions rectangulaires, est nécessaire au cours de l'étude de l'amplificateur VF au stade de la maquette, généralement en usine et exceptionnellement chez un technicien très averti et possédant, évidemment, le minimum indispensable d'appareils de mesure, de qualité suffisante.

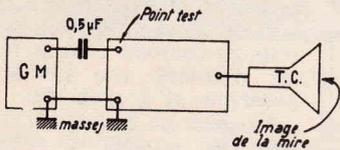


Fig. 1

rateur de signaux de ce genre étant appliqués à l'entrée de l'amplificateur VF considéré.

Il va de soi que la vérification par la mire sera plus concluante au point de vue pratique, car elle permettra de savoir comment

EXAMEN PAR LES MIRES

Un examen sérieux et ne s'appliquant qu'à la partie VF ne peut être fait qu'avec un générateur de mires donnant des signaux VF et non des signaux HF modulés en signaux VF produisant des mires.

En effet, si l'on fait intervenir dans la mesure et la vérification, tout le récepteur d'images depuis l'entrée d'antenne jusqu'à

possible les défauts dus à la propagation. L'image sera alors bien contrastée et pure que possible.

On examinera surtout, sur la mire, les petits carrés à barres parallèles verticales alternativement noires et blanches de hauteurs 350, 400, 450, 500, 550, 600, etc.

Il s'agit de voir aussi distinctement possible des barres correspondant au nombre de lignes le plus élevé, par exemple les barres de 819 lignes.

Si le dernier carré de barres est trop étroit, le téléviseur est à bande étroite.

Rappelons que la bande globale est la somme de celle de l'antenne, des fréquences HF et MF et de l'amplificateur VF. On veut que l'une de ces parties du téléviseur ait une bande étroite pour que la bande globale soit large, même si les autres parties ont une bande large.

Ceci se voit sur presque tous les appareils TV actuels du type bistandard. En effet, les deux standards (819 à large bande et 625 à bande plus étroite) on prévoit le même amplificateur VF, étudié évidemment pour convenir au 819 lignes donc à bande large. Lorsqu'on examine la mire de deux standards, on constate souvent que le 819 est meilleure en 625 lignes qu'en 819 compte tenu des possibilités correspondantes de chaque standard.

Ainsi, sur un appareil de grande taille du type portable à transistors, avec un écran de 28 cm, on peut voir en 625 lignes les

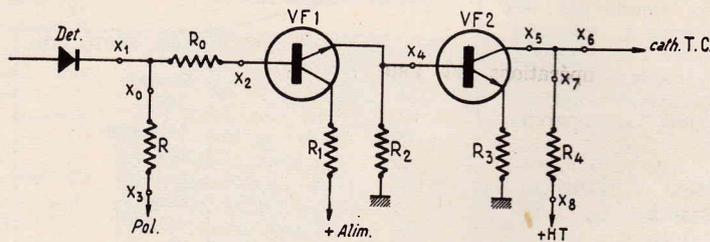


Fig. 2

la sortie VF, l'image que l'on verra représentera l'ensemble des qualités et défauts de tout le récepteur et non ceux de la partie VF seule. Cependant, pour un appareil considéré comme étant en parfait état de marche, la mise au point par la mire en agissant sur les réglages spécifiés par le constructeur dans sa notice, conduira à l'obtention de la meilleure image que le téléviseur considéré peut donner.

Dans ce genre d'opérations, la mire d'un générateur local est préférable à celle produite par une émission, car on éliminera ainsi les défauts provoqués par les échos qui peuvent être confondus avec ceux dus à l'appareil TV lui-même.

L'utilisateur, faute d'autres possibilités, réglera à l'aide de la mire venant de l'émetteur.

Commençons par cette première méthode de réglage. Le téléviseur est accordé sur un canal déterminé. On choisira celui qui est le mieux reçu afin d'éliminer autant que

600 assez distinctement, tandis qu'en 819 on voit distinctement les barres 700, et faiblement les barres 850.

Ceci signifie que l'image est aussi bonne que possible en 625 lignes, tandis qu'en 819, elle pourrait être meilleure car on devrait voir aussi les barres 750, 800, et même 850.

METHODE DE MISE AU POINT

Voici comment opérer sur un téléviseur pour le porter au parfait état de fonctionnement et comme réglé correctement en usine.

1° On fait apparaître la mire de 819 lignes, sur l'un des standards, par exemple le standard de 819 lignes.

2° On place les réglages de contraste et de luminosité dans des positions telles que l'image ait le meilleur aspect, au point de vue de la netteté des passages d'une couleur à l'autre, dans la gamme des noirs et blancs en passant par les gris.

Devenez RADIO-ELECTRONICIEN

MONTEUR-DEPANNEUR
SOUS-INGENIEUR
ou INGENIEUR
et vous vous ferez

une brillante
Situation



en apprenant par correspondance

L'ÉLECTRONIQUE La RADIO et la TÉLÉVISION

sans aucun paiement d'avance, avec une dépense minimale de 40 F par mois et sans signer aucun engagement.

VOUS RECEVREZ plus de 120 LEÇONS
plus de 400 PIÈCES DE MATÉRIEL
plus de 500 PAGES DE COURS

Vous construirez plusieurs postes
et appareils de mesures

STAGES PRATIQUES GRATUITS

Diplôme de fin d'études délivré conformément à la loi

Demandez aujourd'hui même
et sans engagement pour vous
LA DOCUMENTATION ainsi que

LA PREMIÈRE LEÇON GRATUITE d'Électronique

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ
164, RUE DE L'UNIVERSITÉ - PARIS (VII)

Pour cela, on observe les parties de la mire contenant des rectangles à luminosité croissante ou décroissante et on règle la luminosité et le contraste jusqu'à bonne distinction de la gradation des teintes.

3° On place le bouton de relief sur une position moyenne permettant de voir la mire le mieux possible sans déformer l'image par la production des « échos » artificiels que nous avons mentionné précédemment.

4° On règle l'accord HF à l'aide du dispositif mis à la portée de l'utilisateur. Il s'agit, en VHF, du vernier d'accord oscillateur et en UHF de la commande des 3 CV HF-mélanges-oscillateur (ou des 3 diodes varicap).

Ce réglage s'effectue jusqu'à apparition du rectangle à barres du rang le plus élevé possible, par exemple celui à numéro 700 en 819 lignes si l'appareil ne permet pas d'obtenir mieux.

En principe, si l'appareil est parfaitement mis au point en usine, le point de réglage optimum de l'accord est celui qui donne le maximum de son. Pratiquement, on constatera que le maximum de son est obtenu sur une certaine plage de réglage dans laquelle on trouvera le point optimum de meilleure définition.

Dans cette opération, on doit tenir compte de deux impératifs : le son ne doit pas être affaibli ; le son ne doit pas s'introduire dans l'image.

5° Le point optimum d'accord étant obtenu, rechercher à l'aide du bouton « relief » la meilleure et la plus agréable définition possible.

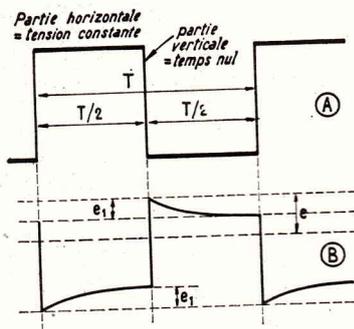


FIG. 3

Refaire les mêmes opérations sur l'autre standard.

En résumé, avec un appareil parfaitement réglé en usine (ou après remise au point) on doit être en mesure d'obtenir la meilleure image à l'aide des réglages de contraste, de luminosité, d'accord et de relief.

LIMITATION DE LA BANDE GLOBALE

Il va de soi que le terme « meilleure image » ne signifie pas l'image ayant le maximum de qualités mais tout simplement l'image optimum pouvant être obtenue avec le type de téléviseur considéré d'après les caractéristiques auxquelles le constructeur a apporté pour diverses raisons des limites, notamment en ce qui concerne les largeurs de bande en MF et VF.

Certains constructeurs limitent les largeurs de bande pour les trois raisons suivantes :

1° meilleur rapport signal/souffle, ce qui est intéressant pour la réception d'émissions faibles ou lointaines ou reçues dans de mauvaises conditions d'emploi de l'antenne (ce sont des appareils portables lorsqu'ils utilisent l'antenne télescopique) ;

2° économie : avec des bandes moins larges que le maximum possible, les gains des amplificateurs sont plus grands, les éliminateurs nécessaires sont en nombre moindre ;

3° raison peu justifiée : le tube étant petit écran, il serait inutile de conférer à l'appareil une définition poussée qui ne serait pas visible sur l'écran. Ceci est généralement faux, car même avec des tubes petits, par exemple à écran de 22 cm de diagonale, on pourrait distinguer parfaitement des barres de définition du numéro 750, 800 et plus. Signalons aussi que la bande est étroite dans certains téléviseurs multistandards. On adopte parfois la même bande pour tous les standards, cette bande étant de 2,5 MHz seulement, alors que le 819 lignes français exige un maximum de 9 et même 10 MHz. Il est vrai que ces appareils sont à très petits tubes, de faibles dimensions et à excellente sensibilité et sélectivité, ce qui dans une certaine mesure justifie leur insuffisance au point de vue définition.

EXAMEN AVEC LE GENERATEUR VF DE MIRES

On adopte le montage de mesures habituel, indiqué par la figure 1, l'entrée VF étant réalisée comme dans la mesure en signaux sinusoïdaux, mais la sortie ne s'effectuant pas sur oscilloscope, mais directement sur le tube cathodique du téléviseur.

Le « point test » est celui indiqué sur le schéma de la figure 1 de notre précédent article.

On effectue la vérification et la recherche de la meilleure image comme dans l'opération sur la mire « HF » mais on ne peut agir que sur les réglages affectant la partie VF : contraste, luminosité, relief.

Si cette opération indique que la définition est meilleure que celle obtenue avec l'opération précédente, cas le plus général, on saura que le manque éventuel de définition n'est pas dû à la partie VF, mais à celles qui lui fournissent le signal : HF-MF.

AMELIORATION DE L'AMPLIFICATEUR VF

Cette opération est déconseillée aux metteurs au point, aux dépanneurs et aux utilisateurs insuffisamment pourvus de « moyens techniques » (connaissances, appareils de mesure).

Elle ne peut être réalisée que dans deux cas : en usine au cours de l'étude du montage ou par l'amateur dans les conditions décrites ci-dessus.

Nous laisserons de côté le cas de l'étude de la maquette en usine, qui sort du cadre de cette rubrique.

L'utilisateur possédant un téléviseur peut, à ses risques et périls essayer d'améliorer l'amplificateur VF de son téléviseur en modifiant certains circuits mais, recommandation très importante : en aucun cas, l'opération ne doit donner lieu à une modification des points de fonctionnement des transistors.

Elle ne peut donc porter que sur certains circuits de correction aux fréquences élevées. Ces circuits sont généralement conduc-

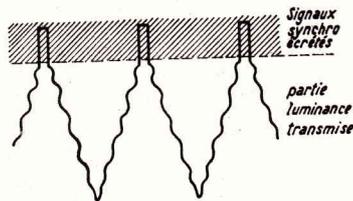
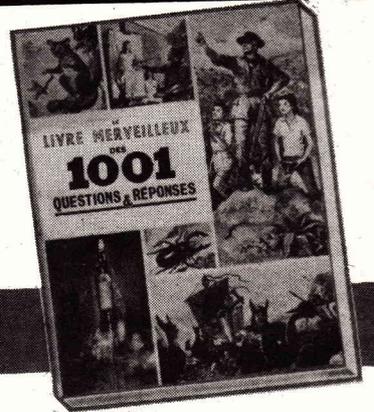


FIG. 4

teurs de continu (bobines) à faible résistance donc ne modifiant pas les courants qui les traversent.

VOUS RÉPONDREZ A TOUTES LES QUESTIONS



... LORSQUE VOUS AUREZ LU CE LIVRE MERVEILLEUX QUI ENRICHIT L'ESPRIT DE CEUX QUI LE POSÈDERONT

● Les sujets traités dans ce premier volume sont divers et d'actualité :

- Histoire de France et autres pays
- Les Musiciens
- La Bible
- Le Costume dans le monde
- Les Sciences
- Les Inventions
- Les Arts
- Formation de la terre
- Aventures, voyages, exploration, etc...

● A CHAQUE SUJET CORRESPOND UNE SÉRIE DE QUESTIONS SUIVIE DE RÉPONSES.

● CE VOLUME EST TOUT INDICÉ COMME CADEAU À FAIRE À UN ÉCOLIER, UN ÉTUDIANT DONT IL AGRANDIRA LES CONNAISSANCES, QUI N'EMPÊCHERA PAS LES PARENTS DE LIRE AVEC INTÉRÊT.

LE LIVRE MERVEILLEUX

DES

1001

QUESTIONS et RÉPONSES

COMPORTE 70 PAGES AVEC PLUS DE 100 ILLUSTRATIONS EN COULEURS, TIRÉES À L'OFFSET SOUS FORTE COUVERTURE CARTONNÉE.

(FORMAT 240 x 305 mm - POIDS 695 GRAMMES)

↓
DECOUPER ET ADRESSER CE BULLETIN
à LA PRESSE
142, rue Montmartre à Paris
C.C. Postaux Paris 3982-57

BON SPÉCIAL
POUR ACHAT À PRIX DE FAVEUR DU VOLUME 1001 QUESTION

Nom
Rue
Ville, dépt
Joindre un chèque de 15 F

N° 1 327 ★

On peut aussi monter des condensateurs ou des résistances aux bornes des bobines, mais non en série dans les circuits qui polarisent les électrodes.

Il convient aussi de ne pas créer une contre-réaction supplémentaire pouvant diminuer le gain de l'amplificateur donc le contraste.

Considérons la figure 2 qui donne le schéma simplifié d'un amplificateur VF du type le plus répandu actuellement, dont le transistor VF1 est monté en collecteur commun et le transistor VF2 en émetteur commun.

Les liaisons étant directes, on ne doit pas modifier les résistances indiquées sur le schéma ni modifier une liaison directe en introduisant une résistance ou un condensateur.

Les bobines de correction aux fréquences élevées, du type « shunt », de l'ordre de 15 à 30 μH (pour 819 lignes) peuvent être intercalées aux points : x0 ou x3, x7 ou x8.

Les bobines de correction du type série, de valeur généralement double de celles des bobines shunt, peuvent être intercalées aux points x1, x2, x3, x5, x6. On trouvera quelques-unes de ces bobines dans le montage original.

Il est inutile et même contre-indiqué, d'introduire des bobines supplémentaires dans tous les emplacements où il est possible de les monter.

En général, une seule bobine supplémentaire donnera les résultats recherchés.

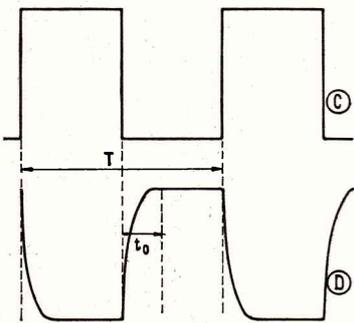


FIG. 5

Ainsi, si dans le montage d'origine, on ne trouve qu'une bobine shunt en x7 ou x8 on pourra monter une bobine série en x5 ou x6.

De même, dans la liaison détecteur-VF1, une bobine série en shunt peut donner lieu à une meilleure définition. La suite des opérations consiste à examiner la mire et à constater sur celle-ci l'effet produit par le réglage des bobines ou par l'introduction d'une nouvelle bobine.

On opérera dans l'ordre suivant :

1° S'assurer qu'il n'y a aucune commutation 625-819 dans la partie considérée, cas pratiquement général. Effectuer toutes les opérations suivantes en 819 lignes.

2° Réaliser l'installation de mesures faisant apparaître la mire de définition sur l'écran du tube cathodique du téléviseur. Si possible, on préférera le montage direct sur l'amplificateur VF comme celui de la figure 1; à défaut on se contentera de la mire obtenue avec la MF et HF en service ou venant de l'émission.

3° Sans rien modifier encore, au montage existant, agir sur les noyaux des bobines de correction fin d'améliorer la définition. En général, on constatera que cette opération ne donne pas une amélioration, car le constructeur a effectué, évidemment, le meilleur réglage possible du montage prévu par lui, à moins qu'un circuit correcteur ait été déréglé.

Quoi qu'il en soit, tenter d'améliorer l'image par ce réglage, en 819 lignes. Si aucune amélioration n'est obtenue, noter la

définition maximum obtenue, par exemple la visibilité des barres 700. Passer en 625 lignes, et tenter, de la même manière, à améliorer l'image.

Il va de soi qu'il faut disposer de mires pour 819 et pour 625 lignes, cas facile à réaliser avec les émetteurs qui transmettent le même type de mire pendant plusieurs heures par jour avant et après la transmission des programmes.

4° Si l'amélioration attendue ne se produit pas, insérer une bobine dans un des emplacements indiqués, par exemple en x2 ou en x1, si aucune bobine ou une seule bobine est disposée dans la liaison d'entrée VF.

Le réglage de cette nouvelle bobine doit donner un effet de relief. Pour rendre réglable cet effet, on shuntera la bobine par une résistance variable de l'ordre de 25 k Ω . Le relief dépendra de la valeur de cette résistance.

ESSAIS AVEC GENERATEUR

Si l'on possède un générateur de tensions rectangulaires, on réalisera le montage de mesures déjà mentionné, avec ce générateur à l'entrée, branché au « point test » et l'oscilloscope à la sortie, de préférence directement sur les plaques de déviation verticale.

La tension d'entrée sera de l'ordre du volt ce qui donnera à la sortie, avec un gain de l'ordre de 50, une tension de 50 V parfaitement décelable, avec l'attaque directe des plaques de déviation verticale du tube cathodique de l'oscilloscope.

La base de temps de l'oscilloscope sera réglée, pour chaque fréquence de signal, sur une fréquence trois ou quatre fois plus faible afin de faire apparaître trois ou quatre branches du signal périodique examiné; de cette façon la deuxième branche ne sera pas déformée par l'aller et le retour horizontal du spot.

Pour connaître le comportement de l'amplificateur à diverses fréquences, il suffira d'effectuer des essais en tensions rectangulaires sur quelques fréquences fixes convenablement choisies dans les zones de fréquences basses, moyennes, hautes et très hautes, par exemple sur 100, 1 000, 10 000, 100 000 Hz et 1, 2, 4, 6, 8, et 10 MHz.

Si l'amplitude est bien corrigée, aussi bien pour les signaux BF que pour ceux à fréquence élevée, on constatera que la forme des tensions de sortie est d'allure rectangulaire jusqu'à une fréquence élevée, par exemple jusqu'à 4 MHz, puis la forme s'arrondit aux angles et tend de plus en plus vers une forme sinusoïdale dont l'amplitude diminue avec l'augmentation de la fréquence.

La figure 3 montre les défauts dus à une correction aux fréquences basses, insuffisante. En A, on représente la tension rectangulaire parfaite appliquée à l'entrée. Sa période T est la durée de deux alternances, l'une positive et l'autre négative. La fréquence est $f = 1/T$. Ainsi, pour $f = 100$ Hz, $T = 1/100$ seconde, = 0,01 s et $T/2 = 0,005$ s ou encore $T = 10$ ms et $T/2 = 5$ ms.

Comme l'amplificateur VF à transistors n'inverse qu'une seule fois, le signal de sortie se présente inversé, à une alternance positive correspond à la sortie une alternance négative et réciproquement. Le signal de sortie, si les points de fonctionnement sont bien choisis se présente symétrique tant que l'amplitude ne dépasse pas une certaine valeur, sinon il y a écrêtage de l'extrémité de l'une des alternances.

En effet, dans le cas du montage du téléviseur Thomson, les signaux synchro étant prélevés sur l'émetteur du premier transistor VF, ces signaux ne sont plus nécessaires

à la sortie du transistor final. En réglant les points de fonctionnement pour que le transistor final écrête la partie synchrone du signal VF, la partie luminance sera traquée. Elle est d'ailleurs seule nécessaire pour l'attaque de la cathode. De cette manière, l'amplitude du signal de sortie pourra être réduite de 25 % environ plus faible permettant, d'obtenir le maximum d'amplitude pour la partie utile, la luminance.

On montre à la figure 4 le signal V synchrone quant la cathode du tube cathodique est réglée, avec luminance négative et partie synchrone écrétée, positive.

Dans le signal de la figure 3 B, il y a un éventuel écrêtage sur les alternances positives sur une amplitude e. L'excès sera par conséquent sur l'alternance négative. Les réglages des circuits de correction BF doivent permettre de réduire le plus possible l'effet de descente représenté par la tension e1. Plus e1 est petite par rapport à l'amplitude totale du signal, plus celle-ci se rapproche du signal rectangulaire.

Cet effet de descente est dû aux condensateurs de liaison entre étages et aux condensateurs de découplage. Lorsque les liaisons sont directes, les signaux BF sont transmis, c'est le cas du montage de la figure 5 titre d'exemple.

Dans ce montage, toutefois, la liaison de la cathode du tube cathodique contient un condensateur de 0,41 μF , valeur d'attaque suffisante pour la transmission des signaux BF, c'est-à-dire, en signaux rectangulaires de la transmission des parties horizontales.

En examinant le comportement de l'amplificateur à des fréquences de plus en plus élevées, on constatera que les parties horizontales des signaux rectangulaires sont mieux en mieux transmises.

Passons à la transmission des parties verticales des signaux rectangulaires qui représentent l'augmentation ou la diminution brusque de la tension (fig. 5 c). Ceci est dû à la sortie par des variations progressives de la tension nécessitant un certain temps pour atteindre 99 % de la valeur maximum, le 100 % n'étant atteint qu'à l'infini.

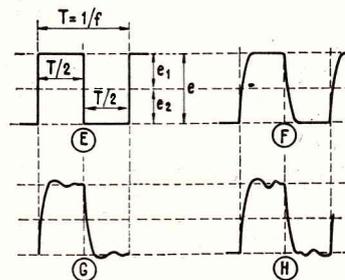


FIG. 6

Ce temps t_0 est indépendant de la fréquence, du signal donc plus T sera plus grande, plus t_0 sera une fraction plus petite de T/2 durée d'une alternance.

Pratiquement, le temps de montée t_0 est une déformation imperceptible aux fréquences élevées, d'autant plus progressive que f est élevée.

Les réglages des circuits de correction aux fréquences élevées, tendent à diminuer l'effet de descente.

Comme on l'a indiqué, la correction donne lieu à des surtensions (dépassement) et même à des oscillations amorties.

La figure 6 montre :
En E la tension rectangulaire parfaite.
En F la tension avec montée visible.
En G la tension avec montée plus visible mais présentant un dépassement.
En H tension à oscillations amorties.

LES TRANSISTORS UNIJONCTION

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

MONTAGES PRATIQUES

Le transistor unijonction (UJT) est un semi-conducteur à trois électrodes de sortie dont les caractéristiques sont notablement différentes de celles des transistors classiques à deux jonctions. Ses particularités les plus importantes sont les suivantes :

1° une tension V_p de déclenchement qui est stable, cette tension étant une fraction fixe de celle qui est appliquée entre les deux bases.

2° une intensité I_p , très faible de courant lors de la conduction.

3° une caractéristique de résistance négative uniforme et stable avec la température.

Ces caractéristiques permettent son emploi sur les oscillateurs, circuits de temporisation, circuits de commande par tensions ou courants, circuits à redresseurs contrôlés au silicium et circuits bistables.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le symbole du transistor unijonction est indiqué par la figure 1 et son circuit équivalent simplifié

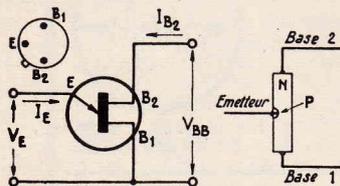


FIG. 1

par la figure 2. Le transistor comprend essentiellement une barre de silicium type N avec connexions aux deux extrémités et une simple zone P sur le côté.

R_{B2} et R_{B1} représentent la résistance entre les bases R_{BB} , qui

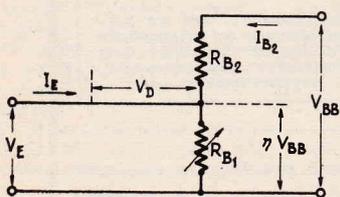


FIG. 2

est comprise entre 5 k Ω et 10 k Ω . C'est la résistance de la barre de silicium avec contacts ohmiques aux deux extrémités, appelés base n° 1 (B1) et base n° 2 (B2). Le

contact redresseur unique, appelé émetteur E est disposé entre les deux bases.

La diode du circuit équivalent simplifié de la figure 2 représente la diode d'émetteur du transistor unijonction. En fonctionnement normal, la base n° 1 est à la masse et une tension de polarisation positive V_{BB} est appliquée à la base n° 2. En l'absence de courant d'émetteur, la barre de silicium se comporte comme un simple diviseur de tension (fig. 2) et une certaine fraction η de la tension V_{BB} apparaît sur l'émetteur. Si la tension d'émetteur V_E est inférieure à ηV_{BB} , l'émetteur est polarisé en sens inverse et un seul courant de fuite d'émetteur très faible se produit. Si V_E devient plus important que ηV_{BB} , l'émetteur est polarisé dans le sens direct et un courant émet-

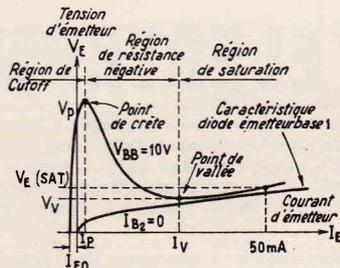


FIG. 3

teur se produit. Ce courant comprend essentiellement des trous injectés dans la barre de silicium qui se déplacent de l'émetteur à la base n° 1, d'où augmentation d'un nombre égal d'électrons dans la région émetteur base n° 1. Il en résulte une diminution de la résistance entre émetteur et base n° 1, telle que lorsque le courant d'émetteur croît, la tension émetteur diminue (caractéristique de résistance négative, figure 3).

Sur la courbe de la figure 3, deux points sont à considérer : le point de crête et le point de vallée. La région à gauche du point de crête est appelée *région de cut-off*, qui correspond à la polarisation inverse d'émetteur et au faible courant. La région entre le point de crête et le point de vallée est appelée *région de résistance négative*. La région à droite du point de vallée est la *région de saturation* ou la *résistance dynamique* est positive.

Le champ électrique qui existe entre les contacts des bases 2 et 1 est tel que la majorité des trous injectés à l'émetteur se dirigent vers le contact de base 1. R_{B2} est aussi modulé à un degré inférieur à R_{B1} en raison de la direction du champ. Cette caractéristique est spécifiée en mesurant le courant de base 2 pour des valeurs déterminées de courant d'émetteur et de tension entre les bases. Ce paramètre est défini par le symbole $I_{B2(MOD)}$. La courbe caractéristique statique résultante est celle de la figure 4. Il est important de remarquer que dans de nombreuses applications une valeur importante de puissance de crête est développée entre base 2 et émetteur et il est nécessaire d'utiliser une résistance de limitation de courant en série avec la base n° 2.

La résistance R_{B1} varie avec le courant d'émetteur comme indiqué ci-après (transistor 2N492).

I_E (mA)	R_{B1} Ω
0	4 600
1	2 000
2	900
5	240
10	150
20	90
50	40

PARAMETRES ESSENTIELS

1° *Résistance entre bases R_{BB}* : c'est la résistance mesurée entre les bases 1 et 2 avec l'émetteur en circuit ouvert. Elle peut être mesurée avec un ohmmètre classique ou un pont si la tension appliquée est inférieure ou égale à 5 V. Cette résistance croît avec la température à 0,8 %/° C.

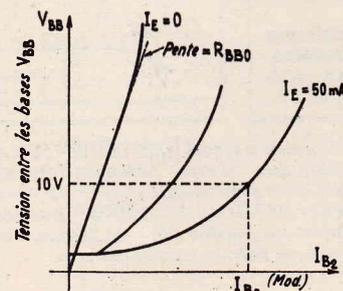


FIG. 4

2° *Rapport η* : ce paramètre est défini par la tension du point de

crête V_p , au moyen de $V_p = \eta V_{BB} + V_D$. V_D est la chute de tension aux extrémités de la diode d'émetteur au point de crête. $V_D = 0$ selon le type de transistor (à barre ou à contact). La figure 5 montre un schéma de montage pour mesurer η . Pour un transistor unijonction à contact, un oscillateur de rela-

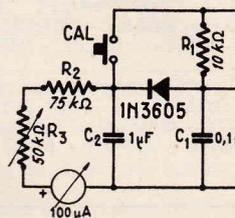


FIG. 5

reste du circuit sert de tension de crête au soustrayant automatique tension V_D .

Pour utiliser ce circuit, l'appareil de mesure est alors relâché et la tension V_p est lue directement sur l'échelle.

3) *Courant du point de crête (I_p)* : c'est le courant d'émission au point de crête. Il est nécessaire d'utiliser un courant minimum nécessaire pour déclencher le transistor.

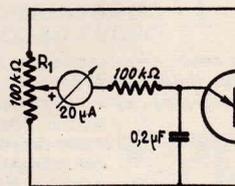


FIG. 6

ou pour obtenir l'oscillation, un circuit de relaxation inversement proportionnel à la tension entre les bases 2 et 1. Sur ce circuit, la tension de crête est lue sur l'échelle du potentiomètre est lue lentement jusqu'à ce que le transistor unijonction soit déclenché, comme indiqué par un déplacement de l'aiguille de l'appareil de mesure. La lecture du courant de crête est obtenue sur cette oscillation. Le courant de crête est lu sur l'échelle de l'appareil de mesure.

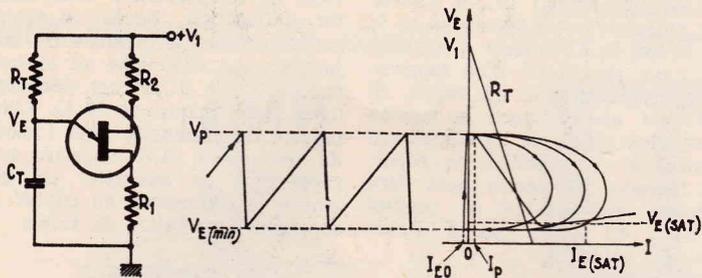


FIG. 7

4° **Tension d'émetteur au point de crête** : Cette tension dépend de la tension entre bases comme indiqué en 2°. V_p diminue lorsque la température augmente en raison de la variation de V_D et peut être stabilisé par une faible résistance en série avec la base n° 2.

5° **Tension de saturation d'émetteur ($V_E \text{ sat}$)** : ce paramètre indique la chute dans le sens direct entre émetteur et base 1 dans la région saturée. Il est mesuré pour un courant d'émetteur de 50 mA et pour une tension entre bases de 10 V.

6° **Courant modulé entre bases ($I_B \text{ mod}$)** : ce paramètre indique le gain de courant effectif entre émetteur et base 2.

7° **Courant inverse d'émetteur (I_{E0})** : le courant inverse d'émetteur est mesuré avec une tension appliquée entre base 2 et émetteur, le circuit de base 1 étant ouvert. Ce courant varie avec la température comme le I_{C0} d'un transistor classique.

8° **Tension de vallée (V_V)** : c'est la tension d'émetteur au point de vallée. La tension de vallée croît lorsque la tension entre bases augmente ; elle diminue avec la résistance en série avec la base 2 et augmente avec la résistance en série avec la base 1.

9° **Courant de vallée (I_V)** : c'est le courant d'émetteur au point de vallée. Ce courant augmente lorsque la tension entre bases croît et diminue avec la résistance en série avec la base 1 ou la base 2.

MONTAGES PRATIQUES OSCILLATEUR DE RELAXATION

Le montage fondamental de l'oscillateur de relaxation est celui

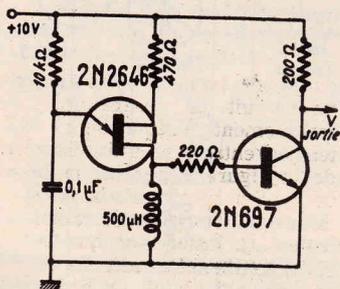


FIG. 9

de la figure 7. Au début du cycle, l'émetteur est polarisé en sens inverse et il n'y a pas conduction.

Lorsque le condensateur C_T se charge par la résistance R_T , la tension d'émetteur croît expérimentalement vers la tension d'alimentation V_1 . Lorsque la tension d'émetteur atteint celle du point de crête, l'émetteur est polarisé dans le sens direct et la résistance dynamique entre l'émetteur et la base 1 chute à une faible valeur. Le condensateur C_T se décharge

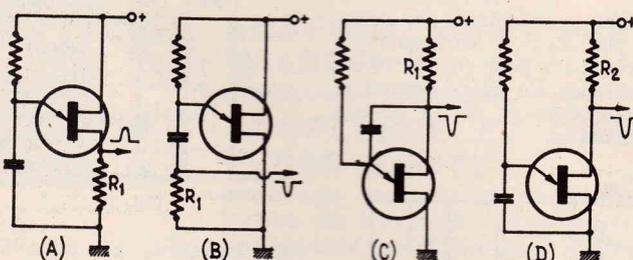


FIG. 8

alors à travers l'émetteur. Lorsque la tension d'émetteur atteint $V_E \text{ min}$ comme indiqué sur la figure, l'émetteur cesse de conduire et le cycle recommence.

$V_E \text{ min}$ est la tension émetteur minimum qui est relativement indépendante de la tension de polarisation, de la température et de la capacité si $R_1 = 0$. $V_E \text{ min}$ est à peu près égal à $0,5 V_E \text{ (sat)}$. Pour de faibles valeurs de R_1 et R_2 la fréquence d'oscillation est :

$$f \approx \frac{1}{R_T C_T I_n \frac{1}{1 - \eta}}$$

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS

Chaque fois qu'un transistor UJT en oscillateur de relaxation conduit, une impulsion de courant traverse les circuits d'émetteur, de

base 1 et de base 2. L'oscillateur de relaxation peut être utilisé comme générateur d'impulsions positives ou négatives à des impédances différentes.

Les montages fondamentaux sont ceux de la figure 8 A à D. Les montages A, B, C utilisent le courant de décharge du condensateur pour engendrer l'impulsion et ont une faible impédance de sortie. Le montage D utilise le courant de base 2 pour engendrer l'impulsion et a une impédance de sortie plus élevée. Dans le cas du montage C, le courant de décharge du con-

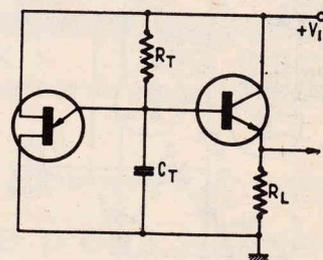


FIG. 10

densateur traverse l'alimentation extérieure et une alimentation de faible impédance est nécessaire.

Lorsqu'une impulsion à fronts raides est nécessaire, on peut utiliser le circuit de la figure 9 en remplaçant la résistance par un self dont l'inductance est égale à $0,4 t^2/C$, t étant la largeur désirée de l'impulsion et C la capacité du condensateur d'émetteur. Avec les valeurs d'éléments indiquées, la largeur d'impulsion est comprise entre 11 et 13 μs et les temps de montée et de descente sont de 0,3 μs . En remplaçant l'inductance par une résistance de 47 Ω , le temps de montée est de 0,3 μs , mais le temps de descente est de 3 μs .

GÉNÉRATEURS DE TENSIONS EN DENTS DE SCIE

La forme de la tension d'émetteur d'un oscillateur de relaxation à transistor UJT est approximativement une dent de scie. La méthode la plus pratique pour transmettre le signal à une charge est l'utilisation d'un étage émetteur

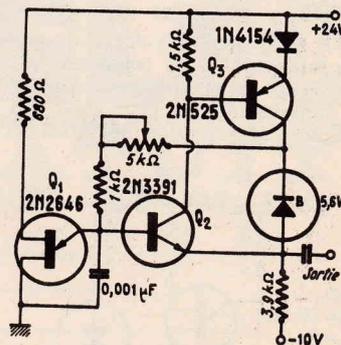


FIG. 11

followed avec liaison directe émetteur-base (fig. 10). Le couplage direct est possible par le fait que la tension minimum d'émetteur du

SOLDE RADIO-TRANSISTORS

GARIS - PO-FM

7 Transistors + 1 Diode

GARANTIE 1 AN

130 F ▶



" REGENCY "

PO - GO - FM

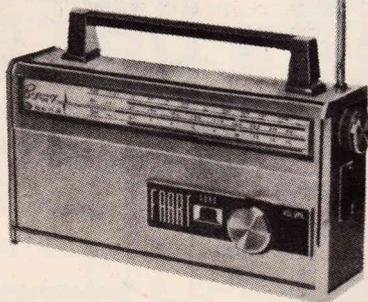
10 Transistors + 4 Diodes

2 Piles 4,5 V

Haute QUALITE

GARANTIE 1 AN

◀ 180 F



ENVOI FRANCO CONTRE REMBOURSEMENT

EUROFFICE - Palais de la Scala
MONTE-CARLO

transistor unijonction V_{Emin} est égale à 1 V ou supérieure. Si V_{Emin} est inférieure à la tension base émetteur du transistor à jonction il y a écrêtage de la tension de sortie aux extrémités de la charge R_L .

Pour améliorer la linéarité, on peut utiliser la caractéristique du collecteur du transistor à jonction pour obtenir une source de courant constant.

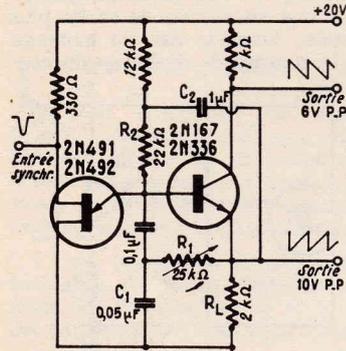


Fig. 12

Dans le cas de la figure 11, représentant un schéma de générateur de tensions en dents de scie 50 kHz, une tension constante est maintenue aux extrémités de la résistance de charge par la diode zener et l'étage amplificateur émetteur follower, de telle sorte que le courant de charge du condensateur soit constant. La résistance de charge $3,9 \text{ k}\Omega$ retourne à une tension négative afin d'éviter l'écrêtage au sommet de la dent de scie. Le transistor Q3 maintient le courant zener constant pour améliorer la linéarité et assiste également Q2 pour fournir le courant à la charge.

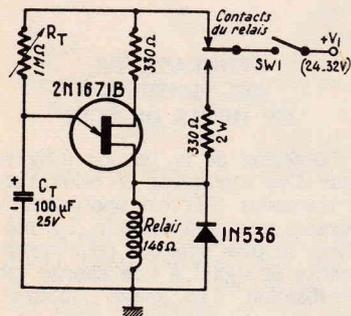


Fig. 13

Le générateur en dents de scie de la figure 12 ne comprend pas de diode zener, un condensateur le remplaçant. On peut ainsi supprimer l'alimentation négative. R1

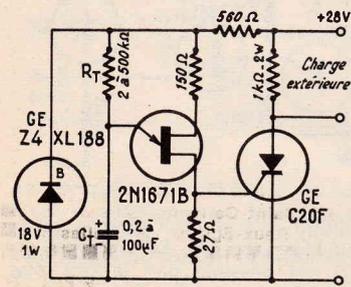


Fig. 14

et C1 constituent un réseau intégrateur compensant la non-linéarité. Il est possible de modifier la forme de la dent de scie en modifiant la valeur de R1.

CIRCUITS TEMPORISATEURS DE PRECISION

La figure 13 montre le schéma à utiliser avec un transistor unijonction pour retarder un relais. Lorsque l'interrupteur SW1 est fermé, le condensateur C_T se charge à la tension de point de crête correspondant au déclenchement du transistor unijonction. Le condensateur se décharge alors dans l'enroulement d'excitation du relais qui est actionné. Une paire de contacts du relais maintiennent le relais excité, la deuxième paire pouvant être utilisée pour d'autres fonctions. Les relais doivent être de faible résistance et ne pas nécessiter une grande puissance.

Le temps de retard est déterminé par R_T ; il correspond à peu près à 1 s pour chaque $10 \text{ k}\Omega$ de résistance. Ce retard dépend de la température et de la tension d'alimentation.

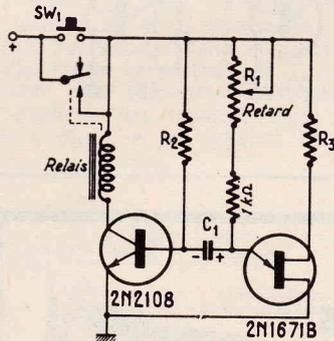


Fig. 15

Le circuit à retard de la figure 14 utilise un transistor unijonction et un redresseur contrôlé au silicium. Le temps de temporisation débute en appliquant la tension d'alimentation. A la fin de l'intervalle de temps qui dépend de la valeur de R_T et C_T , le transistor unijonction déclenche le redresseur SCR et la tension d'alimentation totale, moins environ 1 V se trouve appliquée à la charge. Par un choix convenable de R_T et C_T , on peut obtenir des temporisations de 0,4 ms à 1 minute. L'intensité traversant la charge est limitée par le type de redresseur SCR. Avec le modèle C20F, l'intensité maximum est de 6 A.

Le schéma de la figure 15 permet de contrôler avec précision la durée de fermeture d'un relais après sa fermeture rapide par l'interrupteur poussoir SW1. Au repos, l'alimentation n'est pas appliquée au circuit. Lorsque SW1 est momentanément fermé, le transistor est conducteur et le relais colle. La tension est alors appliquée au circuit par l'intermédiaire du contact du relais de telle sorte qu'il reste excité lorsque SW1 est ouvert. Après un intervalle de temps déterminé par

les valeurs de R1, C1, le transistor unijonction est déclenché et la décharge de C1 amène le transistor n-p-n au cut-off, d'où suppression de l'excitation du relais. Si SW1 est alors ouvert, la tension n'est plus appliquée au circuit qui revient à l'état initial de repos. La tension de sortie peut être obtenue en utilisant le contact indiqué du relais ou à l'aide d'autres contacts.

Connaissant la tension d'alimentation et le relais utilisé, la résistance R2 est choisie de façon que le courant base du transistor n-p-n soit suffisant pour que le relais

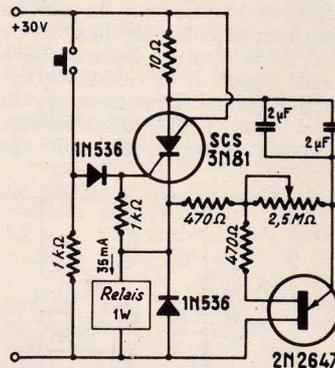


Fig. 16

soit déclenché. La capacité du condensateur est choisie de telle sorte que le transistor n-p-n soit au cut-off pendant un temps suffisant pour que le relais décolle. La résistance R1 est déterminée pour le retard maximum et le courant maximum de point de crête du transistor UJT. R3 est une résistance de stabilisation de température.

Le temporisateur de la figure 16 permet de réaliser un préajustage tel que le relais soit excité pendant une période de temps, jusqu'à 10 s au maximum, après son déclenchement par bouton poussoir. En fermant S1, le redresseur con-

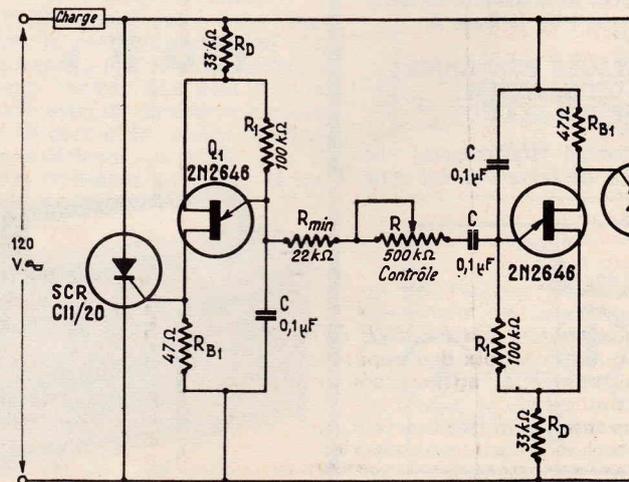


Fig. 18

trôlé au silicium est déclenché et la tension d'alimentation est disponible aux bornes du relais ce qui correspond au début de l'inter-

valle de temporisation du transistor unijonction. Après prédéterminé, le transistor unijonction est déclenché et le condensateur de $4 \mu\text{F}$ est dans la résistance de 10 Ω pulsion de décharge du redresseur SCR négatif rapport à la gachette, amène le redresseur au repos et supprime l'excitation du

CIRCUITS DE DECLENCHEMENT POUR REDRESSEUR CONTROLES AU SILICIIUM

Les transistors unijonction sont très utilisés sur les circuits de déclenchement de redresseurs contrôlés au silicium. La figure 17 montre un schéma d'un redresseur simplifié alimenté par secteur alternatif. La résistance R_D limite la tension de crête appliquée au transistor. La tension entre les armatures de la bobine de la charge est fonction de la vitesse de

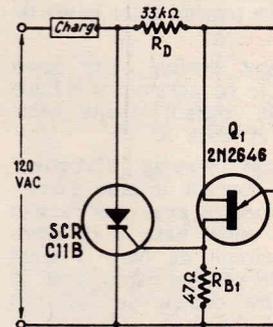


Fig. 17

par la constante de temps de la charge. Lorsqu'elle atteint le point de crête, le transistor unijonction devient conducteur et rend également conducteur le redresseur contrôlé au silicium.

Dans le cas de la figure 18, le montage fonctionne sur secteur alternatif au lieu d'un

L'amplificateur stéréo « CONCERTONE 200 »

TOUT TRANSISTORS

L'AMPLIFICATEUR Stéréo Concertone 200 a été spécialement étudié pour la satisfaction du mélomane exigeant. Une grande facilité de commande, alliée à une technique irréprochable en font l'élément majeur de votre chaîne Haute-Fidélité.

Son esthétique, d'une pureté de lignes fouillée dans ses moindres

(-2,5 dB à 20 kHz, -1 dB 20 Hz).

Les 2 canaux simultanément 2 x 15 W sur 8 ohms.

- Puissance Musique : 2x20 W.

- Distorsion à 18 W : 0,3 %, à 15 W : 0,2 %.

- Sortie Haut-Parleur : 4 à ohms ; optima : 8 ohms.

- Facteur d'Amortissement : 40 pour 8 ohms à 50 Hz.

- Rapport Signal/Bruit de fond : en l'air -49 dB ; sur charge normale -56 dB.

- Entrée Radio-Auxiliaire et magnéto -160 mV impédance : 70 kΩ.

- Rapport Signal/Bruit : 73 dB.

- Action correcteurs de tonalité : ± 15 dB à 50 Hz ; ± 15 dB à 15 Hz.

- Entrée : Radio.

- Entrée auxiliaire sur toute source de m correspondante TV ou au

- Magnétophone tou pendante à enclenchement l'écoute simultanée de

- Contour : 1 touche dante à enclenchement.

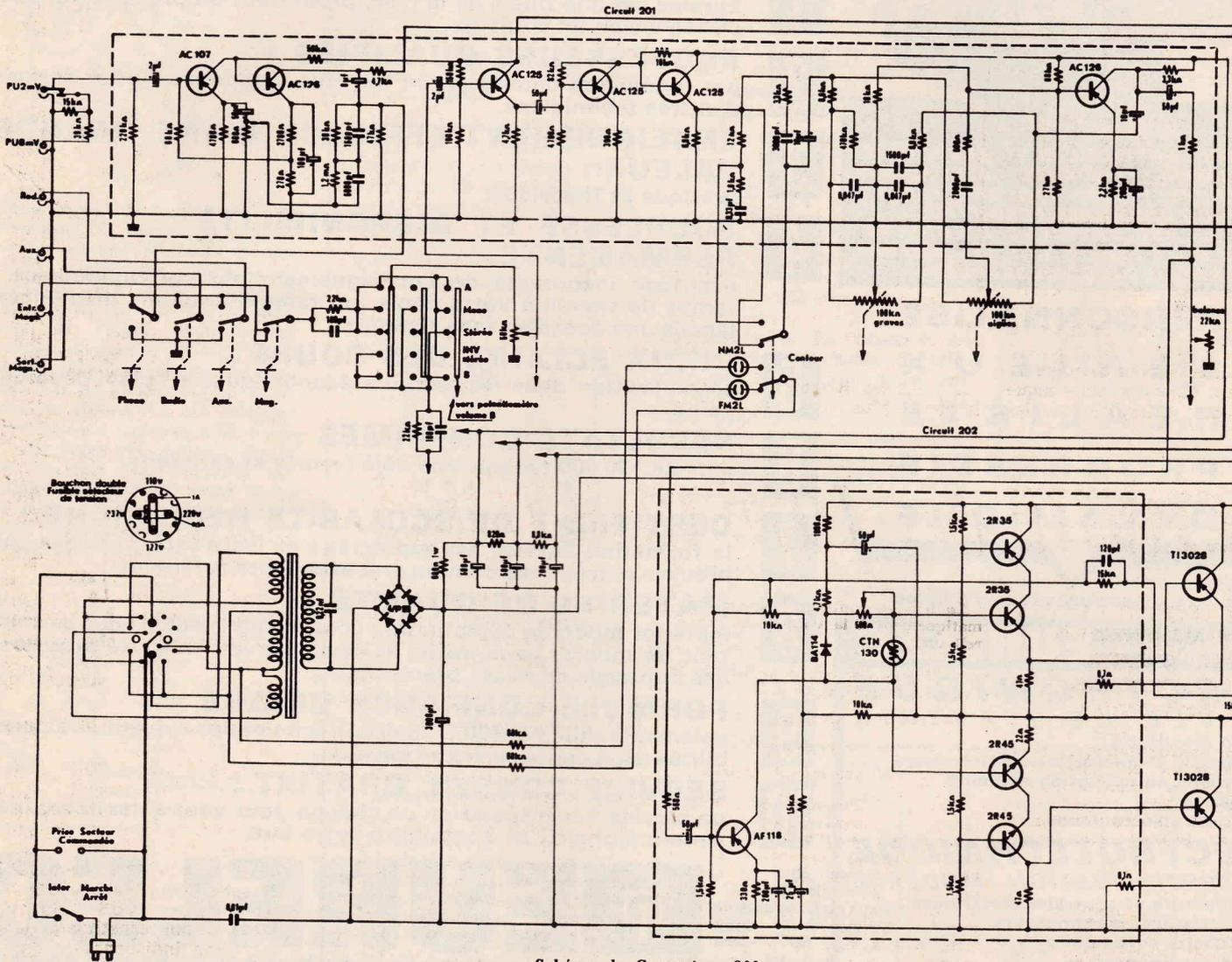


Schéma du Concertone 200

détails, permet son intégration dans tous les styles de décoration, en assurant la compatibilité de la technique de pointe en matière de reproduction sonore, avec le cadre habituel de votre vie.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUES

Ampli de Puissance

- Puissance efficace : régime continu (1 canal 18 W) à 1 000 Hz

- Temps de montée sans dépassement : Ampli seul 3 microsecondes ; avec Préampli 4 microsecondes.

Stabilité absolue, quelle que soit la charge.

- Bande passante à 3 dB : 6 Hz-80 kHz.

Préampli

- Entrée phono 2 et 8 mV correction RIAA.

- Nombre de transistors : 26.

- Nombre de diodes silicium : 6.

- Dimensions du coffret : 325 x 85 x 270 mm.

- Poids : 6 kg.

La disposition des éléments est la suivante :

Face avant

- Commutateurs d'entrée à 5 touches (dont 2 indépendantes).

- Entrées PU 2 et 8 mV

physiologique pour l'écoute ble niveau. Cette touche commande également le volume droite de la façade.

- Sélecteur de mode (voies) dans le sens des aiguilles d'une montre : Voie B, Stéréo, Voie A.

- Commande de balance pour équilibrer les voies

de déséquilibre éventuel de la chaîne.

- Commandes graves groupées voie gauche et droite.

- Commandes aigües groupées voie gauche et droite.

- Deux voyants : rappellent la position de la correction physiologique, normal : lampe verte, correction : lampe orangée.

- Commande volume groupée voie gauche et droite.

- Interrupteur à enciencement pour la mise en marche et arrêt (de couleur rouge), met l'amplificateur sous tension.

Face arrière

- Bouton répartiteur de tension contenant les fusibles secteur 0,6 A pour 220/237 V et 1 A pour 110 et 127 V.

- Boîtes à fusibles. Ces fusibles rapides, de 1,25 A, protègent individuellement chaque amplificateur de puissance.

- Prise secteur commandée permettant l'alimentation d'autres éléments d'une chaîne, jusqu'à une puissance maximum de 150 W.

- Plaquettes de raccordement des haut-parleurs. Canal A en haut, canal B en bas. Des cosses sont fournies avec l'amplificateur afin d'éviter tout risque de court-circuit au niveau des branchements. Il est conseillé d'utiliser du câble repéré pour la liaison avec les haut-parleurs pour faciliter le branchement identique sur chaque voie. En effet, il importe que les

haut-parleurs soient branchés en phase pour obtenir une reproduction stéréophonique normale.

- Borne de mise à la masse : à brancher à la masse métallique de la platine ou d'autres éléments de la chaîne en cas de ronflements.

- Pour toutes les prises suivantes : canal A en haut, canal B en bas.

- Sortie Magnétophone, 160 mV.

- Entrée Magnétophone, 160 mV.

- Entrée auxiliaire, 160 mV.

- Entrée Radio : 160 mV.

- Entrée P.U. 8 mV.

- Entrée P.U. 2 mV.

Les entrées P.U. sont commutées automatiquement par l'enclenchement dans les entrées correspondantes.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'une des deux voies de l'amplificateur stéréophonique et des éléments communs aux deux voies est indiqué par la figure 1.

Sur les deux entrées PU1 2 mV et PU2 8 mV les deux premiers étages AC107 et AC126 à liaison directe collecteur-base sont utilisés comme préamplificateurs. Une contre-réaction sélective est appliquée entre le collecteur de l'AC126 et l'émetteur de l'AC107 (correction RIAA). Elle comprend le réseau 30 k Ω 1500 pF en série avec 5 000 pF-1,2 M Ω .

Les entrées Radio et Auxiliaire, de niveau plus élevé, attaquent la

base du transistor suivant AC125 par l'intermédiaire du commutateur canal A, mono, stéréo, stéréo inverse et canal B et du potentiomètre de volume.

Deux autres AC125 préamplificateurs, le premier à émetteur commun et le second à collecteur commun pour l'adaptation d'impédance précédent le correcteur de contour et le correcteur graves et aigües par deux potentiomètres doubles jumelés. Sur la position « contour » commutant une ampoule d'un voyant de couleur orange les tensions BF ne sont pas prélevées sur l'émetteur de l'AC125 (position normale avec ampoule et voyant de couleur verte, mais sur le pont diviseur 12 k Ω - 1,8 k Ω - 0,33 μ F qui a pour effet de favoriser les graves (correction physiologique).

A la sortie des correcteurs manuels graves et aigües un étage AC126 amplificateur à émetteur commun compense l'atténuation. Le potentiomètre de balance est monté à la sortie de cet étage et précède l'amplificateur de puissance proprement dit à liaisons directes câblé sur un autre circuit et comprenant un étage préamplificateur à émetteur commun AF118, un déphaseur équipé de deux transistors p-n-p 2R35 et deux transistors complémentaires n-p-n 2R45 montés en série, et un étage final push-pull à alimentation série, sans transformateur de sortie, de deux transistors de puissance TT3028.

L'alimentation est assurée par un transformateur avec boucle spécial répartiteur à double secondaire 110 et 220 V et un redresseur en pont à 4 diodes au silicium. Les différents étages sont alimentés en négatif à la sortie de transformateurs de découplage. Seul l'étage push-pull de puissance est alimenté à la sortie du redresseur.

VOUS SAUREZ TOUT

C'est le titre de la nouvelle revue dont le premier numéro vient de paraître et qui sera trimestrielle.

Dans ses 68 pages, grand format, elle justifie amplement son sous-titre : **ENCYCLOPÉDIE POUR TOUS**, en présentant toute une série d'articles divers.

La pièce maîtresse de ce numéro est consacrée, en 25 pages, à 70 illustrations en couleurs, **TOUT ANKH AMON** et **L'EGYPTE ANTIQUE**, ses grandes pyramides, ses temples mystérieux et ses chefs-d'œuvre d'habileté technique.

Puis, tous les lecteurs qui désirent s'instruire en se divertissant, trouveront leur complément d'enrichissement dans les autres pages où ils trouveront les sujets suivants : Beethoven et sa 9^e Symphonie, Auguste Rodin, le grand sculpteur ; le peintre Botticelli avec une superbe reproduction de son tableau « Vénus et Mars » ; la merveilleuse artiste de cinéma Greta Garbo. Qui était Machiavel ? La révolution bolchevique et le quotidien russe « La Pravda ».

Un peu de science : l'origine des éléments : l'atome, le noyau, la cellule. La mémoire et les machines à enseigner. Le Déluge et l'Arche de Noé. Qu'est-ce que la vie ? La personnalité. Les maîtres de l'absurde, etc.

En tout plus de 120 illustrations en couleurs.

« VOUS SAUREZ TOUT » deviendra certainement votre revue favorite car elle augmentera agréablement vos connaissances. Pour 5 F par numéro ce n'est pas cher, avouez-le ! Et vous conserverez la collection de « VOUS SAUREZ TOUT » qui constituera pour tous une indispensable encyclopédie.

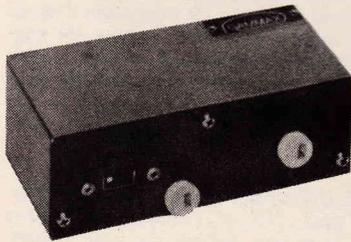
Un conseil : si vous ne trouvez pas « VOUS SAUREZ TOUT » chez votre libraire, envoyez un chèque postal de 5 F à « La Presse », 142, rue Montmartre 75-Paris (2^e) (C.C. Postaux Paris 3882.57), il vous sera envoyé par retour du courrier. N'oubliez pas de lire

VOUS SAUREZ TOUT

ACTIVITÉ des CONSTRUCTEURS

LE BLOC-SECTEUR GAMMAX POUR ALIMENTATION SUR SECTEUR DES RECEPTEURS A TRANSISTORS

Le bloc secteur Gammax permet d'économiser les piles d'un récepteur à transistors, d'un électrophone ou d'un magnétophone à cassettes, en faisant fonctionner l'appareil sur le réseau électrique.



CARACTERISTIQUES

- Tension d'entrée : 127 ou 220 V - 50 Hz.
- Tension de sortie : 7,5 V à 9 V, continue et filtrée.

La tension continue s'adapte automatiquement à la tension de l'appareil utilisé.

- Tension de sortie isolée de la tension d'entrée secteur.

- Puissance utilisable : 1,5 W.

- Fusible de protection.

- Câblage sur circuit imprimé.

Pour le branchement de l'alimentation, on commence par placer le bouton du répartiteur de tension sur la position convenable (127 ou 220 V), puis on relie un cordon muni de deux filtres à la prise « Alimentation extérieure », de l'appareil à utiliser. Par exemple, la fiche DIN à cinq broches pour un magnétophone à cassettes, ou le jack miniature pour un récepteur à transistors ou un électrophone. Brancher ensuite la fiche « Secteur » sur le réseau électrique.

Ce bloc secteur ne permet d'alimenter qu'un appareil à la fois : soit le récepteur à transistors, soit le magnétophone à cassettes. Il est donc impératif de veiller à ce que les deux fiches ne soient pas branchées simultanément même si le deuxième appareil ne fonctionne pas.

Gammax, route des Andelys, Courcelles-sur-Seine (27).

NOUVEAUX DISPOSITIFS OPTOELECTRONIQUES DE LA RADIOTECHNIQUE-COPRIM-R.T.C.

LES laboratoires de recherche et de développement de la Radiotechnique-Coprim-R.T.C. à Caen ont mis au point, sur le marché d'études de la D.G.R.S.T., une gamme de relais miniatures optoelectroniques à performances élevées.

Actuellement :

1° Un modèle est commercialisé : le F 103 OPY. Il s'agit d'un photorelais délivrant 3,5 mA typique à la sortie pour 35 mA à l'entrée, avec des temps de montée de quelques microsecondes. L'isolement typique entre les bornes d'entrée et de sortie est de 200 V, avec une capacité de 2 pF et une résistance de 10¹² ohms.

2° Un autre modèle, le F 115 CPY, est disponible en tant qu'échantillon de laboratoire. Ce photorelais est destiné à tenir des tensions d'isolement élevées. Il est présenté en enrobage époxy opaque et garanti pour une tension d'isolement supérieure à 10 kV.

3° Enfin, un troisième modèle, le F 116 CPY, est en cours de développement : il permettra des temps de commutation de quelques manosecondes avec un rendement de transfert plus élevé, et sera présenté en boîtier TO 18.

QUESTIONS ET RÉPONSES SUR L'ALLUMAGE ÉLECTRONIQUE DES VÉHICULES

L'ALLUMAGE électronique pour automobiles est à l'ordre du jour et nous recevons effectivement beaucoup de lettres à ce sujet. Nous avons remarqué un article original sur la question publié dans « Radio Electronics », article présenté sous la forme de questions et réponses. Nous avons pensé intéresser nos lecteurs en traduisant très librement cet article et en l'adaptant, le condensant, pour sa publication.

1° Puis-je construire ou dois-je acheter un allumeur électronique à transistors ?

Si vous n'avez jamais construit d'appareils électroniques, si vous

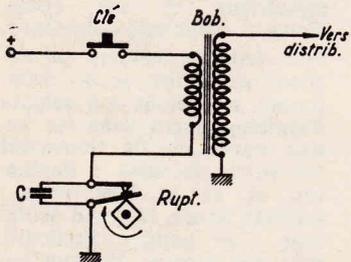


Fig. 1

n'avez aucune expérience des transistors, si vous ne savez pas ce qu'est la loi d'Ohm... alors achetez un allumeur électronique du commerce ; éventuellement, vous pourrez probablement l'installer vous-même sur votre véhicule, ou le faire installer par un ami.

Il faut noter en passant que cette réponse, peut-être un peu brutale, est également valable pour tout autre appareil électronique, quel qu'il soit !

Dans le cas contraire, vous pouvez parfaitement entreprendre une telle construction, relativement simple, n'offrant pas de grosses difficultés et devant fonctionner à tous les coups dans la mesure où tous les composants ont été judicieusement choisis pour être utilisés conjointement. Adoptez de préférence une fourniture en kit.

2° Une nouvelle, et souvent onéreuse, bobine d'allumage est-elle nécessaire ?

Non, pas obligatoirement. Certes, une bobine d'allumage présentant un rapport élévateur de 400 est recommandée pour l'obtention des performances maximales possibles à partir d'un système allumeur à transistors. Mais des bons résultats peuvent cependant être obtenus avec la bobine classique de rapport 100 de votre véhicule ; nous y reviendrons plus loin.

3° Y a-t-il une différence entre un modèle cher et un modèle bon marché pour de tels allumeurs ?

Certainement ! Le premier modèle est sûrement plus robuste et capable de meilleures performances que le second.

4° Comment fonctionne un allumeur classique ?

Se reporter à la figure 1 : normalement, les contacts du rupteur sont fermés. Le courant circulant dans le primaire de la bobine d'allumage établit un champ magnétique dans cette bobine. Lors de l'ouverture du rupteur, ce champ décroît brutalement et cette brusque variation induit un courant dans le secondaire de la bobine, courant de courte durée et de très haute tension vu le rapport élévateur de la bobine (nombre de tours très important au secondaire). Ce courant à haute tension est alors appliqué à la bougie convenable par l'intermédiaire du distributeur. Le condensateur shuntant les contacts du rupteur permet d'obtenir une coupure très brusque du circuit en absorbant l'étincelle, et par la même occasion, il évite l'usure rapide, voire la destruction, des contacts du rupteur.

5° Comment fonctionne un allumeur électronique ?

Certes, il existe divers montages, plus ou moins compliqués. Pour notre explication, nous nous limiterons volontairement à un montage très simple ; se reporter figure 2. Ici, la coupure du courant circulant dans le primaire de la bobine est effectuée par le transistor de commutation Q. Les contacts du rupteur ne font plus que commander seulement le transistor, celui-ci servant donc d'intermédiaire, de relais électronique.

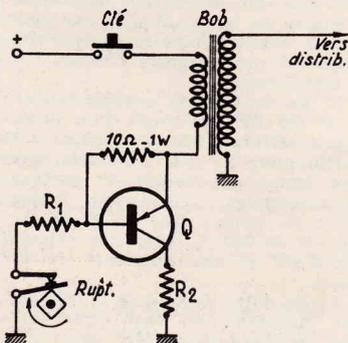


Fig. 2

En conséquence, l'intensité coupée par le rupteur est minime (environ 15 fois plus faible que dans le montage classique de la figure 1), et ce, sous une tension très petite. De ce fait, il n'y a pratiquement pas d'étincelle aux contacts du rupteur ; la coupure est encore plus franche, plus instantanée, et l'usure est négligeable.

Dans certains allumeurs plus complexes, le rupteur mécanique classique est même supprimé et remplacé par un rupteur électromagnétique (voir notre article publié dans le numéro 1076).

Pour 6 volts, nous avons : $R_1 = 4 \Omega$ 10 W et $R_2 = 0,25 \Omega$ 50 W ; Pour 12 volts : $R_1 = 7,5 \Omega$ 10 W et $R_2 = 0,5 \Omega$ 50 W.

$Q = 2N 1907$, $2N 1908$ (Texas Instruments) ou $2N 1100$ (R.T.C.).

6° Que peut-on espérer d'un allumeur électronique ?

Les améliorations généralement obtenues sont les suivantes :

a) Meilleur ralenti et réduction possible de la vitesse de rotation de ce ralenti avec tous les avantages que cela entraîne (diminution de la consommation de carburant, moindre dépôt de calamine, etc.) ;

b) Départs plus faciles, notamment par temps froid ;

c) Plus long usage du rupteur (environ 6 fois) et plus long usage des bougies (environ 2 fois) ;

d) Meilleure accélération aux hautes vitesses de rotation et meilleure combustion à tous régimes.

7° Que doit-on surveiller lors de l'achat d'un système d'allumage électronique ?

Les points capitaux à surveiller sont :

a) La bobine. Nous rappelons que les bobines présentant un rapport élévateur de 400 sont préférables pour l'obtention des performances maximales ; ce sont généralement des bobines de ce type qui accompagnent la fourniture des allumeurs électroniques commerciaux.

b) Le transistor. Il doit être d'un type pouvant supporter très largement les intensités auxquelles il sera soumis. Même observation en ce qui concerne les tensions pour lesquelles il ne faut pas penser à la tension de la batterie, mais bien aux extra-courants de rupture ou de commutation qui sont de tensions élevées. Il doit en outre présenter des caractéristiques stables dans le temps et

malgré les fortes variations de température ; il doit être équipé avec un radiateur de refroidissement d'une surface convenable.

c) Protection des contacts du transistor notamment contre l'humidité, les moisissures, les projections de toutes sortes.

d) Protection du transistor contre le rayonnement du moteur.

e) Vérification de la tension de sortie, appliquée au primaire du distributeur ; elle

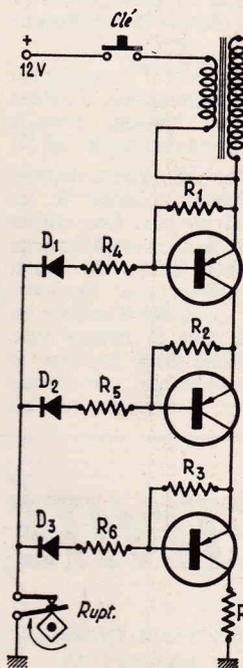


Fig. 3

comprise entre 30 et 40 volts, ce qui est la vitesse de rotation du moteur.

D'autres points intéressants seraient également à surveiller mais ils sont difficilement réalisables par l'acheteur. L'énergie en joules déposée sur les bougies (0,18 J en moyenne, 0,04 pour un allumeur électronique) et de la constante de temps de la bobine (2 millisecondes en moyenne avec une bobine de rapport 400 contre 3,5 millisecondes avec une bobine ordinaire de rapport 100).

8° Utilisation d'une bobine de rapport 100 et résultats obtenus avec une bobine de rapport 400 ?

La tension appliquée aux bougies est inévitablement réduite et l'énergie en joules déposée sur leurs électrodes est réduite à 0,09 J. L'inductance du primaire

bobine de rapport 100 étant supérieure à celle de l'autre type, la constante de temps passe à 3,5 ou 4 millisecondes.

Bref, comme on pouvait s'y attendre, les résultats du point de vue qualité de l'allumage aux bougies se situent entre ceux de l'allumeur classique et ceux de l'allumeur électronique comportant une bobine de rapport 400.

Signalons d'autre part, qu'une bobine ordinaire de rapport 100 n'est en général pas conçue pour supporter les fortes crêtes d'intensité des systèmes à transistors, et que de ce fait, elle risque d'être mise hors d'usage.

9° Les vibrations affectent-elles les performances d'un allumeur électronique ?

Non.

10° Une diode Zener est-elle obligatoire pour protéger le transistor ?

Le montage d'une diode Zener de protection, de caractéristiques convenables, est évidemment toujours possible ; nous en verrons un exemple plus loin. Mais l'em-

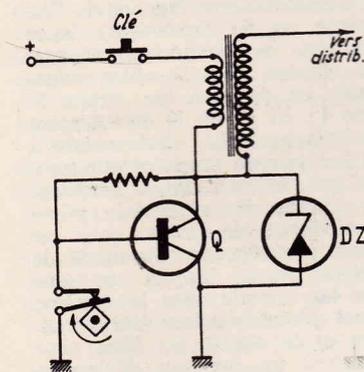


FIG. 4

ploi d'un telle diode n'est pas obligatoire si le transistor présente lui-même des caractéristiques et des marges de sécurité suffisantes.

11° Un allumeur à transistors peut-il fonctionner sur 6 et 12 volts ?

Il peut fonctionner sur 6 ou 12 V ; certains composants doivent alors changer de valeurs (voir, par exemple, N° 5 et figure 2). Il importe donc de choisir le modèle correspondant à la tension de la batterie du véhicule.

12° A quel circuit ou montage doit-on donner sa préférence ?

Nous l'avons dit, cela dépend des performances à atteindre.

Le montage de la figure 2 avec bobine de rapport 400 et un transistor du type 2N 1907 ou 2N 1908 donne d'excellents résultats. Ces transistors supportent jusqu'à 20 ampères et présentent une tension

de breakdown relativement élevée. L'intensité maximale coupée par le rupteur dans ce montage est de 750 mA. La réalisation pratique est simple ; le système délivre une haute tension de 38 à 42 kV avec une énergie de 0,15 à 0,3 J et son fonctionnement correct est prévu pour 400.000 km... (donc durée plus importante que celle de l'ensemble du véhicule !).

Ce même montage peut également être équipé d'un transistor du type 2N 1100, moins cher que les types précédents, mais présentant des plus petites marges de sécurité.

Le montage de la figure 3 est assez souvent adopté, notamment dans les réalisations pour amateurs, car il permet d'utiliser une bobine ordinaire de rapport 100 et des transistors assez bon marché. Les trois diodes D1, D2, D3 (modèle 1 A et 200 à 300 V de tension inverse ; type BYX 36/200) permettent de résoudre le « problème » soulevé par la question numéro 14. Par ailleurs, nous avons :

Transistors : 2N 1100 ou plus modestement ADZ 12 ;

R1 = R2 = R3 = 10 Ω 1 W ;

R4 = R5 = R6 = 7,5 Ω 10 W ;

R7 = 0,5 Ω 50 W.

L'intensité coupée par le rupteur est de 1,2 A environ. La tension de sortie est de 18 à 24 kV avec une énergie de 0,088 J (voir également la réalisation publiée dans notre numéro 1081).

13° Quelles sont les éventuelles faiblesses de certains appareils commerciaux ?

Un type de réalisation commerciale très répandu voit son principe schématisé sur la figure 4. Le système comporte une diode Zener de limitation et de protection (genre 1N 1375) montée entre émetteur et collecteur du transistor, si bien que l'on est tenté d'utiliser un transistor de caractéristiques assez justes et ne présentant pas de marges de sécurité suffisantes... sans parler également de la possibilité de destruction de la diode Zener.

Le second point à noter est l'absence de résistance dans le circuit de collecteur du transistor, résistance cependant recommandée pour une bonne stabilisation du transistor et une limitation éventuelle de sa dissipation.

14° Qu'appelle-t-on « problème de synchronisation » lorsque le dispositif utilise deux ou trois transistors ?

Un exemple de ce type de montage a été donné sur la figure 3. Dans un tel assemblage de trois transistors en série, il est possible qu'un transistor ne commutent pas rigoureusement dans le même instant que les autres. Cela peut provenir de la tension inverse (due à l'extra-courant de rupture) à

laquelle est soumis chaque transistor considéré séparément. Une solution consiste à monter une diode Zener limitatrice, de caractéristiques convenables, entre émetteur et collecteur de chaque

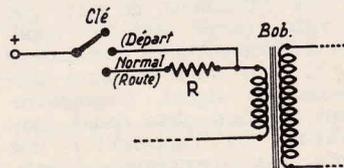


FIG. 5

transistor. Une autre solution moins coûteuse et plus couramment adoptée, réside dans l'intercalation d'une diode ordinaire, en série dans chaque circuit de base.

15° Doit-on modifier l'écartement des électrodes des bougies après l'installation d'un allumeur électronique ?

Normalement oui, puisque la tension appliquée aux bougies est supérieure. En principe, pour un allumeur avec bobine de rapport 400, on prévoit un écartement de 1 mm.

16° Autres suggestions ?

a) Nous l'avons vu, avec un allumeur électronique, la durée de

l'étincelle aux bougies est plus brève que dans le cas d'un allumeur classique : le point d'allumage est donc plus précis. Mais cela signifie aussi que le réglage de ce point d'allumage, c'est-à-dire le calage de l'avance (si l'on préfère) devra généralement être vérifié et retouché pour l'obtention du fonctionnement et du rendement optimum du moteur.

b) Dans la plupart des allumeurs électroniques d'origine U.S.A., la clé de contact est prévue avec trois positions : Arrêt, Départ et Normal (ou Route). Cette disposition est schématisée sur la figure 5, disposition qui l'on pourra d'ailleurs adjoindre tout montage d'allumeur électronique.

Dans la position supplémentaire dite « Normal » ou « Route », ajoute une résistance R en série (0,25 Ω 50 W pour 6 V ou 0,5 Ω 50 W pour 12 V). Lors du démarrage du moteur, on dispose l'énergie maximale, même si la tension de l'accumulateur a tendance à faiblir du fait de la consommation du démarreur. Ensuite lorsque le moteur tourne, la génératrice débite dans l'accumulateur dont la tension a tendance au contraire, à croître légèrement ; la résistance-ballast apporte alors son effet de régulation.

Adaptation de Roger A. RAFFI

APPRENEZ CETTE SPECIALITE IN-DIS-PEN-SA-BLE

L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE EST UTILISÉE PARTOUT POUR :

- L'ÉCLAIRAGE
- LE CHAUFFAGE
- LA CHIMIE
- LA FORCE MOTRICE

APPRENEZ L'ELECTROTECHNIQUE

C'est un métier qui paie. Grâce au nouvel enseignement par correspondance d'EURELEC, vous trouverez vite une situation bien rémunérée, car cette spécialisation est très demandée... et CHEZ VOUS quelle économie en effectuant seul les installations et les réparations qui coûtent cher. Le cours d'électrotechnique EURELEC est livré pour le meilleur prix avec un important matériel vous permettant de réaliser immédiatement différents travaux ; vous apprendrez la pratique du métier.

EURELEC

ET TOUJOURS la FORMULE-CONFIANCE d'EURELEC :

vous paierez au fur et à mesure des envois de leçons, au gré de vos moyens. Hâtez-vous de réclamer, sans aucun engagement, notre luxueuse brochure en couleurs.

BON POUR UNE BROCHURE GRATUITE N° A 00

Nom _____

Adresse _____

à retourner à EURELEC 21 - DIJON

N° 1 127 ★

OSCILLOSCOPES A ÉCHANTILLONNA

La technique moderne des impulsions impose au technicien de l'électronique de pouvoir observer des phénomènes de plus en plus rapides. Pour pouvoir suivre l'évolution de la rapidité, on trouve maintenant des oscilloscopes dont la bande passante est l'équivalent de 1 000 MHz. Nous disons bien l'équivalent, car c'est par un artifice que l'on parvient à cette performance, cet artifice étant désigné sous le nom de procédé par échantillonnage.

Dans un oscilloscope conventionnel, l'examen visuel et l'analyse de formes de signaux dans le spectre des ultra hautes fréquences sont empêchés par la limite du produit gain x bande passante des circuits de déviation verticale et les amplificateurs vidéo-fréquences qui leur sont associés. Un temps de montée rapide, par exemple, est obtenu aux dépens du gain de l'amplificateur et inversement une sensibilité élevée est atteinte aux dépens du temps de montée. De plus, quand un oscilloscope conventionnel est utilisé

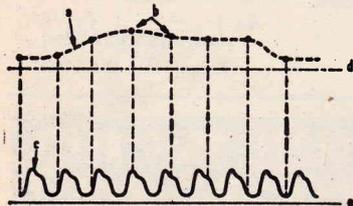


FIG. 1. — La technique de l'échantillonnage permet de faire apparaître une reproduction synthétisée du signal à examiner, un parallèle peut être établi avec l'image fixe que l'on obtient en observant un rouet tournant rapidement à l'aide d'un stroboscope optique. a) forme de l'onde reconstituée à la sortie ; b) échantillons affichés ; c) forme de l'onde à l'entrée ; d) base de temps lente ; e) base de temps rapide.

pour faire apparaître des signaux à variation rapide de petite amplitude, la trace devient faible et difficile à voir.

Pour résoudre ces problèmes, les techniques d'échantillonnage d'impulsions sont appliquées aux circuits d'oscilloscopes existants ; des signaux qui se répètent dans la plage des milliers de mégahertz sont convertis en signaux à vitesse lente, de fréquence plus faible et de même forme. Ceci est obtenu en reconstruisant la forme du signal original et en faisant apparaître l'information avec une vitesse de balayage plus faible. Par ce moyen, des impulsions très rapides dans la gamme de la nanoseconde (millimicroseconde) sont traduites avec une base de temps plus longue, de sorte qu'une forte sensibilité, une très large bande peuvent aisément être simulées par des amplificateurs et des circuits conventionnels. De plus, le procédé d'échantillonnage permet une vi-

tesse de balayage très lente pour le tube cathodique, de sorte que le signal recréé peut être appliqué directement à un enregistreur X. Y. pour faire un tracé permanent du signal. L'enregistrement résultant alors donne l'impression que l'appareil a une bande passante extrêmement large.

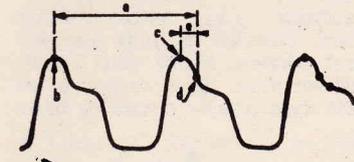


FIG. 2. — Parenté entre la durée réelle et la durée équivalente. a) temps réel entre les échantillons ; b) échantillon pris ; c) échantillon pris précédemment ; d) échantillon nouveau ; e) temps équivalent entre échantillons.

Dans un oscilloscope à échantillonnage, la trace sur le tube est indépendante de la fréquence de répétition du signal observé, de sorte que l'oscillogramme est très brillant et bien visible — indépendant de la forme de l'onde du cycle vrai. Puisque le cycle réel est indépendant de la valeur de l'expansion du balayage, une forte amplification dans ce sens est possible sans que soient réduits la brillance, le calibrage de la base de temps quant à sa précision ou la résolution de l'oscillogramme.

Les oscilloscopes à échantillonnage trouvent de larges applications dans l'investigation des propriétés et des paramètres des semi-conducteurs rapides. On dispose, par exemple, d'un moyen rapide et précis de déterminer la performance temps de montée et la réponse aux impulsions des transistors rapides de commutation et les éléments mémoire des dispositifs de comptage. Ces appareils sont particulièrement intéressants dans des études détaillées de formes d'impulsions (nécessaires pour l'examen des photomultiplicateurs), dans les émetteurs, et les lignes à retard, dans les circuits de comptage et les radars.

PRINCIPE DE L'ÉCHANTILLONNAGE

L'échantillonnage électronique est comparable au stroboscope optique utilisé pour l'observation de phénomènes mécaniques rapides. Cette technique d'analyse stroboscopique lumineuse apparaît comme ralentissant le mouvement de l'objet et dépend de la répétition du phénomène observé pour reconstituer l'image apparente. Pareillement, l'oscilloscope à échantillonnage exige que le signal à l'entrée soit répétitif, mais pas nécessairement périodique ou apparaissant à une fréquence de répétition constante.

La figure 1 fait voir la synthèse de l'image d'un signal récurrent dans laquelle l'oscillogramme apparaît comme une série d'images faites de points au lieu du tracé continu habituel. Les points que l'on distingue sont produits par un échantillonnage d'impulsions de grande vitesse qui sont superposées au signal d'entrée à certains points au long du contour du tracé. Chaque fois qu'un échantillon est prélevé, le spot est déplacé horizontalement au long des parties adjacentes du tracé et est simultanément repositionné verticalement à un niveau correspondant à celui de la tension correspondante du signal. Ce mécanisme continue jusqu'à ce que la reproduction exacte du signal original soit tracée sur l'écran du tube et alors l'exploration est répétée d'une manière cyclique. En pratique, un grand nombre de points constituent l'image (de l'ordre de 1 000 échantillons), de sorte que la trace apparaît continue et que la forme est bien définie.

Le procédé de l'échantillonnage est expliqué figure 2, il suppose une durée de transformation au cours de laquelle un long intervalle de temps réel est utilisé pour afficher une courte portion du signal échantillonné. La durée réelle entre des échantillons successifs dépend du taux de répétition du signal à l'entrée, tandis que le temps équivalent est déterminé par l'espace des échantillons tout au long du signal. Par de lents changements du temps relatif entre le début d'un signal et l'intervalle d'échantillonnage, il est possible d'explorer lentement un signal rapide, de sorte qu'une faible vitesse de balayage horizontal donne une image qui représente une vitesse extrêmement rapide de balayage. Ainsi, en construisant une image composée du signal d'entrée, la représentation visuelle donne apparemment l'illusion que tous les échantillons sont pris sur une seule impulsion plutôt que sur un train d'impulsions récurrentes.

VUE D'ENSEMBLE SUR LE SYSTÈME

Une considération de la réalisation d'un os échantillonnage est le gendrer des impulsions lonnage extrêmement dans le but de constituer de déclenchement qui liser les impulsions p l'amplitude du signal à moment de l'échantillo aussi nécessaire d'avo de traiter l'informati par le déclenchement lonnage, de manière à tube à rayons cathodi gnal de sortie vertic proportionnel au nivea échantillonné. Une aut est le moyen de cont sition des impulsions lonnage en fonction dans le but de mette ment la déviation dans le tube.

Ces objectifs sont a l'oscilloscope à échanti que le montre le sché la figure 3. Initialem de déclenchement (ver térieur ou de l'extér une série de signaux est illustré par l'os établi en fonction du gure 4 ; on y voit le du balayage. Le dé est fait par un ampli pon qui met en route Un circuit de sépara le blocking, de sorte puisse pas répondre a déclenchement jusqu' tous les circuits dans soient retournés à leur libre et le circuit est admettre un nouvea ment.

A la sortie du bl trouve une impulsion plat, avec un temps extrêmement rapide, l en route un générat ion linéairement cro « rampe », qui à so gendre une dent de s à montée positive, la

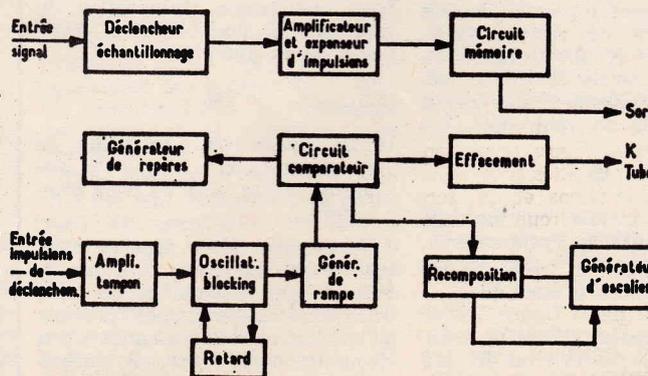


FIG. 3. — Bloc fonctionnel montrant les éléments d'un système à échantillonnage.

lement commande la base de temps de la trace reconstituée. Ce circuit travaille au moyen d'un générateur de tension en forme d'escalier, en conjonction avec une tension de comparaison ou un comparateur. Quand la tension instantanée en forme de rampe atteint le niveau de la tension en

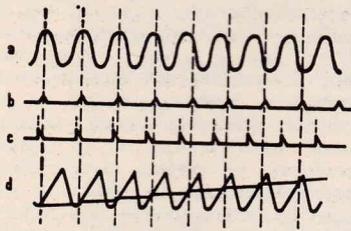


FIG. 4. — Formes d'ondes tracées en fonction du temps montrant les relations de base dans un oscilloscope à échantillonnage. a) forme de l'onde à l'entrée; b) impulsions d'échantillonnage.

escalier, le circuit comparateur s'amorce et délivre une impulsion au générateur de trace repère, lequel, à son tour, produit les impulsions d'échantillonnage. Immédiatement l'escalier avance d'un échelon déterminé à chaque impulsion d'échantillonnage et simultanément fait progresser le faisceau sur l'axe des X. Quand la tension en escalier atteint un niveau suffisant pour faire dévier le spot sur tout l'écran, la tension se recompose automatiquement pour créer un nouveau balayage.

À la crête de chaque impulsion d'échantillonnage, la trace est effacée et les impulsions échantillons instantanées sont mélangées dans un circuit de déclenchement avec le signal vertical d'entrée, ceci durant une période de temps pré-sélectionnée déterminée par le taux d'échantillonnage.

En fonctionnant, le déclencheur d'échantillonnage bloque le signal d'entrée durant l'intervalle de temps qui sépare les échantillons mais laisse passer le signal chaque fois que le générateur de repères produit une impulsion d'échantillonnage. Le signal échantillon modulé résultant est amplifié, allongé en temps, appliqué aux plaques Y du tube pour la déviation verticale et la trace apparaît comme une série de points brillants (voir figure 1).

CANAL SIGNAL

Dans les systèmes à échantillonnage pour les mesures en U.H.F., il existe deux types fondamentaux de procédés pour constituer les échantillons et qui sont employés dans le circuit signal : le système au signal proportionnel et le système dans lequel l'erreur est corrigée par un circuit de réaction. Le premier système est de la forme d'un circuit à boucle ouverte dans lequel la sortie verticale est directement proportionnelle au signal d'entrée. Chaque échantillon est ainsi affiché indépendamment, de sorte que l'aspect

est conditionné par le rendement et le gain du circuit intéressé par le signal. Dans le système à réaction qui est plus « figolé », l'amplitude à la sortie est ajustée proportionnellement à tout changement en niveau entre les échantillons consécutifs. La fonction échantillonnage détermine si un échantillon de tension mis en mémoire antérieurement doit être modifié de manière à ce qu'un signal qui suit puisse être affiché convenablement.

La figure 5 illustre un dispositif du type à circuit de réaction utilisé dans les oscilloscopes à échantillonnage modernes. Dans ce dispositif le déclencheur d'échantillonnage est composé de quatre diodes adaptées, connectées en pont, qui travaillent comme un commutateur à grande rapidité. Le déclencheur est retenu ouvert par la polarisation inverse qui empêche le signal d'entrée de passer dans l'amplificateur. L'échantillonnage est accompli par la fermeture momentanée du déclencheur par une paire d'impulsions de polarités opposées couplées venant du générateur de repères. Cette action tout d'abord polarise le déclencheur pendant l'intervalle de l'échantillonnage et met en mémoire une très courte impulsion de courant proportionnelle à l'amplitude du signal instantané

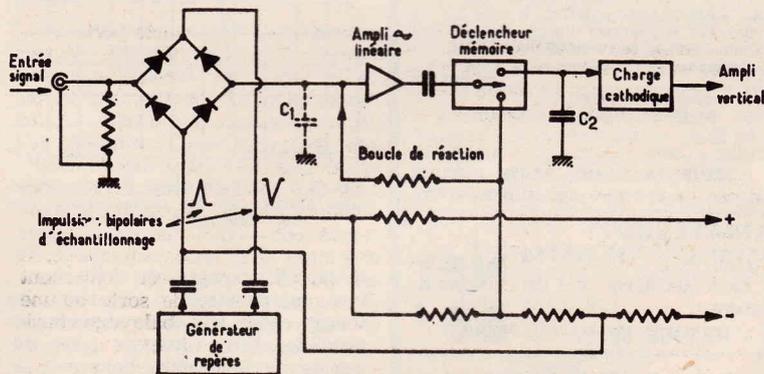


FIG. 5. — Dispositif à échantillonnage utilisant un système de correction d'erreur par circuit de réaction

dans la capacité parasite d'entrée de l'amplificateur (C1). Toute variation de tension en C1 est amplifiée, développée pendant environ une demi-microseconde et appliquée à travers le déclencheur à mémoire pour charger C2. Pour stabiliser la boucle de réaction, le déclencheur à mémoire est retenu ouvert juste le temps nécessaire pour répondre au signal échantillon.

Grâce au système de réaction, le niveau de la tension dans le circuit à mémoire est comparé au niveau réel du signal d'entrée au moment de l'échantillon précédent. Si le niveau en mémoire diffère de l'amplitude du signal, une tension d'erreur est appliquée à l'entrée du système durant l'intervalle de l'échantillon suivant et ajuste la tension de sortie en mémoire à la nouvelle valeur appropriée. Ainsi, si le signal est le même pour deux échantillons con-

secutifs, il n'y a pas de changement dans le niveau de la charge du condensateur C2, pas de signal à travers l'amplificateur et la tension de sortie demeure constante. Grâce à la boucle totale de réaction, le système sensible à l'erreur d'échantillonnage est très stable en gain et il est parfaitement linéaire.

SONDES ET DECLENCHEURS

En général, deux types de sondes sont prévus pour l'attaque de l'oscilloscope : la sonde passive et la sonde à échantillonnage. La technique de la sonde passive est exposée dans la figure 6 A ; elle contient, en général, un circuit de déclenchement pour synchronisation intérieure. Pour réduire les réflexions qui peuvent déformer sérieusement le signal d'entrée, le circuit est fermé sur 50 ohms, il est « ponté » par le déclencheur d'échantillonnage à haute impédance dans l'appareil principal. Dans le cas du déclenchement interne, une petite partie de l'amplitude du signal d'entrée est extraite à l'aide d'un transformateur exposée dans la figure 6 B, qui sert comme le signal de déclenchement dans la suite de l'échantillonnage. Pour voir le bord d'attaque d'une impulsion très rapide,

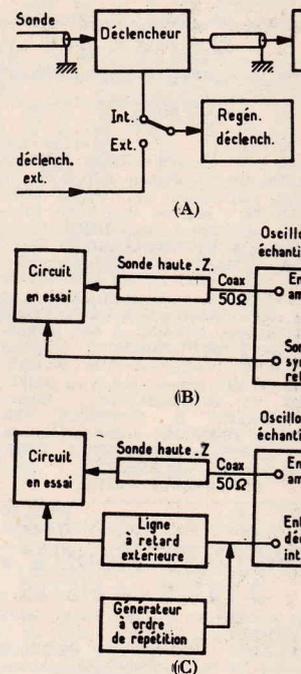


FIG. 6. — A. — Synchronisation division de la fréquence du signal dans la forme du déclencheur. B. — Synchronisation de l'oscilloscope. C. — Synchronisation fournie par un générateur extérieur.

cuit en essai peut être excitée par une impulsion de synchronisation délivrée par l'oscilloscope (figure 6 B). Une autre disposition est montrée dans la figure 6 C ; on emploie ici une ligne à retard extérieure qui est insérée entre la source de synchronisation et le circuit de déclenchement. Le signal de synchronisation est produit par un générateur à fréquence de répétition et le circuit de déclenchement déclenche le mouvement.

Les exigences demandées pour les déclenchements sont grandes dans les oscilloscopes à échantillonnage puisque ceux-ci doivent être d'une qualité très élevée ce qui concerne la sûreté de synchronisation et ceci pour des impulsions extrêmement étroites de faible amplitude, comme pour des signaux en ultra-haute fréquence. En pratique, il n'est pas nécessaire de déclencher toutes les apparitions de la d'onde à l'entrée, de sorte que les signaux à fort taux de répétition peuvent être échantillonnés à des taux de répétition plus élevés que les fréquences jusqu'à 100 MHz. L'oscilloscope échantillonne le signal d'entrée sur une base d'impulsion par impulsion. Au-dessus de 100 kHz le circuit de déclenchement ne travaille et fournit la synchronisation sur un sous-harmonique de l'onde d'entrée, de sorte que si le signal est répété 100 000 fois par seconde, le déclenchement déverrouille automatiquement les déclenchements intermédiaires. La synchronisation peut alors être faite avec le signal de déclenchement jusqu'à 100 MHz. Pour déclencher sur un signal de 100 MHz, un circuit de déclenchement peut être produit par un train d'onde stable à un sous-harmonique de la fréquence du signal dans la plage des 10 MHz. La synchronisation est ensuite envoyée au

une ligne à retard interne peut être incorporée dans le canal signal ; elle permet au déclencheur et à la base de temps de se mettre en route avant que le signal arrive à la porte d'échantillonnage. Le retard convenable est produit par un câble coaxial de 50 ohms de haute qualité (50 nanosecondes de retard et 0,1 nanoseconde de temps de montée), capable de passer un signal extrêmement rapide sans distorsion.

Dans la sonde directe à échantillonnage, le signal d'entrée est introduit directement dans le circuit d'échantillonnage qui est incorporé dans le bloc sonde. Cette disposition permet d'avoir une entrée à haute impédance (100 000 ohms avec 2 pF en parallèle), ce qui est utile quand il s'agit de réduire au minimum la charge sur le circuit à essayer. Pour obtenir l'espace de temps exigé entre le déclenchement et le signal, le cir-

VENTE AU PRIX DE GROS

" PERFECT "

● 3 VITESSES : 4,75, 9,5 et 19 cm.
Nouvelle platine anglaise haute précision
● PLEURAGE : inférieur à 0,15 % ●
● MOTEUR surpuissant équilibré ● LONGUE DUREE : bobines de 18 cm (plus de 6 h par piste) ● COMPTEUR DE PRECISION ● VERROUILLAGE DE SECURITE ● TETES 2 ou 4 PISTES (emplacement pour une troisième tête) ● HAUTE-FIDELITE : 40 à 20 000 p/s à 19 cm, 40 à 15 000 p/s à 9,5 ● AMPLI 5 WATTS avec MIXAGE et SURIMPRESION ● 2 HAUT-PARLEURS : grand elliptique + tweeter et filtre ● CONTROLE SEPARÉ graves, aiguës ● AMPLI DIRECT DE SONORISATION : Micro-guitare-PU-Radio ● CONTROLE PAR CASQUE et VU-METRE, Ruban magique ● MALLETTE TRÈS LUXUEUSE 2 TONS, formant enceinte acoustique.
COMPOSANTS « KIT »

MAGNETOPHONE HAUTE FIDELITE
QUI REUNISSENT TOUS LES
PERFECTIONNEMENTS



Garantie totale 1 an
EN ORDRE DE MARCHÉ

302. 1/2 piste 574,00
304. 4 pistes 650,00

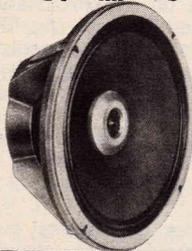
302. 1/2 piste 665,00
304. 4 pistes 756,00

NOUVEAU MODELE « PERFECT SUPER 344 » 3 TETES - 4 PISTES - 2 AMPLIFICATEURS

(Même présentation que le « 304 »), MAIS il possède un deuxième préampli incorporé.
1° MONITORING : Contrôle auditif de l'enregistrement sur bande.
2° PLAY-BACK - MULTIPLAY - RE-RECORDING : écoute d'une piste pendant l'enregistrement de l'autre avec réenregistrement possible. Le mélange de 2 pistes avec contrôle de mixage séparé par piste.
3° ECHO REGLABLE PAR VOLUME CONTROLE SEPARÉ.
4° Écoute STEREO pour un ampli final et bien entendu toutes les autres possibilités du « PERFECT » - MIXAGE - SURIMPRESION - GRAVES/AIGUES SEPARÉS.
PRIX DE LANCEMENT
COMPLÉT en ordre de marche

AVEC 2° préampli 880 F
3° têtes

" PANORAMIC STUDIO " 31 cm CO-AXIAL



Celestion Studio Series

IMPORTATEUR EXCLUSIF

TWEETER COAXIAL « PANORAMIC » B.B.C. à chambre de compression sans pavillon augmentant l'angle de diffusion en éliminant les résonances de la TROMBE PAVILLON.
Filtre de coupure incorporé : croisement à 4 Kc/s.
Puissance de pointe 25 WATTS
REPONSE : Bande passante 30 à 18 000 c/s
Résonance : 35 c/s. FLUX en Maxwell : 88 000.
Impédances : 15/16 Ω.
Modèle 1212 « STUDIO ». NET 275,00
...ET EN STOCK : TOUTE LA GAMME HAUTE FIDELITE
DISPONIBLE ! Demandez le catalogue spécial CELESTION.

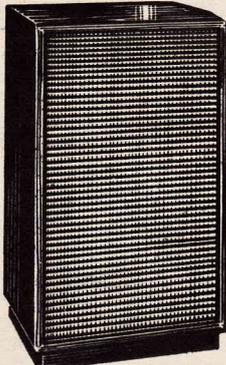
AVIS AUX AMATEURS !

MODULES
AMPLIFICATEURS
SINCLAIR
(Importation
directe de G.-B.)

Z 12

8 TRANSISTORS - 12 WATTS
Réponse : 15 à 50 000 Hz ± 1 dB
Bloc miniature
COMPLÉT - REMISE 50 %

NET
66 F



ENCEINTES EBENISTERIES DE TRIOVOX LUXE, VERNIES

vu l'immense succès de nos premiers modèles, une nouvelle version de grand luxe est maintenant disponible. Fabriquées en fibre de bois alourdi et anti-résonant, plaquées avec des essences sélectionnées, même sur champs. Ces véritables meubles sont livrés en vernis mat d'une finition particulièrement soignée. Elles sont étudiées spécialement pour être équipées du célèbre H.-P. « CELESTION STUDIO » ou GOODMANS, mais elles conviennent à tous autres haut-parleurs dont elles augmenteront le rendement. Elles peuvent être montées ou LIVRABLES en « KIT » (dix minutes de montage).

PICADILY plaqué quatre faces pour H.-P. « Studio 8 » ou Axiote (ou tout H.-P. 21 cm et 1 tweeter). Dimensions : 60 x 30 x 30 cm. Cubage 38 litres. En Kit complet (sans les H.-P.). Prix net 132,00
WINDSOR avec pied-socle pour Axiom 10 (ou tout H.-P. de 24 à 28 cm) et 1 tweeter. Dimensions : 78x46x30 cm. Cubage : 78 litres. En Kit complet (sans H.-P.). Prix net 168,00
WINDSOR 2 - Modèle pour 31 cm « CELESTION STUDIO » 178,00
MAJESTIC avec pied-socle pour « CELESTION STUDIO » ou Axiom 201 et tweeter. Dimensions : 88 x 54 x 40 cm. Cubage 142 litres. Prix net 248,00

OUVERT EN AOUT DOCUMENTATION ET TARIF
CONFIDENTIELS CONTRE 1,20 F

UNIVERSAL
electronics

117, RUE SAINT-ANTOINE - PARIS (4°)
TUR. 64-12 - PREMIER ETAGE. Entrée par le
cinéma « Studio Rivoli » de 9 à 12 h et de 14 à
19 h. LE SAMEDI à 18 h. FERME LE LUNDI.

EXPEDITIONS : 10 % à la comm., le solde c. rem. - C.C.P. 21.664-04 Paris
CREDIT POSSIBLE ★ DETAXE EXPORT

de synchronisation de l'oscilloscope, lequel à son tour travaille dans la plage des 100 kHz. De cette façon, l'horloge des temps de l'oscilloscope est solidement verrouillée, même sur des fréquences de la gamme du gigahertz.

CARACTERISTIQUES ET PERFORMANCES

Les oscilloscopes à échantillonnage modernes sont formés en général d'un élément principal qui renferme les éléments alimentations nécessaires et les circuits du tube cathodique situés à proximité de tiroirs mobiles destinés au système vertical et parfois aussi au système horizontal. La combinaison des tiroirs donne de grandes possibilités d'emploi puisque l'équipement peut être adapté à tous usages ; de ce fait, le vieillissement est réduit.

On peut obtenir un dispositif à deux canaux en utilisant deux circuits d'échantillonnage indépendants qui échantillonnent les deux entrées respectives simultanément. L'information est commutée électriquement d'un canal à l'autre et une sortie et l'autre sont développées sur chaque système

En observant l'échantillonnage, alors qu'est la variable, il est déterminé la largeur de l'oscilloscope.

Un autre paramètre est le gain de boucle rapporté au produit d'échantillonnage de l'amplificateur dans l'échantillonnage. Le gain de boucle est il est égal à l'unité que échantillon est précision, indépendamment de la densité d'échantillonnage, dans le cas contraire, dans le cas contraire, renferme un certain bruit complexe, la gain de boucle amené du bruit amené. Pour cette raison, les pes à échantillonnage d'un système d'étouffement le gain de boucle en changeant la densité d'échantillonnage, sur l'amplificateur. Quand la boucle est ajustée, il est l'unité, il est temps de montée du signal d'entrée va changer de densité d'échantillonnage. L'erreur insignifiante pour les densités d'échantillonnage

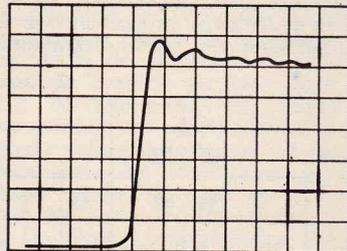


Fig. 7. — Allure d'une réponse type, une montée de 60 picosecondes que l'on distingue clairement

d'échantillonnage ; de cette façon, une comparaison précise des temps entre les deux signaux est possible. Ces appareils sont capables de permettre l'examen de signaux dans la plage du gigahertz et ils peuvent mesurer des temps de montées de quelques microsecondes. Une réponse obtenue sur un signal est montrée figure 7 ; il est engendré par un générateur d'impulsions rapides à diode tunnel. Dans cet oscillogramme la vitesse de balayage est 100 ps/cm et le temps de montée 60 ps.

La spécification la plus importante pour un oscilloscope à échantillonnage est le temps de montée ; il détermine la durée minimale que l'appareil peut reproduire. Puisque le temps de montée ne peut pas être plus grand que la durée de l'échantillon, la largeur de l'impulsion d'échantillonnage doit être aussi courte que possible.

Un paramètre très employé est l'efficacité d'échantillonnage (α) qui est une mesure de la réponse du système à l'échantillonnage, il est défini par :

$$\alpha \text{ (dB)} = \frac{\text{Echantillon}}{\Delta E \text{ entrée}}$$

(Adapté par M. L. Silver-Electronics, juin 1966.)

Les SECRETS DE LA RADIO ET LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

LES FERRITES et leurs nouveaux emplois

NOUS avons déjà attiré l'attention dans des articles récents à propos des circuits et noyaux magnétiques des bobinages et des transformateurs, sur l'intérêt des ferrites et de leurs applications.

Ces nouveaux matériaux modernes sont utilisés, aussi bien pour constituer des antennes-cadres dans les radio-récepteurs, que des bagues de déviation, et des circuits magnétiques de transformateurs des téléviseurs, des éléments également des transformateurs des montages à changement de fréquence.

Par ailleurs, on les utilise en grand nombre dans les appareils électroniques industriels, en particulier pour former la partie essentielle des mémoires des ordinateurs, pour établir des modulateurs dans les appareils de radar, etc...

Ce sont ainsi des éléments importants d'un nombre de plus en plus grand d'appareils et de complexes électroniques, et on a pu dire, qu'ils constituaient réellement des matériaux clés de l'électronique.

pur ; mais, ce corps est tout à fait différent des corps actuels utilisés en électronique et, d'ailleurs, le mot, sous sa deuxième acception, est masculin et non plus féminin.

Les ferrites sont des céramiques ferro-magnétiques d'une perméabilité magnétique très élevée, présentant également une résistivité élevée. Ces corps céramiques noirs n'ont donc pas l'aspect habituel des céramiques blanches, utilisées, par exemple, comme diélectriques de résistivité élevée, et sont des corps paramagnétiques.

La pierre d'aimant ou magnérite est connue depuis les temps les plus reculés, et c'est même elle qui a permis d'étudier pour la première fois les propriétés des aimants ; c'est, en fait, un oxyde magnétique noir qui constitue un ferrite naturel. Les recherches sur les ferrites artificiels semblent avoir commencé en Allemagne vers 1910, mais les premiers matériaux obtenus étaient très instables et, d'ailleurs, on n'envisageait pas à l'époque des applications prati-

1930 ; c'étaient encore des matériaux difficiles à reproduire et subissant assez rapidement une alté-

rés des anneaux ou bagues de déviation ; ils sont montés au col du tube cathodique.



FIG. 2

ration de leurs caractéristiques au cours du vieillissement.

minent les déplacements horizontaux et verticaux du point.

La technique moderne des ferrites paraît, en fait, remonter en 1940 avec les travaux exécutés dans les laboratoires de recherches Philips et c'est en 1948 que le professeur Noël, directeur de l'Institut Electrotechnique de Grenoble, et spécialiste du magnétisme, a exposé une théorie simple et ingénieuse du ferrimagnétisme, en même temps, d'ailleurs, qu'en France des procédés originaux de préparation des ferrites étaient mis au point.

LES DIFFÉRENTES CATEGORIES DE FERRITES

Les ferrites peuvent être classées en différentes catégories et il y a d'abord les ferrites doux à faibles pertes et à haute perméabilité, dont la rémanence est très faible ; ce sont eux qui sont utilisés pour la constitution des différents circuits magnétiques des bobinages.

Ce sont essentiellement des ferrites de manganèse-zinc pour les fréquences inférieures à 1 MHz, et des ferrites de nickel-zinc pour les fréquences plus élevées. Nous verrons plus loin comment ils sont préparés.

Ces matériaux sont utilisés dans les matériels dits « grand public », c'est-à-dire pour la radio et la télévision, pour constituer les barreaux des antennes-cadres, les circuits des transformateurs à moyenne fréquence et fréquence intermédiaire.

En télévision, ils sont devenus nécessaires pour la constitution

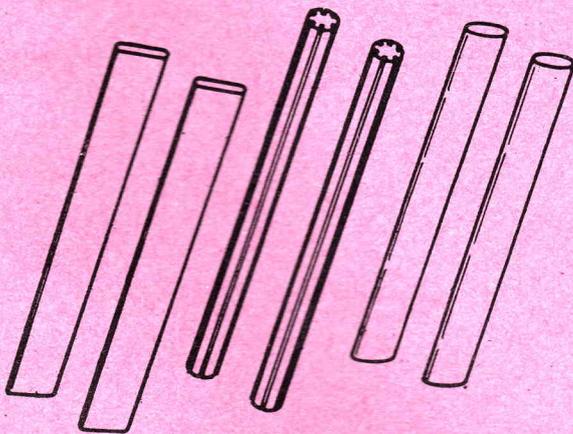


FIG. 1

DEFINITION ET EVOLUTION DES FERRITES

Le mot ferrite est très ancien et l'on connaît depuis longtemps la ferrite des métallurgistes, qui est une variété allotropique de fer

ques, puisque le tube à vide sous sa forme industrielle, n'était pas encore réalisé.

Les premiers ferrites industriels, ou isolants magnétiques, ont été préparés au Japon vers

TOURNEZ
LA
PAGE



VOUS
INFORME

tronique de balayage, restitue l'image sur l'écran fluorescent. Ce sont des éléments également adoptés pour établir les circuits magnétiques des transformateurs à haute tension et à haute fréquence de ces téléviseurs (fig. 1 et 2).

Mais ces ferrites sont également utilisés dans les matériels

aimants permanents, dont le rôle est de plus en plus grand et qui servent, en particulier, pour la construction des haut-parleurs à aimants permanents; ce sont des ferrites de cobalt, de baryum, de plomb, ou strontium.

D'autres ferrites sont employés pour la construction des radars et des faisceaux hertziens, dans

tout d'abord, de la température. La variation de résistivité ρ , avec la température, est exprimée ainsi par la relation :

$$\rho = \rho_0 e^{\frac{B}{T}}$$

Dans laquelle T est la température absolue.

Les ferrites peuvent être considérés comme des semi-conducteurs et leur résistivité varie avec la tension continue appliquée; elle diminue légèrement quand la tension augmente.

Au point de vue magnétique, la perméabilité est définie par l'équation :

$$\mu = B/H$$

Dans laquelle B est l'induction en gauss et H le champ en œersteds (fig. 3 et 4).

Cette perméabilité dépend de l'intensité du champ, de l'aimantation préalable, c'est-à-dire des traitements magnétiques antérieurs, de l'effet d'un champ constant éventuel, de la fréquence à partir d'une certaine valeur limite et, enfin, de la température, qui modifie la perméabilité dans des conditions très différentes suivant les catégories de ferrites.

Cette variation de perméabilité avec la température présente évidemment une grande importance pour beaucoup d'applications et,

ferrite sur une plage partielle de fonctionnement, ou à emmagasiner un condensateur de compensation présentant la caractéristique inverse; par exemple, un condensateur à variation positive peut être combiné avec un condensateur polyéthylène à variation négative.

Enfin, la température au point de Curie est la température à laquelle les ferrites perdent leurs propriétés magnétiques; au-delà de ce point, le phénomène se produit généralement très brusquement, mais il est réversible; les matériaux perdent leurs propriétés magnétiques au moment du refroidissement, au-dessous du point de Curie.

UN PHENOMENE CURIE LA DESACCOMMODATION

Les ferrites présentent un phénomène particulier et curieux, qui a une grande importance technique appelée « désaccommodation » ou « variabilité dans le temps »; il consiste dans la diminution constante de la perméabilité initiale au cours du service, mais, par ailleurs, les propriétés d'un ferrite sont modifiées par les conditions de fabrication, tous les genres, de caractéristiques, mécanique, thermique, ou électrique.

Les ferrites ne présentent en fait, le vieillissement

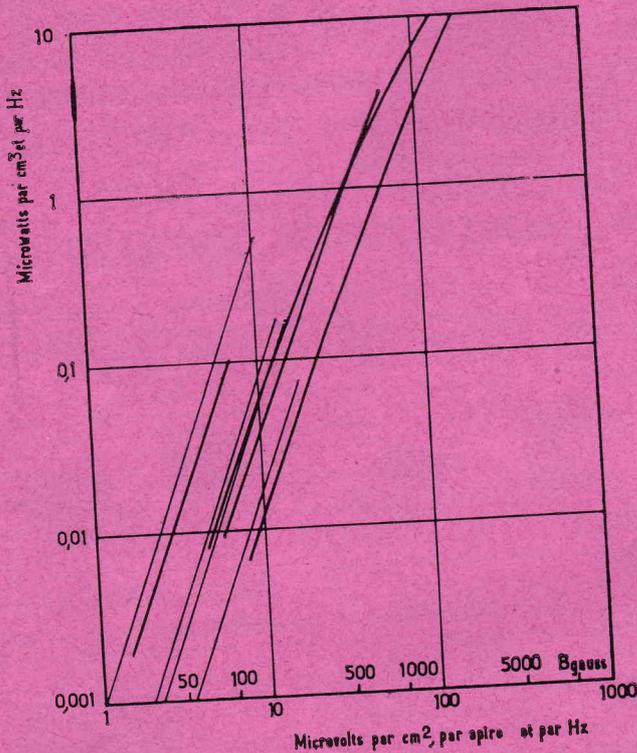


FIG. 3

de télécommunication, c'est-à-dire pour la téléphonie et la télégraphie; on les adopte pour les bobines Pupin, la constitution des bobinages des filtres, les transformateurs à larges bandes de fréquences, les bobinages de haute qualité destinés aux appareils de transmission à courants porteurs.

Ils sont également utilisés dans les appareils électroniques professionnels et industriels, pour la constitution des bobines d'induction, des filtres, des transformateurs d'impulsion, et de nombreux circuits magnétiques.

Il y a, par ailleurs, des ferrites très différents à cycle d'hystérésis rectangulaire, qui sont à base de manganèse-magnésium et, pour certaines catégories pouvant supporter de hautes températures, de lithium.

Ils sont utilisés sous différentes formes pour constituer ces dispositifs désormais essentiels dans les machines électroniques de calcul et d'automatisme, qui sont les mémoires à tores ou en ferrite laminé; on les adopte également pour constituer des dispositifs remarquables de commutation téléphonique électrique, sans aucun élément électro-mécanique.

Les ferrites durs constituent des

les montages à hyper-fréquences; ils sont à base de magnésium-manganèse ou de nickel-zinc, et les grenats, dont on a parlé à propos des lasers, sont généralement à base d'yttrium ou de gadolinium.

Enfin, les appareils à magnétostriktion rendent de plus en plus de services, en particulier, pour constituer des appareils générateurs d'ultra-sons, pour le nettoyage et le façonnage des métaux ou la soudure, pour la transformation physique et chimique des matériaux, etc... L'utilisation des ferrites magnétostriktion a permis dans ce domaine d'obtenir des perfectionnements remarquables.

LES CARACTERISTIQUES DES FERRITES

On peut distinguer les caractéristiques électriques et magnétiques des ferrites.

La résistivité des ferrites de magnésium est 10^7 fois plus forte que celle du fer pur, et celle des ferrites de nickel 10^{10} fois plus que celle du fer pur. Ces matériaux sont ainsi utilisables sous des formes massives, même aux fréquences élevées et, pour une pièce de dimensions et de formes déterminées, cette résistivité dépend de certains facteurs et,

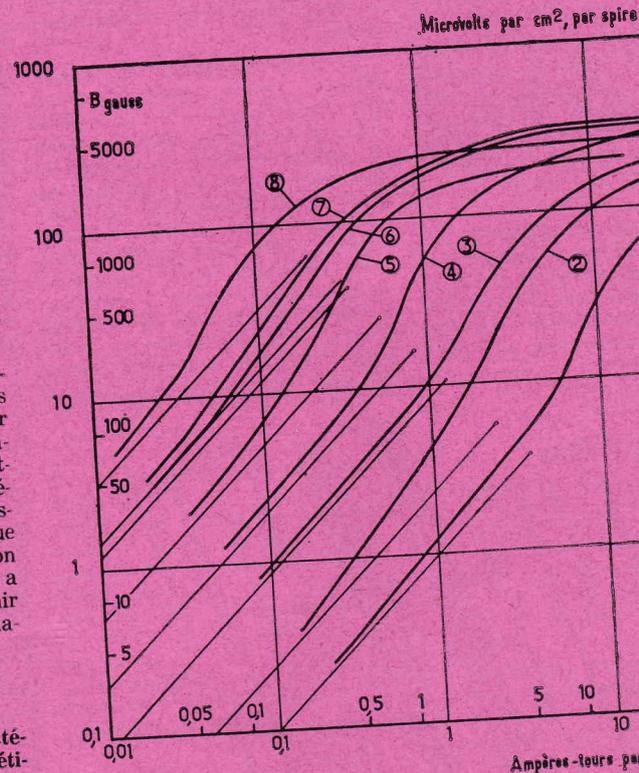


FIG. 4

en particulier, la variation des inductances sous l'action de la température est particulièrement gênante pour la constitution des filtres à bande de fréquences étroite.

Pour éviter cet inconvénient, on a été amené souvent à utiliser le

ou diminution de perméabilité dans le temps, qui est réversible.

Si, au bout d'un certain temps, la ferrite est ramenée à son état vierge initial, la perméabilité se rétablit.

LES FERRITES et leurs nouveaux emplois

(Suite de la page 36)

remise à l'état vierge peut être effectuée après saturation par désaimantation sous l'action d'un champ alternatif décroissant, ou par l'effet de passage au point de Curie.

Dans les appareils destinés aux télécommunications, on emploie surtout des circuits avec entrefer, et les variations d'inductance sont réduites.

Les variations dues à la désaccommodation et à l'effet de la température peuvent se superposer ; ainsi, deux échantillons de ferrite identiques, de même date de fabrication, peuvent présenter des caractéristiques différentes, s'ils sont portés à des températures différentes. Un choc magnétique peut également dérégler complètement une inductance, en augmentant brusquement la perméabilité effective et, par suite, la self-induction et en empêchant sa stabilité.

L'effet de désaccommodation présente surtout une importance pour la constitution des filtres à bande de fréquences étroites et on ne peut encore vieillir artificiellement les ferrites ; le noyau de ferrite peut ainsi difficilement rester stable, s'il subit un choc thermique ou magnétique.

La magnétostriction est également une propriété possédée à des degrés divers par tous les ferrites ; elle est constituée, on le sait, par des déformations des pièces sous l'action des champs alternatifs. Ce phénomène peut être utilisé dans certains montages, mais également gênant dans certains appareils de puissance élevée ; pour certaines fréquences, les noyaux magnétiques peuvent entrer en vibrations, produire des sons parasites, en particulier des sifflements à une fréquence harmonique inférieure à la fréquence d'alimentation. Il peut même en résulter des détériorations et des ruptures.

Pour éviter ces inconvénients, on peut modifier la forme des éléments, diviser la pièce en plusieurs parties ou adopter un dispositif d'amortissement mécanique à l'aide d'un système à compression.

Il est bon, enfin, de connaître les propriétés mécaniques et thermiques des ferrites ou, tout au moins, leur ordre de grandeur.

Leur densité spécifique varie de 4 à 5 grammes par cm^3 , la résistance à la traction est de l'ordre de 2 kg/mm^2 , la résistance à la compression de 7 kg/mm^2 , le

coefficient de dilatation linéaire de 10^{-5} par $^{\circ}\text{C}$, la chaleur spécifique de 0,15 calorie par gramme par degré C, la conductivité thermique de 15×10^{-3} calories par cm et par degré C.

CHOIX DES CARACTERISTIQUES

Les pièces en ferrite sont choisies en tenant compte de tolérances mécaniques et électromagnétiques ; elles sont relativement larges, d'ailleurs, au point de vue mécanique. Les fluctuations sont d'autant plus réduites que l'entrefer est important et, dans certains cas, il faut considérer la nécessité du réglage des inductances par modification du bobinage ou de l'entrefer.

Il ne faut pas considérer cependant les ferrites comme des isolants ; ils ont une résistivité bien déterminée de 10^2 à 10^9 ohms/cm, qui dépend de leurs types, de la tension appliquée, de la température et de la partie de la pièce contrôlée.

Les propriétés magnétiques, comme les propriétés électriques, ne sont pas les mêmes à la surface que dans la masse ; la résistivité de surface d'un matériau peut être quarante à cinquante fois plus élevée que la résistivité au centre ; elle diminue inversement à la température et à l'intensité du champ électrique, ce qui caractérise les semi-conducteurs.

LA CONSTITUTION DES FERRITES

Les ferrites sont établis par des ingénieurs céramistes, chimistes, et physiciens en coopération avec des ingénieurs électroniciens. Pour chaque groupe de ferrite, il faut étudier la corrélation entre la composition et les propriétés électromagnétiques. Un choix doit être fait et la constitution des ferrites du commerce dépend d'un compromis entre les différentes tendances des propriétés.

On réduit le matériau en particules de granulation convenable pour le pressage ; on l'additionne de liant et de lubrifiant qui permettent à la poudre de remplir des moules. Elle est prête alors à être formée par pressage ou extrusion pour la constitution des céramiques ; dans la méthode à sec, le moule est rempli avec de la poudre pour être comprimée sous haute pression, et réduite aux tiers de son volume initial.

Les pièces non cuites sont finalement cuites dans de grands fours tunnels, dont la zone chaude est maintenue entre 1000°C et 1400°C ; la cuisson, la trempe et le refroidissement, la composition de l'atmosphère sont contrôlés automatiquement.

En raison de leur faible conductivité, les ferrites n'ont pas besoin d'être laminés, et peuvent être directement façonnés, même pour des pièces de formes complexes.

LES APPLICATIONS PRATIQUES

L'emploi des ferrites a permis d'améliorer le montage des récepteurs et des téléviseurs, réduisant les dimensions des composants et leur prix, et en maintenant leur qualité.

On les utilise sous formes de tubes pour inductances réglables, pour la constitution de filtres de moyenne fréquence, formes de pots, pour la fabrication des transformateurs à haute et à moyenne fréquence comme nous l'avons déjà vu pour la constitution des bobines de déviation des tubes de télévision ; mais, ce sont d'abord tout ceux qui ont permis le développement universel des antennes intégrées dans les récepteurs, en particulier à

LES BARREAUX MAGNETIQUES D'ANTENNES-CADRES

On connaît les utilisations diverses, à l'heure actuelle, des antennes-cadres intégrées des radio-récepteurs à transistor qui permettent d'éviter, dans la majorité des cas, l'utilisation d'une antenne extérieure même intérieure, du moins la réception des émissions grandes ondes et en ondes

Les cadres de réception des bobines de grandes sections de plan vertical dans la direction du positionnement ont été utilisés dès les débuts de la radio ; mais ils étaient encombrants. L'apparition des montages à réception a permis d'établir des dispositifs d'ondes miniales, pourtant efficaces, spécialement sur les grandes ondes.

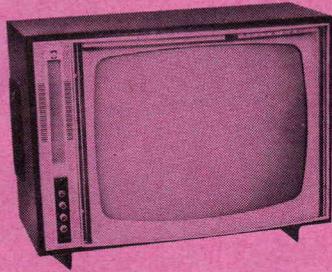
Les barreaux d'antenne, autour desquels sont enroulés collectivement des ondes, évitent souvent l'effet des parasites industriels, leur pouvoir directionnel est accru, et, surtout, ils permettent d'établir des appareils autonomes, d'ailleurs, également dans le courant du secteur, ce qui assure en partie le développement des petits appareils.

TÉLÉVISEURS 2^e MAIN

TOUTES MARQUES GARANTIE 6 MOIS

ENTIEREMENT REVISES PARFAIT ETAT DE MARCHÉ

43 cm 90°	250 F
54 cm 90°	350 F
48 cm 110° 2 chaînes	500 F
59 cm 110° 2 chaînes	600 F



ET A LIQUIDER PAR MANQUE DE PLACE

150 TELEVISEURS TOUTES MARQUES TOUS FORMATS, VENDUS DANS L'ETAT

50 F L'UNITÉ

Pas d'expédition en Province. Pas de Documentation.

A VOIR SUR PLACE

STATION-SERVICE-TELEVISION

188, RUE DE BELLEVILLE - PARIS - 20^e
METRO : PLACE DES FÊTES. TEL : MEN. 07-73

Le ferrite à très haute perméabilité permet ainsi d'établir un cadre récepteur efficace avec un bobinage de faibles dimensions ; l'enroulement peut constituer un premier circuit résonnant simplement accordé sur la fréquence de l'émission à recevoir par un condensateur et l'impédance élevée de la bobine permet une liaison directe avec l'entrée de l'appareil.

La perméabilité apparente obtenue dans un système de ce genre est très importante ; elle est de l'ordre de 150 à 200 vers le centre d'un barreau utilisé en grandes ondes, et de 100 à 150 pour un récepteur employé en petites ondes.

Mais la plupart des radio-récepteurs utilisés en Europe ne doivent pas être disposés comme les appareils américains pour recevoir uniquement les émissions en petites ondes, et il faut aussi prévoir la réception des émissions puissantes en grandes ondes, au-delà d'une longueur de 1 000 mètres. On emploie rarement deux antennes-cadres séparées, mais une seule avec un seul barreau de ferrite, et évidemment plusieurs bobines correspondant à chaque gamme envisagée. La bobine ne peut donc plus être placée exactement au centre du barreau, et la largeur des enroulements est forcément limitée.

Pour la réception des émissions en grandes ondes, les bobinages sont montés en série ; mais, pour la réception des petites ondes, il se présente des difficultés, lorsqu'on utilise évidemment un seul des bobinages par suite de la présence de l'enroulement inutilisé. Celui-ci présente une certaine capacité propre, et peut déterminer une certaine absorption de l'énergie par transmission capacitive et induction, d'où des pertes gênantes.

La solution peut consister à monter le cadre destiné aux grandes ondes en dérivation sur le cadre destiné aux petites ondes, et on obtient ainsi une augmentation plus ou moins importante de la sensibilité. Mais, il y a aussi un inconvénient ; les capacités propres des deux enroulements sont reliées en dérivation, et la capacité propre totale produite en petites ondes est relativement grande, ce qui gêne le fonctionnement des condensateurs d'accord. La plupart du temps, on court-circuite plutôt simplement l'enroulement destiné aux grandes ondes pendant la réception des émissions en ondes moyennes.

LES NOYAUX FILETES EN FERRITE ET LEURS EMPLOIS

L'utilisation de noyaux mobiles disposés à l'intérieur des bobinages permet, comme nous l'avons montré, d'effectuer un réglage du coefficient de self-induction et, par suite, d'obtenir l'accord d'un circuit oscillant sans avoir recours à un condensateur variable.

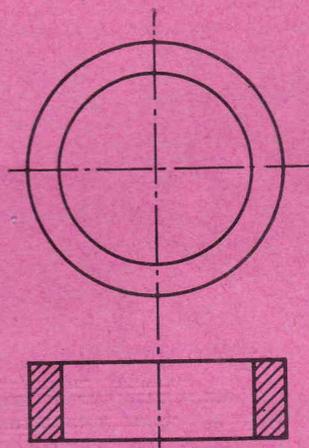


FIG. 5

Ce système a été utilisé très largement pour un grand nombre d'applications, mais, pour le moment, il est surtout adopté sur les transformateurs de liaison et les oscillateurs. L'utilisation des noyaux plongeurs en ferrite en tubes et en bâtonnets a permis surtout de moderniser le procédé, et l'on adopte également des noyaux filetés réalisés directement par pressage, et non par rectification. Le résultat obtenu est très tentant, par exemple, d'obtenir un efficace, et ces dispositifs permettent un coefficient de surtension, ou de mérite, supérieur à 200, pour une fréquence de 50 MHz, avec un bobinage comportant quatre ou cinq spires.

Pour la réalisation des transformateurs et des bobinages de self-induction réglable, pour hautes et moyennes fréquences, on emploie surtout des ferrites en forme de pot, de façon à constituer des ensembles d'encombrement réduit d'une grande stabilité, tout en étant économiques.

Ces pots comportent deux couples en ferrite montés sur un mandrin en matière plastique constituant la carcasse du bobinage ; le système est assemblé par deux écrous en matière plastique, et peut être fixé sur un circuit imprimé ; le réglage du coefficient de self-induction est obtenu par un noyau plongeur fileté.

L'inductance en henrys d'une bobine comportant N spires est indiquée par la relation :

$$L = 10^{-9} A_L N^2$$

Dans laquelle A est l'inductance spécifique en nano-henrys pour une spire.

Le facteur de surtension d'une bobine est, de son côté, donné d'une manière approximative, par la relation :

$$\frac{1}{Q} = \frac{R_o}{L_o} + \frac{A_L}{c(\mu Q)}$$

Dans laquelle Q est le facteur de qualité ou de surtension, R_o la résistance ohmique de la bobine et c le coefficient d'utilisation,

0,9 c μ min < AL < 1,1 c μ max

D mm	d mm	H mm	Cem	Scm ²	l cm
52,0 ± 2,0	31,5 ± 1,5	10,0 ± 0,2	1,00	1,025	13,11
35,5 ± 1,4	22,7 ± 1,0	11,0 ± 0,4	1,06	0,70	9,11
29,0 ± 1,5	15,9 ± 0,7	5,2 ± 0,3	0,625	0,34	7,05
22,1 ± 0,9	13,3 ± 0,5	4,75 ± 0,3	0,48	0,21	5,65
18,3 ± 0,7	11,4 ± 0,5	4,75 ± 0,3	0,46	0,16	4,66
13,4 ± 0,7	7,9 ± 0,4	3,8 ± 0,5	0,40	0,10	3,34
9,6 ± 0,4	6,1 ± 0,3	3,0 ± 0,4	0,27	0,052	2,46
7,9 ± 0,4	4,8 ± 0,3	2,3 ± 0,3	0,23	0,035	2,00
3,5 ± 0,2	2,0 ± 0,1	1,5 ± 0,2	0,16	0,011	0,86
1,8 ± 0,1	1,0 ± 0,06	0,8 ± 0,06	0,09	0,003	0,45
1,3 ± 0,1	0,8 ± 0,06	0,5 ± 0,05	0,05	0,001	0,33

μQ une valeur donnée par le constructeur.

Le coefficient de température de l'inductance est, lui-même, donné approximativement par la relation :

$$\frac{L_1 - L_0}{L_0} = \left(\frac{\mu_1 - \mu_0}{\mu_0^2 (t_1 - t_0)} \right) \frac{A_L}{c}$$

Dans laquelle L_1 est la valeur de l'inductance à différentes températures t_1 données par la notice du constructeur, et L_0 la valeur de l'inductance à la température de réglage, en général de 20° C, c, le coefficient d'utilisation.

La résistance de pertes par hystérésis est approximativement donnée par la relation :

$$R = \frac{l}{5000 n_1} \left(\frac{h}{\mu^2} 10^6 \right) \cdot \omega A_L^{3/2} \cdot L^{3/2}$$

Dans laquelle L est exprimée en mH et I en microampères ; n est le facteur de pertes par hystérésis.

Un champ magnétique continu abaissant l'inductance de 20 % est généralement exprimé en ampères-tours, et un champ deux fois plus faible ne provoque qu'une variation négligeable inférieure à 2 %.

Dans les circuits en L, en U et en I, utilisés dans les transformateurs à larges bandes, la formule :

$$N = \sqrt{\frac{10^9 L}{A_L}}$$

permet de calculer le nombre de spires de chaque enroulement.

Lorsqu'un courant continu perçus est à prévoir, les constructeurs fournissent généralement des tableaux des circuits pour chaque entrefer l'inductance approximative obtenue, champ continu l'abaissement de 20 %.

L'emploi de tores est préférable lorsque des couplages sont désirés, lorsqu'on évite l'emploi d'un entrefer pour des nombres de spires faibles.

LA MEILLEURE UTILISATION DES CIRCUITS MAGNETIQUES EN FERRITE

Les noyaux en ferrite sont généralement être détériorés par le chauffage dans l'air au-dessus de 250° C, et plus rarement au-dessus de 500° C.

Une aimantation par un champ continu risque de produire une perturbation durable des propriétés magnétiques et dans certains cas, il faut chauffer les noyaux au-dessus de leur température critique ou point de Curie et refroidissement, les laisser se désaimanter pendant une semaine environ pour qu'elles puissent reprendre leur état magnétique. On peut aussi les désaimanter suivant la méthode habituelle et les laisser se désaimanter également pendant une semaine.

Les faces de repos des noyaux doivent être particulièrement propres et bien alignées et la pression exercée doit être réglée. Dans les circuits à haute pression convenable est généralement obtenue à l'aide

◆ OUVERT EN AOUT



L'AVEZ-VOUS COMMANDÉ ?

2 000 illustrations - 450 pages
criptions techniques - 100 schémas
dispensable pour votre documentation technique.

RIEN QUE DU MATERIEL
ULTRA-MODERNE
ENVOI CONTRE 6 F EN TIMBRES
Remboursé au premier achat.

POUR PLUS DE DÉTAILS
Se reporter à nos précédentes éditions, notre catalogue ou aux pages détaillées, envoi contre 0,60 F.

TOUT LE MEILLEUR MATERIEL HI-FI DISPONIBLE

MAGNETIC-FRANCE

FERME LE LUNDI

175, rue du Temple - Paris
ouvert de 9 à 12 h et de 14 à 18 h
272-10-74 - C.C.P. 1 875-41
Métro : Temple - République

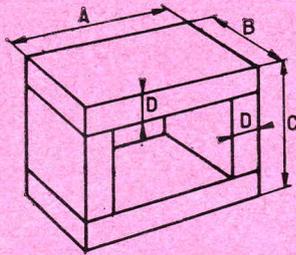


Fig. 6

sorts, dans les circuits en pot, on serre progressivement les vis en veillant, s'il y a lieu, à ne pas modifier l'orientation des pièces ou des flasques l'une par rapport à l'autre.

La plupart du temps, les couples à exercer sur les vis sont de l'ordre de 1,3 cm/kg pour les vis de 2 mm et de 2,7 cm/kg pour les vis de 2,5 mm ; l'effort à exercer est normalement de 5 à 10 kilogrammes par cm² le surface portante pour éviter les effets de flexion (fig. 5 et 6).

Il faut éviter de retoucher les faces portantes, car on risque ainsi de déterminer des gauchissements des faces et des positions de repos boiteuses, de sorte que les bobinages obtenus deviennent instables.

Il peut y avoir avantage à coller les surfaces portantes pour obtenir une grande stabilité, et l'on utilise, dans ce but, une couche de colle Araldite additionnée de 9 % de durcisseur.

Le réglage de l'inductance d'un circuit en pot est effectué en retouchant le nombre de spires, puis ensuite l'entrefer ; il convient d'agir sur le bâtonnet, non seulement en modifiant sa position mais, s'il y a lieu, à l'aide d'un outil abrasif. Le nombre de spires du bobinage doit donc initialement être légèrement en excès, car la seule opération possible consiste normalement dans la diminution de l'inductance et non dans son augmentation.

A ± 5 % mm	B ± 5 % mm	C ± 5 % mm	D mm	Poids g	Section cm ²	Bobinage				Eléments de calcul magnétique		
						Spire moyenne cm				C _{cm}	S _{cm²}	l cm
						Grande jambe		Petite jambe				
1 Bobinage	2 Bobinage	1 Bobinage	2 Bobinage	1	2	1	2					
125	100	100	25	4 200	37,5	45	35	55	40	9,0	25,0	95
125	50	75	25	1 750	18,8	25	20	45	30	5,3	12,5	30
100	27	80	22	750	20,0	24	17	32	21	2,7	5,9	27
80	50	45	10	500	15,0	22	17	36	24	3,0	5,0	21

Des variations de températures supérieures de part et d'autre à 20 % de la gamme de températures d'emploi, permettent d'augmenter la stabilité de ces bobinages à noyaux de ferrite.

L'utilisation de ces noyaux simplifie beaucoup le problème des enroulements à coefficient de surtension élevée et, en fait, dans beaucoup de cas, constitue la seule solution pour obtenir des enroulements de caractéristiques convenables.

Pour un coefficient de surtension donné, une dimension déterminée du bobinage, un enroulement à noyau magnétique est moins affecté par les caractéristiques des pièces avoisinantes que les bobinages à noyaux d'air, en raison de la concentration du flux dans le noyau.

Mais, cependant, lorsqu'il s'agit d'obtenir des coefficients très élevés de l'ordre de 250, il peut y avoir intérêt à rechercher des dispositions particulières bien étudiées, si l'on veut éviter des pertes plus ou moins sérieuses, et particulièrement sur la gamme des fréquences élevées des émissions radioélectriques.

L'emploi d'un circuit primaire ouvert placé à une distance appropriée assurant un couplage correct peut aussi diminuer d'une manière appréciable le coefficient de surtension.

L'enroulement primaire doit être bobiné sur la face opposée du secondaire par rapport au noyau magnétique ; celui-ci ne

traverse pas complètement le secondaire, en raison de la nécessité de laisser un emplacement pour le réglage. Dans ces conditions, les déplacements du noyau destinés à compenser les différences individuelles des récepteurs ne modifient pas sérieusement le couplage entre le primaire et le secondaire.

Pour éviter les pertes dues aux composants qui se trouvent à proximité des bobinages à coefficient de surtension élevé, on peut utiliser des noyaux magnétiques entourant complètement l'enroulement. Ces noyaux permettent d'obtenir des coefficients plus élevés que les bâtonnets habituels avec un bobinage analogue, et réduisant le champ extérieur du bobinage au minimum. Dans les cas extrêmes, il peut même devenir malaisé d'obtenir un couplage suffisant entre le secondaire et un enroulement extérieur à haute impédance.

Un avantage de l'emploi d'un noyau magnétique dans un bobinage d'oscillateur, en dehors de l'augmentation du coefficient de surtension, consiste dans l'accroissement important du couplage entre le primaire et le secondaire et, par suite, la diminution de la

condensateurs variables jumés de sorte que, même en tenant compte de la complication de l'assemblage du bobinage, il est possible de réaliser plus facilement un dispositif d'accord idéal sur les appareils de radiodiffusion.

Les bruits microphoniques venant des défauts de ces condensateurs variables ainsi automatiquement supprimés et on peut choisir une valeur de condensateur d'accord, qui met de rendre négligeables les effets des variations de caudus au remplacement possible des éléments d'entrée sur toute la gamme d'accord. Le condensateur utilisé peut être d'un type à pertes et comporter un coefficient de température convenable, si on le désire.

La réduction de l'emplacement nécessaire pour le montage en raison de la suppression du condensateur d'accord est appréciable, même en tenant compte de l'espace additionnel nécessaire pour les noyaux magnétiques s'il y a lieu, de leurs systèmes d'entraînement et de réglage.

Un choix convenable du bobinage et des caractéristiques du noyau peut maintenir à un niveau leur presque uniforme l'inductance produite dans les récepteurs à changement de fréquence toute la gamme de réception. Le gain de la bobine d'accord d'antenne peut être maintenu constant.

Une des difficultés les plus importantes pour la construction de dispositifs d'accord par perméabilité consiste à obtenir un couplage satisfaisant entre l'antenne et le bobinage d'accord par perméabilité.

Si l'on emploie un primaire mal, les variations de c

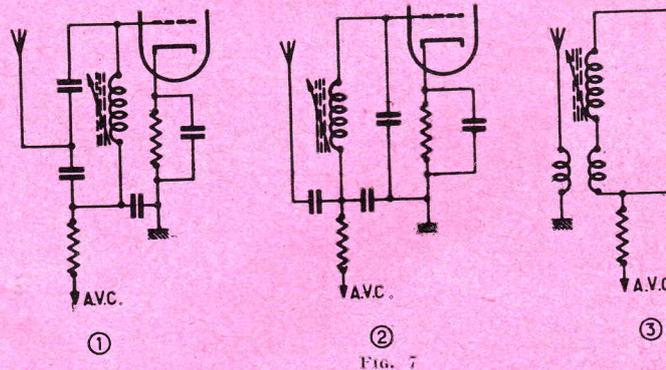


Fig. 7

réactance du primaire pour une valeur déterminée du couplage.

L'ACCORD PAR PERMEABILITE

L'utilisation des systèmes d'accord par perméabilité, tout au moins dans un grand nombre de cas particuliers, montre bien l'intérêt du procédé rendu possible par l'utilisation des noyaux magnétiques modernes.

Il n'y a plus besoin de blocs de

au fur et à mesure de la variation de position du noyau toute la gamme de diffusion peut devenir excessive de manière analogue, on ne peut pas réaliser un bobinage à prise fixe que la présence du noyau provoque le couplage trop fort entre les deux sections de montage.

On voit sur la figure 7 des schémas générales de montage qui peuvent être adoptées.

RADIO

COMPTOIR ELECTRIQUE

243, RUE LAFAYETTE PARIS (10^e)

Dans la cour (Parking assuré)
Métro : Jaurès, Louis-Blanc ou Stalingrad

Téléphone 607-47-88
607-57-98

OUVERT en AOUT

LES ARTICLES figurant dans nos précédentes publicités
SONT TOUJOURS VALABLES

OUVERT TOUS LES JOURS
(sauf dimanche et jours fériés)

EXPEDITIONS dans TOUTE LA FRANCE
ou MIEUX !... Venez vous rendre compte sur place

AMPLIFICATEUR BF SIMPLE A 3 TRANSISTORS

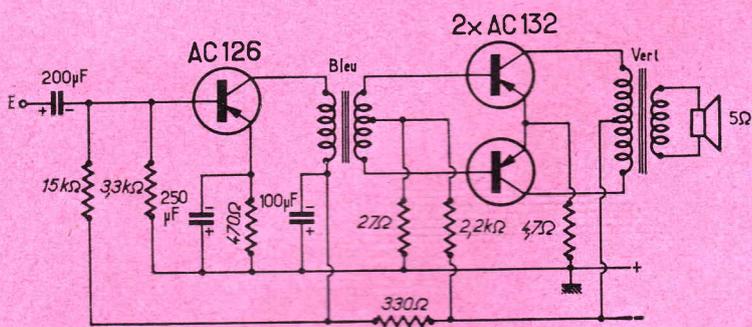


Fig. 1

Il est toujours utile d'avoir sous la main un petit amplificateur BF permettant de contrôler les montages que l'on a réalisés, en particulier en radio. Toujours dans ce domaine, l'amateur SWL possesseur d'un récepteur de trafic des surplus pourra, avec ce petit amplificateur, écouter les stations directement sur un haut-parleur d'impédance courante. Les récepteurs tels que le BC342 ou autres, sont souvent équipés uniquement de sorties BF en haute-impédance, qui permettent l'écoute au casque, mais pour

lesquelles il est difficile de trouver un haut-parleur adapté.

L'amplificateur se présente sous forme d'un circuit imprimé de 95 x 40 mm, pouvant être alimenté sous 9 à 12 V (1).

LE SCHEMA

Il est représenté figure 1. Il s'agit d'un montage classique comportant un transistor driver AC126, dont la base est polarisée par l'ensemble 15 kΩ/3,3 kΩ entre + et -. Le collecteur de ce même transistor est chargé par

le primaire du transformateur driver. L'étage de sortie, équipé de deux AC132, est du type push-pull à transformateur. Les émetteurs sont stabilisés par une résistance commune de 4,7 Ω. Le secondaire du transformateur de sortie est prévu pour un haut-parleur d'une impédance de 5 Ω, valeur très courante.

MONTAGE ET CABLAGE

Il est des plus simples. La figure 2 montre la vue de dessus, côté éléments, du circuit imprimé

fourni. Chaque composant y repéré, aucune erreur n'est à craindre si l'on se conforme strictement à ce plan. On veillera à ne pas échauffer exagérément les transistors, au moment de la soudure. Les deux transformateurs (driver et sortie) sont repérés par leur couleur : bleu pour le premier et vert pour le second. Le montage fonctionnera dès la mise sous tension.

(1) Réalisé par Radioma.

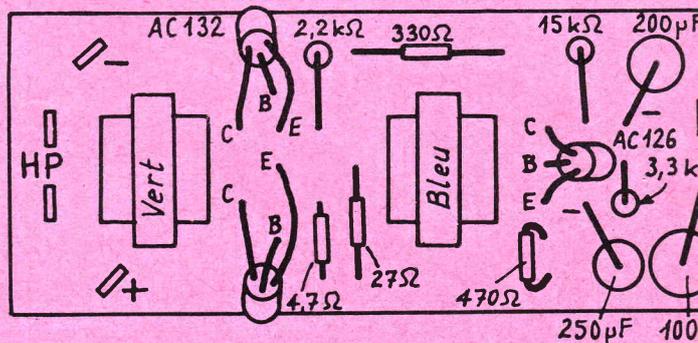


Fig. 2

Pièces détachées pour amplificateur à 3 transistors 9 V 300 mW, utilisable sur la prise casque de tout récepteur de trafic, décrit dans ce numéro. Prix : 27,00

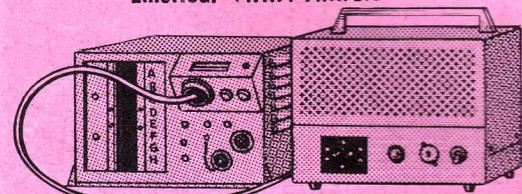


BC348 - 200 à 500 kHz - 5 à 18 MHz, en 6 gammes, équipé de la série octal américaine. Ecoute sur casque et H.-P. Matériel léger, idéal pour mobile. Comme neut. 400,00
Dimensions : 450 x 250 x 220 mm. Avec alim. sect. 110/220 incorporée. Prix : 150,00
Port et emballage : 18,00



Pièces détachées pour ALIMENTATION C.C. CC. à transistors - 30 W, entrée 12 V, sortie 280 V, 100 mA, décrit dans le numéro de juillet 67. Prix : 130,00
Port-emb. : 6,00
C. Remb. : 14,00
Préciser à la commande version tube néon ou version alimentation.

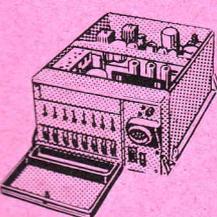
Emetteur V.H.F. A.R.C.3 de 100 à 156 MHz



comprend 8 fréquences disponibles par contacteur, réglage entièrement automatique. PA832 trip. 832, 2 x 6V6. Mod. 2 x 6L6, 6V6, 6J5, commutation antenne par relais coaxial. Dim. : 280 x 360 x 190, châssis alu. Livré en emballage type armée d'origine, sans xtal, pour un prix jamais pratiqué : 150,00
Complet, mais non testé ni emballé : 100,00 - Port et emballage : 15,00
Pièces détachées pour alimentation TX : 230,00

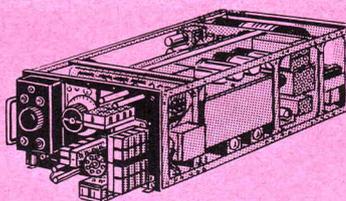


Améliorez votre réception sur 144 MHz avec notre PREAMPLI A NUVISTOR. Procure un gain de 20 dB sans augmentation appréciable du souffle - Nécessite 6,3 ~ et 100 V ±. Equipé d'un nuvistor 6CW4, monté en grille à la masse. Entrée 50 Ω. Sortie 50 Ω. Complet et réglé, prêt à l'emploi. 85,00
(Idéal pour ARC1 - R298 - ARC3, R297, etc., etc.)



RECEPTEUR ARC3
100 - 156 MHz, décrit dans « H-P » N° 1100, 8 F pré-régées
Dim. : 380 x 140 x 250.
Livré en emballage type armée d'origine, avec Schéma : 100,00
Cplet, non testé, avec schéma : 70,00
Non testé, sans lampe : 50,00
Port et emballage : 15,00

Pièces détachées, pour Alimentation secteur 110/220 V de Récepteur ARC3, décrit dans n° 1100. Prix : 95,00 - Port-emb. : 8,00



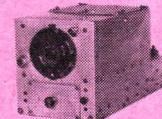
TRANSCEIVER R18/ARC1 - 100 à 156 MHz - (1 seul xtal nécessaire en émission et en réception), facilement utilisable avec un VFO 7 MHz, il serait également convertible en émetteur BLU sur 144 MHz en injectant un signal à bas niveau à la place du xtal 9720 kHz et en modifiant les polar. (driver et P.A.). Puissance H.F. 15 W (832 A) - Sensibilité réception de l'ordre du microvolt. (H.T. 400 V - Ch. 24 V). Livré en version 50 F pré-régées avec dynamoteur 28 V sans xtal - Dim. : 220 x 270 x 250 mm. En parfait état, avec coffret et schéma : 250,00
Boîte de commande : 10,00
Port et emballage : 25,00

Emetteur-Récepteur Nord

Type 31 A.M. (à double changement de fréquence) - 32 Mcs (accordable sur 27 Mcs - changer les quartz ou mettre un circuit oscillant) - Alimentation par batterie (H.T. 90 à 110 V et B.T. 1,5 V à prévoir) - Poids 2,6 kg - Dim. : 9 x 9 x 23,5 cm. Très bon état : 120,00
Equipé d'un micro-haut-parleur. La paire : 200,00

Micro Charbon, à pédale, basse impédance, de haute qualité, immédiatement adaptable sur la majorité des récepteurs de trafic Surplus. Prix : 15,00

Nos sachets de matériel :
20 condensateurs standard : 5,00
50 condensateurs mica : 6,00
100 résistances miniat. 1/2 W 1. W et 2 W : 10,00
10 néons avec résistances : 3,00
20 diodes récupération : 3,00
10 condens. ajustables divers alu et argentés : 10,00



Attention ! il n'en reste plus beaucoup
LES BC453, BC454 ET BC455 SONT LIVRES AVEC SCHEMA
BC453, 190 à 550 kHz, MF 85 kHz, à couplage réglable. BFO : 100,00
Récepteur BC454, 3 à 6 MHz - 1 415 kHz : 70,00
Récepteur BC455, 6 à 9 MHz - 2 830 kHz : 70,00
Port-embal. pour l'un des trois appareils : 10,00



Pièces détachées pour Alimentation sect. /220 V pour BC453-454-455. S'embrochant à la place du dynamoteur, Prix : 45,00

OUVERT TOUT LE MOIS D'AOUT
de 9 h à 12 h - 14 h à 19 h sauf dimanche (et lundi jusqu'au 15 septembre)
Minimum d'envoi : 25,00
RADIOMA
C.C.P. 19-646-03-PARIS

31, rue Censier - PARIS (5^e) - Tél. : 587-27-52

Deux appareils électroniques simples, mais utiles :

- DÉCLENCHEUR A CELLULE PHOTOÉLECTRIQUE
- SIGNAL-TRACER A DEUX TRANSISTORS

De plus en plus le gadget, symbole de notre époque, fait appel à l'électronique. Ce mois-ci nous trouvons deux appareils simples, mais dont l'utilité se révélera très vite, à la maison ou à l'atelier. Le premier est un déclencheur à cellule photoélectrique et transistor, qui per-

mettra de commander à distance, par le faisceau lumineux d'une lampe de poche, par exemple, un appareil quelconque commandé par un relais : ouverture de porte, mise en fonctionnement d'appareils électro-ménager, etc. Le second dispositif est un signal-tracer, dont l'utilité lors des dépannages n'est plus à démontrer.

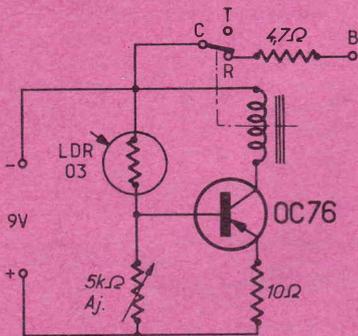


FIG. 1

lité se révélera très vite, à la maison ou à l'atelier. Le premier est un déclencheur à cellule photoélectrique et transistor, qui per-

DÉCLENCHEUR A CELLULE PHOTOÉLECTRIQUE

Le schéma de l'appareil est représenté figure 1. Il s'agit essentiellement d'un transistor OC76 monté en amplificateur, avec charge de collecteur constituée par l'enroulement d'un relais ; ce dernier se trouve sur la position travail ou repos, selon que le transistor est conducteur ou bloqué. Le circuit de polarisation de base de l'OC76 comporte une résistance ajustable de 5 kΩ et une cellule LDR03, dont la résistance est fonction de l'éclairement. On

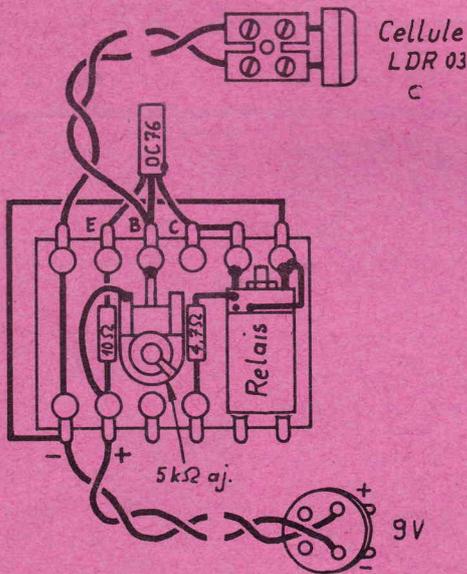


FIG. 2

modifie ainsi la polarisation de base du transistor, provoquant par là même sa conduction ou son blocage. L'alimentation s'effectue par une pile de 9 V.

MONTAGE ET CABLAGE

Il est des plus simples, et représenté sur la figure 2. On utilise une plaquette de bakélite à cosses sur laquelle sont fixés tous les éléments, exceptée la cellule, maintenue par un dé plastique à l'extrémité de deux conducteurs souples de longueur quelconque, afin de pouvoir la disposer même dans les endroits peu accessibles. Le montage lui-même n'attire aucun commentaire

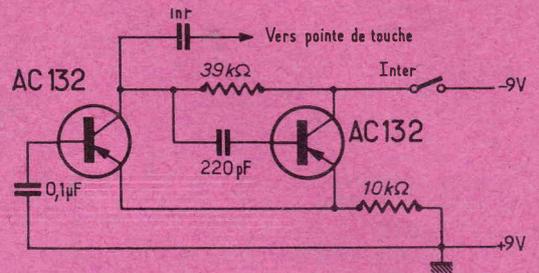


FIG. 3

et doit fonctionner du premier coup.

SIGNAL-TRACER

Le schéma est représenté figure 3. C'est un multivibrateur à deux transistors AC132. Ici aussi, rien de particulier dans le principe. Le signal fourni, riche en harmoniques, permettra de localiser facilement les étages conducteurs, tant en BF qu'en HF.

MONTAGE ET CABLAGE

Il est représenté sur la figure 4. On utilise une plaquette de bakélite à cosses. On veillera à ne pas chauffer trop longtemps les transistors, au moment de la souder afin de ne pas les détériorer.

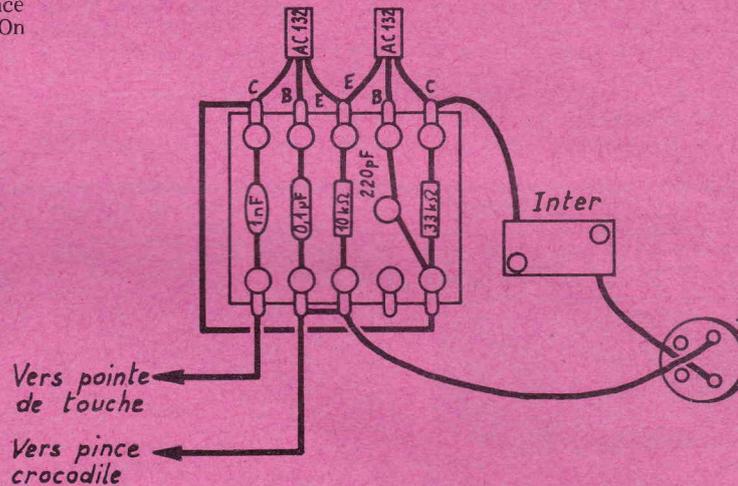


FIG. 4

Décrits ci-contre
DÉCLENCHEUR A TRANSISTOR
 Cellule photoélectrique

SIGNAL TRACER A 2 TRANSISTORS

PRIX . . . NOUS CONSULTER
 CE SONT DES REALISATIONS

RADIO-STOCK

6, rue Taylor - PARIS X^e
 NOR. 83-90 - C.C.P. PARIS 5 379-89
 Catalogue Pièces détachées et Kits
 contre 2 timbres à 1 F

TÉLÉVISEURS 2^e MAIN
 Toutes les marques

Entièrement révisés, en parfait état de marche :

43 cm - 90°	250
54 cm - 90°	350
48 cm - 110° 2 chaînes	500
59 cm - 110° 2 chaînes	600

TÉLÉ-ENTRETIEN
 175, Rue de Tolbiac - PARIS-13^e
 Tél. : KEL. 02-44 (Pas d'expédition en province)

AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE A TRANSISTORS AVEC ÉTAGE DE SORTIE SANS TRANSFORMATEURS

DEPUIS de nombreuses années, on a essayé à maintes reprises de construire, pour les amplificateurs BF, des étages de sortie push-pull n'utilisant pas de transformateurs. Dans le cas des amplificateurs à lampes, on n'a toutefois jamais abouti à des applications étendues, essentiellement du fait que les haut-parleurs nécessaires doivent posséder des bobines à haute impédance, difficiles à construire.

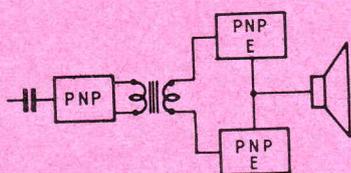


Fig. 1 a

En outre, ces haut-parleurs sont particulièrement fragiles à cause de la finesse du fil utilisé. Grâce à ses faibles tensions d'alimentation et à ses charges de valeur ohmique réduite, la technique des transistors crée par contre des conditions beaucoup plus favorables pour la réalisation de circuits de ce type. Du point de vue de l'industrie des récepteurs, il est extrêmement intéressant que les amplificateurs à transistors à large bande passante et faible distorsion puissent être réalisés sans emploi de transformateurs ; la tendance moderne à la construction d'amplificateurs basse fréquence à étage de sortie sans transformateur est justifiée notamment par les arguments importants suivants :

Dans la technique utilisée jusqu'à présent, les transformateurs constituent un facteur de prix important. Leur poids et leur encombrement entraînent une servitude gênante pour la construction des amplificateurs et font obstacle à l'utilisation de circuits imprimés. En outre, les étages de sortie à transformateur présentent une réponse en fréquence dont l'effet peut être gênant.

L'inductance du transformateur doit être aussi élevée que possible afin que la fréquence de coupure inférieure soit faible. La fréquen-

ce de coupure supérieure doit être aussi élevée que possible, c'est-à-dire que l'atténuation du transformateur doit être très faible aux fréquences élevées ; celui-ci doit donc présenter des capacités d'enroulement réduites et de faibles inductances de pertes. Ainsi le dimensionnement des enroulements doit satisfaire à des exigences opposées : grand nombre de spires pour réduire la fréquence de coupure inférieure, fai-

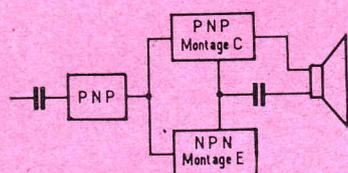


Fig. 1 b

ble nombre de spires pour augmenter la fréquence de coupure supérieure. En pratique, on doit toujours choisir un compromis. Pour les amplificateurs BF de qualité, à large bande, on est obligé d'utiliser des transformateurs présentant des inductances élevées avec un faible nombre de

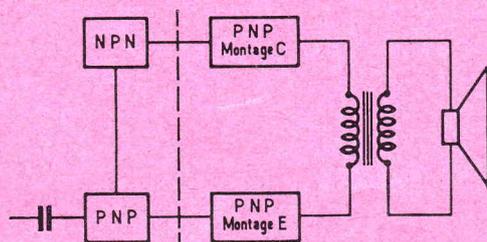


Fig. 1 c

spires et ayant des bobinages à faible capacité, ce qui exige des noyaux de volume important ou des tôles de haute qualité. Un autre inconvénient particulièrement sensible pour les étages de sortie classe A est le courant d'aimantation du transformateur. Le transformateur peut en outre être sensible à l'influence de champs magnétiques provenant de l'alimentation secteur (ronflements).

Tous ces inconvénients peuvent être évités dans le cas d'étages de sortie sans transformateur. Dans les circuits de ce type, le haut-parleur est directement relié à l'étage de sortie.

SCHEMAS DE PRINCIPE D'ETAGES DE SORTIE PUSH-PULL

On sait que les circuits push-pull classe B, présentent pour les appareils à alimentation par piles l'avantage particulièrement important d'une consommation très faible pour les faibles niveaux de commande, et croissant proportionnellement avec l'amplitude de sortie.

Suivant le mode d'alimentation en courant continu des deux transistors de l'étage de sortie, on distingue les montages push-pull parallèle et série. Dans le montage push-pull parallèle, les deux transistors de l'étage de sortie sont en parallèle pour le courant continu et commandés en opposition de phase ; leur puissance de sortie est appliquée par l'intermédiaire d'un transformateur à une résistance de charge commune. Une variante du montage pa-

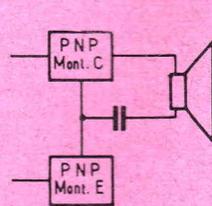


Fig. 1 d

rallèle exige un haut-parleur à bobine à prise médiane.

Dans le cas du montage push-pull série, les transistors sont montés en série pour le courant continu. L'une des bornes du haut-parleur est reliée au point milieu de la batterie ou encore par l'intermédiaire d'un condensateur, à l'un des pôles de la batterie, lorsque celle-ci ne présente pas de point milieu. Pour supprimer également le transformateur

d'attaque, il est nécessaire de prévoir un driver approprié permettant d'attaquer les transistors de sortie avec la phase convenable.

a) Etage de sortie sans transformateur de sortie, mais transformateur d'attaque.

Le schéma de principe du montage est représenté figure 1. Les réalisations avec transistors PNP ou NPN sont équivalentes. Le montage présente des avantages liés à l'utilisation du transformateur d'attaque. La résistance du haut-parleur dépend de la puissance de sortie et de la tension batterie. L'emploi d'une source d'alimentation avec une médiane permet d'économiser un condensateur électrolytique de valeur élevée pour le haut-par-

Parmi les avantages, il faut citer : suppression du transformateur de sortie ; économie de puissance d'attaque grâce au couplage de l'étage de sortie par l'intermédiaire du transformateur d'attaque ; bonne réponse en fréquence ; distorsion réduite et amplification élevée. Pour une tension de courant nominale donnée des tra-

tors de sortie, la tension d'alimentation peut être deux fois plus élevée que dans le montage à dard. L'étage de sortie peut être réalisé en montage à point commun au moyen de transformateurs de même type (PNP ou NPN) on obtient ainsi des conditions particulièrement favorables pour l'appariement des transistors de sortie.

Il faut toutefois reconnaître les courants de repos des t-

tors de sortie sont un peu plus difficiles à régler que dans le montage standard ; deux thermistances peuvent être nécessaires dans le cas de puissances de sortie importantes.

b) Etages de sortie push-pull série PNP/NPN sans transformateurs.

Le schéma de principe d'un montage push-pull série sans transformateur équipé de deux transistors PNP, est représenté figure 1b. Dans ce schéma, l'un des transistors est à collecteur à la masse et l'autre à émetteur à la masse. Les étages driver et de sortie exigent encore des condensateurs ; les capacités des condensateurs placés à la sortie sont importantes. Un montage de ce type est décrit un peu plus loin. Parmi les avantages, nous relevons : bonne réponse en fréquence ; amplification bonne, quoiqu'un peu moins élevée que dans le montage avec transformateurs ; faible distorsion. Pour une tension collecteur nominale donnée des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être deux fois plus élevée que dans le montage à transformateurs.

Ce montage permet d'obtenir des puissances de sortie élevées.

Cependant les points de fonctionnement et la compensation des variations de température sont un peu plus difficiles à régler. Le courant driver est plus élevé que dans les amplificateurs à transformateur d'attaque ; une augmentation supplémentaire de ce courant (de l'ordre de deux fois) est liée à la suppression du transformateur de sortie. Le courant driver plus élevé entraîne une charge un peu plus grande de la source d'alimentation. Les transistors de sortie doivent présenter un gain important.

c) Etages drivers avec transistors complémentaires symétriques PNP/NPN.

Le schéma de principe de la figure 1c représente une variante intéressante du circuit précédent. Dans ce schéma, la sortie peut être réalisée soit en technique conventionnelle avec transformateur, soit en technique sans transformateur. Le transformateur driver est remplacé par une combinaison de transistors PNP/NPN.

La réponse en fréquence, la distorsion et l'amplification sont presque aussi favorables que dans le montage standard avec deux transformateurs. Le montage exige un peu plus de matériel que celui des circuits 1b et 1c ; le réglage des points de fonctionnement est un peu plus difficile.

d) Etage push-pull série PNP/NPN sans transformateur.

La figure 1d représente le schéma de principe d'un étage push-pull PNP/NPN. Les deux transistors de sortie sont utilisés en

montage collecteur à la masse, ce qui réduit les difficultés du couplage. Le montage collecteur à la masse fournit une amplification de puissance un peu plus faible mais est particulièrement insensible du point de vue de l'appariage. Le montage utilise à peine moins de matériel que celui du circuit 1b. Le gain en courant des transistors de sortie doit être élevé.

Propriétés :

Le réglage des courants de fonctionnement est un peu plus difficile que dans le montage à transformateurs, mais plus facile que dans les montages 1a et 1b.

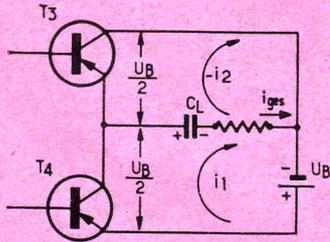


FIG. 2 a

La réponse en fréquence et la distorsion sont bonnes ; le gain est légèrement plus élevé que dans le cas de 1b, mais un peu plus faible que dans 1a. Pour une même tension collecteur nominale des transistors de sortie, la tension d'alimentation peut être double de celle du montage standard à transformateurs.

Ce montage est simple, facile, de bonne qualité et peu onéreux.

La paire de transistors AC152/AC127 permet d'obtenir des puissances de sortie atteignant 1 W.

CONSIDERATIONS GENERALES SUR LES ETAGES DE SORTIE SANS TRANSFORMATEUR EN MONTAGE PUSH-PULL SERIE

Les amplificateurs basse fréquence à étage de sortie PNP/NPN et à étage de sortie complémentaire symétrique (PNP/NPN) décrits ci-après présentent les points communs suivants :

L'étage driver est déterminant pour la tension de commande des transistors de sortie. Pour disposer d'une tension aussi voisine que possible de la tension d'alimentation pour la commande, la tension de saturation du transistor driver et la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur doivent être faibles. Lorsque le transistor de sortie T3 est saturé, il consomme son courant de base maximal, c'est-à-dire qu'il apparaît sur la résistance collecteur du driver une tension crête déterminée, fonction de la valeur maximale du courant alternatif de base. Ce potentiel est supérieur à la valeur de la tension d'alimentation disponible. Le driver doit donc être alimenté par une tension plus élevée. Il est également possible, comme dans

le cas des circuits représentés, d'obtenir la tension d'alimentation supplémentaire par superposition de la tension de sortie à la tension d'alimentation normale en reliant la résistance collecteur du driver non pas au pôle négatif de la batterie, mais à la résistance de sortie.

Au contraire des amplificateurs BF à étage de sortie parallèle, les deux transistors de sortie des amplificateurs à sortie push-pull série sans transformateur ne disposent sur leur collecteur, que de

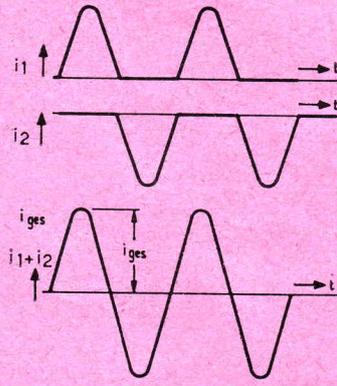


FIG. 2 b

la moitié de la tension d'alimentation. Pour une même puissance de sortie, on a donc des courants collecteur doubles, et par conséquent des courants de base au moins deux fois plus élevés.

Le courant driver nécessaire pour la commande doit donc présenter également une valeur au moins double. Dans le cas du couplage du driver par transformateur, on obtiendrait une adaptation de puissance notablement plus favorable et ainsi une valeur relativement faible du courant driver.

A l'inverse de ce qui se passe pour un étage push-pull classe B avec transformateur de sortie, la tension d'alimentation peut ici être égale à la tension collecteur maximale admissible. En d'autres termes, la tension d'alimentation

peut être deux fois plus grande pour des transistors identiques.

Une certaine puissance est dissipée dans les résistances d'émetteur des transistors de sortie ; ces résistances ne peuvent toutefois par être supprimées pour des raisons de stabilité thermique. Elles assurent en outre avec la résistance de sortie une linéarisation des caractéristiques des transistors. La figure 2a représente un schéma simplifié de l'étage de sortie. La source d'alimentation UB est branchée entre l'émetteur du transistor T4 et le collecteur du transistor T3. Le condensateur de sortie CL est chargé par le courant i1 durant la demi-alternance pendant laquelle T4 est saturé.

Pendant la commande de T3, c'est l'énergie emmagasinée dans le condensateur CL qui fournit seule le courant i2. La capacité de CL doit par suite être suffisamment grande pour qu'il n'apparaisse pas, même aux fréquences basses, de variations trop importantes des tensions de charge et de décharge. Ces variations conduiraient en effet à des distorsions notables du signal de sortie aux basses fréquences.

La figure 2b indique la production du courant alternatif de sortie dans le cas d'un amplificateur push-pull classe B sans transformateur.

SCHEMAS PRATIQUES D'AMPLIFICATEURS BF A ETAGE DE SORTIE PUSH-PULL SERIE PNP-NPN

L'amplificateur, dont le schéma est représenté à la figure 3, fournit, sous une tension d'alimentation de 9 V et avec une résistance de sortie de 8 Ω, une puissance de 1 W. Il comporte un étage préamplificateur, un étage driver et un étage push-pull série respectivement équipés des transistors AC151 VII, AC151 VII, 2 x AC153 appariés.

Dans cet exemple, on a utilisé pour l'étage de sortie une paire

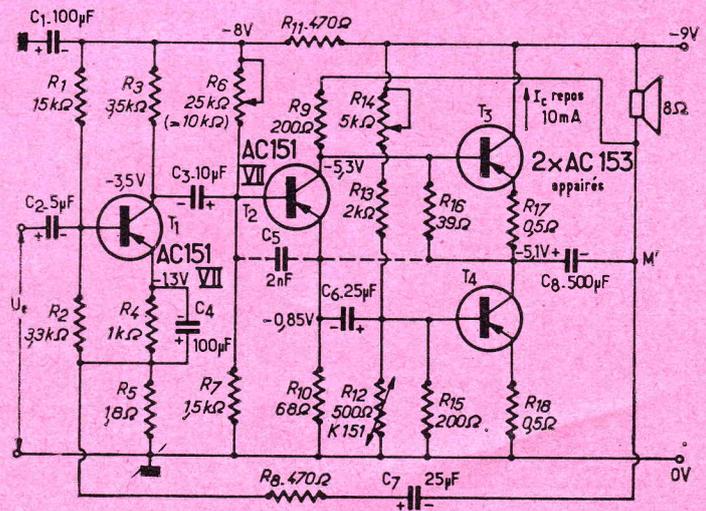


FIG. 3

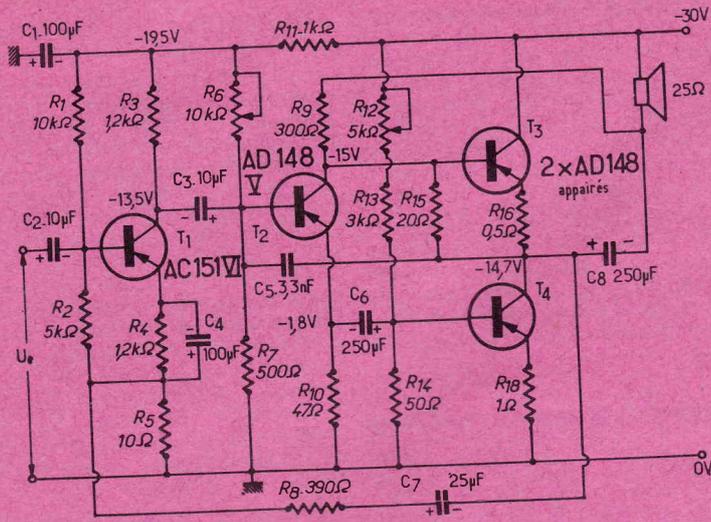


FIG. 4

AC153 du groupe B, pour laquelle le gain minimal en courant continu β_{min} (pour $I_c = 300$ mA) est d'environ 130 V.

Le point de fonctionnement de l'un des transistors (T3) est réglé à l'aide du driver, celui de l'autre (T4) à l'aide d'un diviseur de tension dont le dimensionnement optimal a été déterminé par des mesures de température. L'un des transistors (T3) fonctionne en montage collecteur, l'autre (T4) en montage émetteur.

Le transistor driver est ainsi chargé de façon différente pour chacun des transistors de sortie, c'est-à-dire à chaque demi-alternance.

Pour assurer le blocage du transistor T3 pendant la demi-alternance qui sature T4, il est nécessaire de placer une résistance (R16 = 39 Ω) entre la base de T3 et le point milieu. La stabilisation thermique des points de fonctionnement des transistors de sortie est un peu plus délicate que dans les étages push-pull habituels, car le point de fonctionnement de T3 est réglé par T2, et celui de T4 par son propre divi-

seur de tension de base. Une stabilité thermique suffisante est obtenue en équipant le diviseur de tension de base de T4 d'une thermistance qui compense l'influence de la température ambiante, tandis que cet effet compensateur est assuré pour T3 par l'étage driver T2. Le schéma représenté à la figure 4, pour une puissance de sortie de 4 W peut, si nécessaire, être modifié par remplacement de quelques éléments pour fournir une puissance de sortie de 6 W. Le schéma est alors celui de la figure 5. Les considérations fondamentales sont les mêmes que pour l'amplificateur de 1 W décrit précédemment.

AMPLIFICATEUR BF AVEC ETAGE DE SORTIE PUSH-PULL SERIE PNP/NPN

Alors que les transistors PNP appariés permettent d'obtenir une bonne identité des caractéristiques, cette identité ne peut pour l'instant être assurée que dans une moindre mesure pour les paires complémentaires surtout aux courants collecteurs élevés. Pour cette raison, nous ne décri-

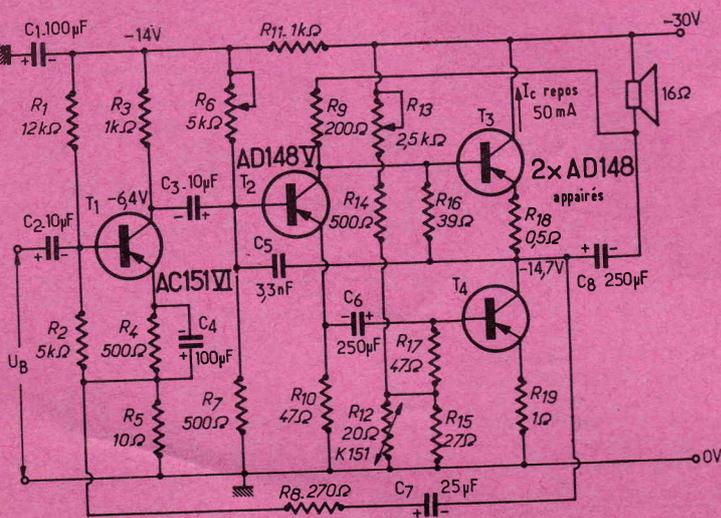


FIG. 5

vons ici qu'un montage pour une puissance de sortie maximale de 1 W utilisant la paire de transistors AC152 (PNP) / AC127 (NPN).

Cette difficulté de principe résulte du fait que dans le cas de transistors de même type, l'emploi d'une méthode de fabrication et d'un matériau de départ identiques assurent dès l'origine l'obtention de caractéristiques dans une large mesure semblables. Si les caractéristiques de deux transistors sont confondues en un, ou mieux encore en deux points, on peut admettre avec une certitude suffisante que les caractéristiques restent identiques dans le reste du domaine.

Cette hypothèse n'est pas justifiée dans le cas de paires complémentaires. Il faut s'attendre à trouver alors des courbes de caractères différents; une coïncidence des caractéristiques en un ou même en deux points de mesure n'assure pas encore une identité. La différence d'évolution des caractéristiques apparaît surtout dans le cas de courants col-

lage série de transistors PNP supprime l'étage déphasé. Le courant de repos qui traverse les deux transistors est réglé à l'aide du potentiomètre R11. Les exigences d'une distorsion de classe B réduite et d'un courant de repos faible ont été faites à l'aide des résistances d'émetteur de 0,5 Ω pour chaque transistor. La perte de puissance produite par R7, pour le signal de commande maximal, et la tension de saturation U_{ce} du transistor T2 est de nouvelle pensée par le fait que la tension du collecteur R10 de l'étage driver, n'est pas directement liée au pôle négatif de l'alimentation, mais connectée à la tension de sortie.

Le point de fonctionnement de l'étage de sortie est stabilisé contre les fluctuations de température par la thermistance R10, tandis que les variations de tension de l'étage driver sont compensées par le fait que son courant de tension est relié au pôle négatif, mais au pôle de l'étage préamplifi-

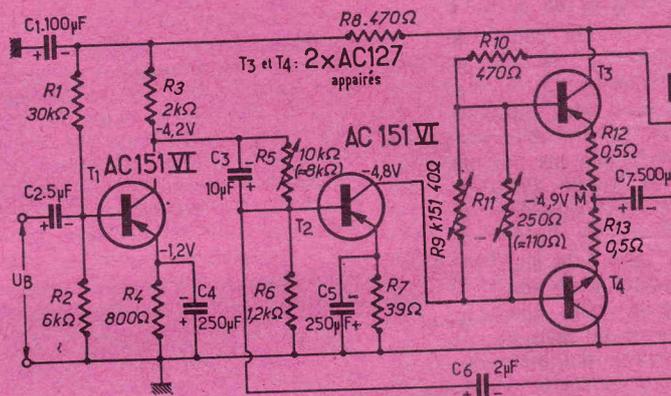


FIG. 6

lecteurs élevés. Le choix de deux transistors PNP et NPN, présentant la variation semblable désirée des caractéristiques, nécessite donc des études détaillées et des travaux importants.

Le transistor PNP AC152 se prête très bien à l'appariage avec le transistor NPN AC127. On a obtenu ainsi des valeurs du coefficient de distorsion très favorables. En comparant, de plus, la variation du gain en courant en fonction du courant collecteur, on obtient également un très bon accord entre le AC127 et le AC152.

La figure 6 représente le circuit d'un amplificateur à trois étages pour une puissance de sortie de 1 W, avec une tension d'alimentation de 9 V et une résistance de sortie de 8 Ω ; le coefficient de distorsion à demi-puissance est de 3,3 %.

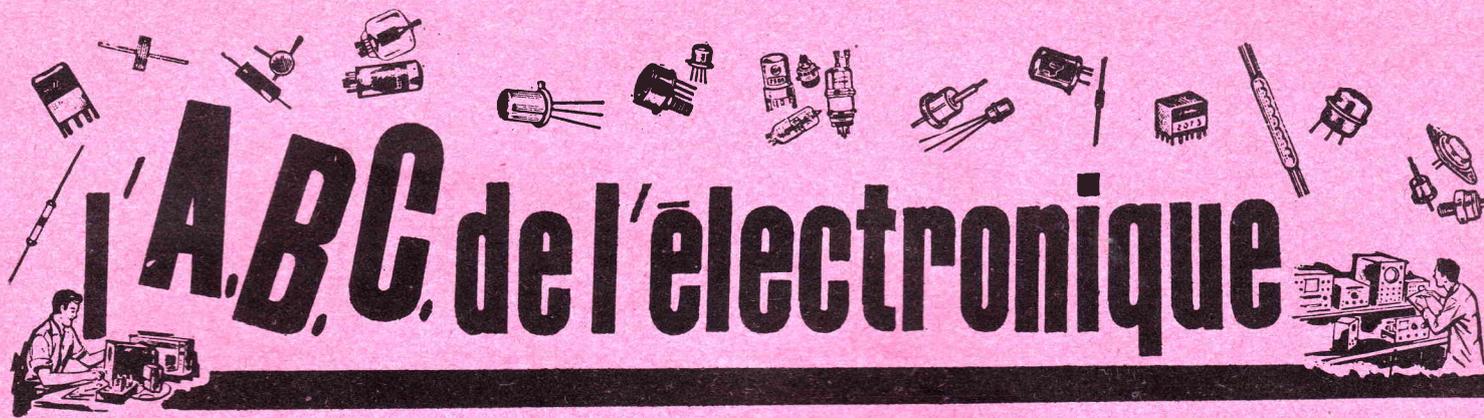
Le schéma est habituel jusqu'à l'étage de sortie complémentaire symétrique. Au contraire de la sortie push-pull classe B avec transformateur, les deux transistors de sortie sont ici montés en série pour le courant continu; le

Les variations thermiques du préamplificateur s'opposent à celles du driver.

En vue d'assurer une tension de symétrique de l'étage de sortie, une tension d'alimentation U_m (4,9 V) est supérieure à celle de la tension d'alimentation. Des tensions continues sont ainsi appliquées aux deux transistors de sortie. Les valeurs sont de 4 V pour le transistor PNP et de 5 V pour le transistor NPN.

La dissipation du transistor NPN est donc plus élevée que celle du transistor PNP. Le rapport de dissipation dans le rapport des résistances, c'est-à-dire de 25 Ω (résistance thermique $R_{th, g}$ ($< 110^\circ/W$) étant égale à celle du transistor PNP ($< 50^\circ/W$), il est nécessaire de monter le cas de radiateurs séparés pour le transistor NPN. Pour les deux transistors, il faut un radiateur de surface de 20 cm^2 .

(Extraits et adaptés de la documentation Siemens Technisches Service, Ser. 1 - 6300 - 118-2)



AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

CETTE catégorie d'amplificateurs est une extension de celle des amplificateurs BF. Ces derniers doivent amplifier les signaux dans une bande relativement étroite dont la limite inférieure peut être la fréquence zéro ou une fréquence très basse (par exemple 20 Hz), tandis que la limite supérieure est de l'ordre de 10 à 20 kHz.

Dans le cas des amplificateurs à large bande, la limite supérieure est beaucoup plus élevée. Elle dépend de l'application à laquelle est destiné l'amplificateur et peut atteindre des valeurs comme 100 kHz, 1 MHz, 5 MHz, 10 MHz, jusqu'à 100 MHz et parfois même plus. Plus la limite supérieure est élevée plus le montage est difficile à réaliser et onéreux.

La cause principale est que d'une manière générale, lorsque la bande est plus large, le gain est plus petit, il faut par conséquent prévoir un nombre d'étages plus grand. Lorsque la tension du signal de sortie doit être importante, par exemple 100 V ou plus, l'alimentation, même dans le cas des transistors, doit être à tension supérieure à celle de sortie, par exemple 140 à 200 V. La linéarité est évidemment indispensable sur toute la bande sauf aux limites. Pour l'obtenir, on fait appel, d'abord aux possibilités offertes normalement par le montage à liaison par résistances-capacités ou par les liaisons directes. On utilise, ensuite, des circuits correcteurs, permettant de conserver le gain tout en reculant les limites de la bande.

APPLICATIONS

L'application la plus répandue des amplificateurs à large bande est la partie dite vidéo-fréquence des appareils de TV en noir et blanc et en couleurs.

Une autre application est l'amplificateur inclus dans tout oscilloscope cathodique de mesures.

Egalement dans le domaine des mesures, des amplificateurs à large bande sont nécessaires pour précéder certains voltmètres électroniques.

En électronique industrielle, les applications de ce genre d'amplificateurs sont en très grand nombre.

Il va de soi que l'amplification doit être autant que possible à faible distorsion, le signal de sortie doit reproduire fidèlement celui d'entrée.

CARACTERISTIQUES GENERALES

Dans un amplificateur à large bande, on s'intéresse d'abord à son gain qui est sa raison d'être. Il s'agit généralement du gain de tension. Un gain de tension peut être défini comme le rapport :

$$\rho = \frac{\text{tension fournie par la sortie}}{\text{tension appliquée à l'entrée}}$$

Ainsi, si dans un amplificateur VF de télévision, on applique 1 V efficace (donc 2,82 V crête à crête en signaux sinusoïdaux) à l'entrée et on obtient 50 V efficaces à la sortie, le gain de tension est de 50 fois.

Cette définition du gain ρ n'implique pas que les impédances d'entrée et de sortie sont égales. Si ces impédances sont différentes on ne peut pas évaluer ρ en dé-

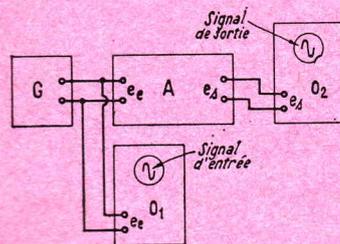


FIG. 1

cibels selon la formule $N \text{ dB} = 20 \log \rho$, mais seulement dans le cas où il y a égalité des impédances, ce qui n'est pas toujours le cas dans les appareils considérés.

En pratique toutefois, la connaissance de ρ est très importante, car ρ définit le gain utile obtenu.

Au gain, il faut associer obligatoirement, les valeurs des tensions d'entrée et de sortie, respectivement e_e et e_s .

On a $\rho = e_s/e_e$, mais ce rapport est réalisable quelles que soient les valeurs de ces tensions.

Pratiquement, l'étude de l'amplificateur est déterminée par les valeurs maxima de e_e et e_s ; c'est d'après ces valeurs que l'on détermine ρ .

Ainsi, dans un oscilloscope, l'amplificateur V (vertical), c'est-à-dire celui qui est interposé entre le signal à examiner et les plaques de déviation verticale, doit donner à la sortie une certaine tension crête à crête dont la valeur dépend du diamètre de l'écran et de la sensibilité du tube.

Soit 100 V cette tension, donc $e_s = 100 \text{ V}$. La tension d'entrée dans cette application doit être aussi petite que possible; soit $e_e = 10 \text{ mV}$, par exemple.

Le gain maximum est alors déterminé, on a $\rho = e_s/e_e = 100/0,01 = 10\,000$ fois. Ceci ne veut pas dire que e_s sera toujours de 10 mV, mais simplement que :

1° On ne doit pas appliquer à l'amplificateur une tension plus élevée que 10 mV, car des distorsions se produiraient. Cette condition peut être toujours remplie, il suffit de disposer entre l'entrée et la source de tension, un atténuateur réduisant toute tension plus élevée que le maximum imposé.

L'atténuateur doit, lui aussi, être parfaitement fidèle ;

2° Toute tension inférieure à e_e maximum peut être appliquée à l'entrée. Le rapport ρ étant constant, la valeur de e_s sera toujours proportionnelle à e_e et on aura $e_s = \rho e_e$.

La seconde caractéristique importante est la largeur de bande dont nous avons donné des indications précédemment.

Il faut donc examiner la courbe de réponse d'après laquelle on déterminera les limites inférieure et supérieure.

LES DISTORSIONS

Fidélité intégrale signifie absence totale de toute distorsion; la forme du signal de sortie étant, à l'amplitude et à l'inversion éven-

tuelle près, identique à celle du signal d'entrée.

Au cours de la mise au point d'un amplificateur à large bande on s'efforce de réduire autant que possible les distorsions. Les travaux se font d'abord théoriquement en calculant les valeurs d'éléments, puis expérimentalement.

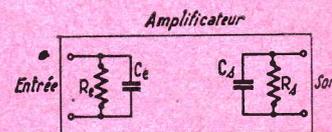


FIG. 2

à l'aide de deux oscilloscopes (voir fig. 1). Il s'agit de comparer la forme du signal de sortie e_s à celle du signal d'entrée e_e . Pour cela, l'entrée « verticale » du premier oscilloscope reçoit le signal d'entrée tandis que le signal de sortie est appliqué à l'entrée de l'autre oscilloscope.

On effectue, dans ces conditions, les retouches des valeurs des éléments jusqu'à obtenir une image du signal de sortie (nommée oscillogramme) qui a la même forme à celle du signal d'entrée.

Une mesure à l'oscilloscope, effectuée de cette manière, ne permet pas de déceler de faibles distorsions, il est donc nécessaire d'effectuer des mesures directes de distorsions à l'aide d'appareils précis qui seront étudiés par la suite.

LES IMPEDANCES D'ENTREE ET DE SORTIE

Par impédance, on entend l'ensemble des éléments R , L et C qui se trouvent à l'entrée et à la sortie d'un amplificateur ou tout autre montage électronique possédant une ou deux de ces terminaisons.

Dans le cas d'un amplificateur à très faibles distorsions, l'impédance doit être en majorité de nature résistive.

En pratique, on définit l'impédance d'une terminaison (entrée ou sortie) par la résistance R et la capacité (aussi faible que possible) qui la shunte (fig. 2).

On a défini précédemment la réactance X_c d'une capacité :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C}$$

qui se mesure en ohms comme la résistance. Il faut que X_c soit aussi grande que possible pour que la terminaison se rapproche d'une terminaison purement résistive.

Il est clair que X_c sera grande dans la mesure où C et f seront petites.

Lorsque X_c varie, mais que C a une valeur fixe, la forme des signaux est altérée. Plus X_c diminue plus son influence se mani-

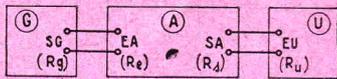


FIG. 3

festes. Si les signaux sont sinusoïdaux, il est clair que X_c diminue lorsque f augmente d'où une des causes de l'existence d'une limite supérieure de la bande des signaux transmis.

Voici pour un amplificateur d'oscilloscope, des valeurs numériques usuelles : par exemple, à l'entrée 500 kΩ et 2 pF, à la sortie 500 kΩ et 5 pF.

Dans le domaine de la bande de l'amplificateur, on peut considérer, dans la plupart des cas pra-

rateur, R_e et R_o sont celles des terminaisons de l'amplificateur A et R_u est la résistance d'entrée de l'utilisation.

Tout signal se caractérise par sa puissance P . Un exemple bien connu est celui d'une lampe électrique branchée sur le secteur. Le signal sinusoïdal fourni par le secteur à la lampe a une puissance P , par exemple : $P = 100$ W si la lampe consomme 100 W. La tension étant de 110 V par exemple, le courant est évidemment $P/E = 100/110 = 0,9$ A environ.

Dans le cas d'un amplificateur, le générateur est G. Il possède une résistance de sortie R_g , tandis que celle d'entrée de l'amplificateur est R_u .

On démontre que le maximum de puissance est transmise du générateur à l'entrée de l'amplificateur lorsqu'il y a adaptation et celle-ci s'exprime par :

$$R_g = R_u$$

Lorsqu'on ne peut pas réaliser l'adaptation exacte, on se contente d'une adaptation approchée.

Si aucune adaptation n'est possible, il faut, dans le cas des amplificateurs de tension, étudié présentement, que :

$$R_o > R_g \\ \text{et } R_u > R_e$$

Le cas de l'adaptation se présente souvent dans les montages

proche de celle de R_1 , de l'ordre de 500 kΩ.

Le signal pouvant être appliqué à l'entrée doit provenir d'un circuit de résistance de sortie égale ou inférieure à R_1 . En TV, le circuit qui précède l'entrée est le détecteur dont la résistance de sortie est de l'ordre de 3 kΩ.

On a indiqué que pour obtenir une large bande, il faut que les résistances de plaque, R_4 et R_9 soient de faible valeur. Pour une limite supérieure de 5 MHz, on trouve des valeurs de ces résistances de l'ordre de 3,5 kΩ. Le gain de tension de chaque étage est de l'ordre de 15 fois, donc le gain total de l'ordre de 200 fois.

La tension de sortie e_s crête à crête doit être de l'ordre de 100 V, donc à l'entrée la tension sera de $100/200 = 0,5$ V.

Comme il est nécessaire, dans les appareils TV recevant les émissions à 819 lignes, que la bande soit de 10 MHz, il y a deux solutions pour augmenter la bande de l'amplificateur :

1° Diminuer les valeurs de R_4 et R_9 , mais dans ce cas, on diminue le gain de tension.

2° Introduire dans le montage sans modifier les valeurs des résistances de plaque, des dispositifs de correction, en l'espèce, dans le présent montage, les bobines L_1 à L_4 .

Toutes ces bobines sont à noyau de ferrite dont l'enfoncement peut être réglé en les vissant plus ou moins dans les bobines, ce qui modifie leur coefficient de self-induction.

Considérons maintenant les diverses courbes de la figure 5. En abscisses, on a inscrit les fréquences en MHz, depuis 1 MHz jusqu'à 15 MHz. En ordonnées, les graduations sont 0,5, 0,6, 0,7, 0,8, 0,9, 1 et 1,1 et représentent le gain relatif H qui se définit comme suit :

$$H = \frac{\text{gain à une fréquence quelconque } f}{\text{gain à une fréquence } f_0}$$

gain à une fréquence f_0 .

La fréquence f_0 est par exemple 1 MHz. Si le gain à la fréquence $f = 10$ MHz est 9/10 de celui à $f = f_0 = 1$ MHz, on obtient sur la courbe D, le point X0 pour 1 MHz et le point X1, d'ordonnée 0,9 pour 10 MHz.

Le gain relatif est proportionnel au gain réel et aussi, à la

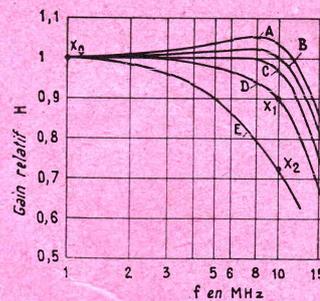


FIG. 5

tension de sortie e_s lorsque la tension d'entrée e_e est maintenue constante à toutes les fréquences. Les courbes D et E représentent la réponse lorsqu'il n'y a pas de correction, les bobines étant supprimées.

Si par exemple (voir fig. 4) R_4 et R_9 sont de l'ordre de 3 kΩ, on peut obtenir une courbe comme celle de la courbe C, qui est un peu favorable à la linéarité jusqu'à 10 MHz, car à cette fréquence, le gain relatif est constant (environ point X2).

En diminuant les deux résistances, par exemple jusqu'à 2 kΩ, on obtient au lieu de 3 kΩ, on améliore le gain relatif à 10 MHz (point X1 d'ordonnée 0,9), mais le gain en tension serait diminué à toutes les fréquences comme indiqué plus haut.

Il faut donc conserver les valeurs de R_4 et R_9 , par exemple 3 ou 3,5 kΩ et introduire dans les circuits des bobines de correction.

Avec une seule bobine convenablement réglée, on peut passer de la courbe E à la courbe C. Avec deux ou plusieurs bobines on obtiendrait des courbes comme C, B et A.

La meilleure courbe est C, car elle ne comporte pas de dépassement au-dessus du gain relatif 1. Si l'on crée un dépassement on détruit la linéarité dans le sens d'un gain trop élevé dans une certaine plage de fréquence.

On indique dans les études consacrées spécialement aux amplificateurs VF à large bande, des méthodes précises de réglage des bobines de correction.

MONTAGE A TRANSISTORS

Dans notre article paru en juin 1967, un montage à liaisons R et à transistors (fig. 6 de cet article) a été décrit.

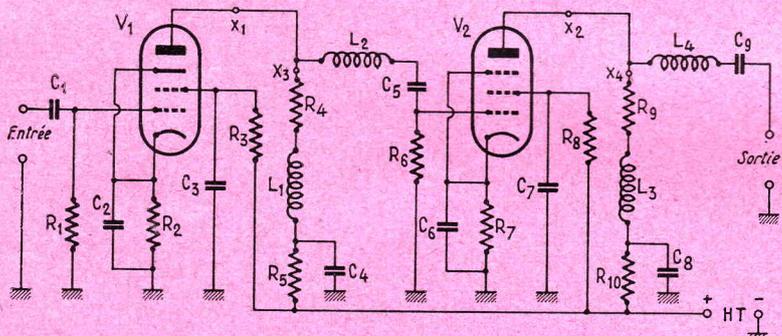


FIG. 4

tiques, la résistance R_e et la résistance R_o au lieu des impédances obtenues en tenant compte des capacités en parallèle sur ces résistances.

BRANCHEMENT D'UN AMPLIFICATEUR

La figure 3 donne le schéma général de montage d'un amplificateur A. Il reçoit le signal à amplifier e_e d'un appareil qui peut être considéré, par conséquent, comme un « générateur » G. Il fournit un signal e_s à un autre appareil, qui se nomme « utilisation ».

Ainsi, dans le montage de la figure 1, le générateur est l'appareil qui fournit les signaux d'entrée e_e à étudier. A est l'amplificateur et U est l'oscilloscope O2.

Chaque terminaison (v. fig. 3) présente une résistance : R_g est la résistance de sortie du géné-

rateur et plus souvent encore dans ceux à transistors.

Les transistors à effet de champ sont assimilables aux lampes à ce point de vue.

AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE A LAMPES

Un schéma d'amplificateur de ce genre a été donné dans notre article paru dans le numéro de juin (fig. 2 de cet article). La limite supérieure était de 100 kHz, mais le même montage, avec des valeurs des éléments différentes, peut amplifier jusqu'à une limite supérieure beaucoup plus élevée, par exemple 5 MHz.

Un schéma analogue, mais comportant des dispositifs de correction, est donné par la figure 4.

Si l'on remplace les bobines L_1 à L_4 par des connexions, on retrouve le montage mentionné.

L'entrée de l'amplificateur a une résistance élevée qui est très

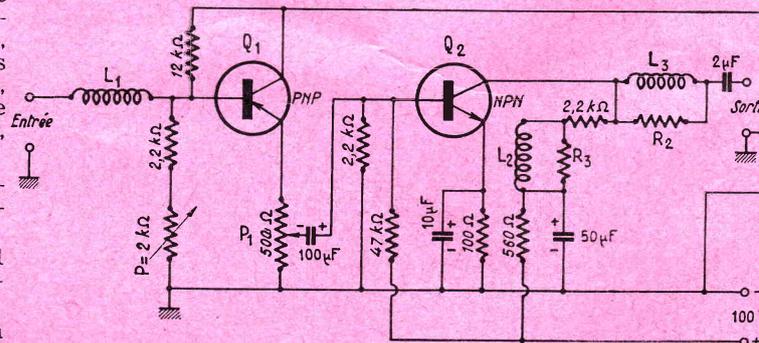


FIG. 6

En insérant des bobines de correction aux points convenables, on obtiendra, comme dans le cas des lampes, une augmentation de la longueur de bande vers les fréquences élevées.

Il est toutefois nécessaire, dans certains montages VF, de disposer d'un circuit d'entrée de l'amplificateur, à résistance élevée afin de ne pas amortir le circuit qui le précède.

Revenons à la figure 3. Le circuit qui précède l'amplificateur A a une résistance de sortie R_g dont la valeur a une influence importante sur son fonctionnement. En branchant l'entrée EA de l'amplificateur à la sortie SG, on branche, pratiquement R_g en parallèle sur R_g . Soit $R_g = 2000 \Omega$ par exemple. Si R_g est faible, par exemple 200Ω , la mise en parallèle de ces deux résistances donne 180Ω environ et le fonctionnement de G serait très altéré et dans certains cas impossible.

Supposons maintenant que $R_g = 200 \text{ k}\Omega$ ou plus. Avec $200 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur $2 \text{ k}\Omega$, on obtient une résultante à peine inférieure à $2 \text{ k}\Omega$ donc le circuit G fonctionnera correctement.

Dans les montages à transistors montés en émetteur commun, la résistance d'entrée du transistor entre base et émetteur est très faible, de l'ordre de la centaine d'ohms, donc, dans certains cas, il ne peut pas convenir. Il faut trouver un montage où la résistance d'entrée est élevée.

Ce montage est celui en collecteur commun. Un amplificateur à large bande avec entrée à forte résistance peut être réalisé comme le montre la figure 6, selon la combinaison suivante : le premier transistor Q1 est monté en collecteur commun et le deuxième Q2, en émetteur commun.

Le transistor d'entrée Q1 est un PNP donc l'émetteur doit être positif par rapport au collecteur. Ce transistor est alimenté par une source de 12 V dont le positif est relié à la masse. Le collecteur est relié directement au négatif de cette source en raison du montage en collecteur commun.

On applique le signal d'entrée, VF, sur la base par l'intermédiaire de la bobine de correction L1. Pour polariser la base, on a disposé un diviseur de tension composé d'une résistance de $2,2 \text{ k}\Omega$ vers le positif de la source 12 V, ce point étant à la masse et d'une résistance de $12 \text{ k}\Omega$ reliée au négatif de la source de 12 V.

Le signal amplifié par Q1 est obtenu aux bornes de la résistance d'émetteur, de 500Ω , reliée au positif de la source de 12 V (masse). On a réalisé ainsi le montage correct d'alimentation de ce transistor PNP à collecteur commun. La résistance d'entrée est élevée entre base et masse.

On remarquera toutefois, à l'entrée la résistance de $2,2 \text{ k}\Omega$ en série avec P de $2 \text{ k}\Omega$ également

mais ces éléments font partie justement de la sortie du circuit qui précède l'amplificateur. La résistance d'entrée sur la base est de l'ordre de $20 \text{ k}\Omega$ de sorte que le circuit considéré à une résistance qui peut être considéré comme la mise en parallèle de $4,2 \text{ k}\Omega$, $12 \text{ k}\Omega$ et $20 \text{ k}\Omega$, ce qui donne au total environ $3 \text{ k}\Omega$ qui peut encore être réglée, P étant une résistance variable entre zéro et $2 \text{ k}\Omega$.

Sur la sortie du circuit G qui précède l'amplificateur, il y a 2 à $3 \text{ k}\Omega$. Si la résistance d'entrée de Q1 avait été de 100Ω , la résultante des résistances aurait valu moins de 100Ω et non 2 à $3 \text{ k}\Omega$ environ.

Le deuxième étage à transistor Q2 du type NPN reçoit le signal sur la base par l'intermédiaire du potentiomètre P1 et 500Ω et du condensateur de liaison de $100 \mu\text{F}$. La base est polarisée par $2,2 \text{ k}\Omega$ vers la masse et $47 \text{ k}\Omega$ vers le + d'une autre source d'alimentation de 100 V. Comme cette source alimente un transistor NPN, le - est à la masse, donc ce point commun avec le + de la source de 12 V. La résistance d'entrée de Q2, sur la base est de l'ordre de la centaine d'ohms.

Pour polariser l'émetteur de Q2, 100Ω shuntée par un condensateur de $10 \mu\text{F}$, reliés évidemment à la ligne négative de masse (- 100 V).

Le collecteur doit être positif par rapport à l'émetteur donc il est relié par $2,2 \text{ k}\Omega$ et 560Ω à la ligne + 100 V.

Dans le circuit de collecteur, on trouve des éléments analogues à ceux du montage de V2 de l'amplificateur à lampes de la figure 4.

L2 est la bobine de correction dite « shunt » en série avec la charge résistive de $2,2 \text{ k}\Omega$. L3 est la bobine de correction dite « série » en série dans la liaison conduisant à la sortie de l'étage et de l'amplificateur.

Pour éviter la production de dépassements de gain comme ceux des courbes A et B (fig. 5), on a atténué l'effet des bobines L2 et L3 en les shuntant par des résistances R2 et R3 de l'ordre de $10 \text{ k}\Omega$. En réalité, ce sont des résistances variables afin de trouver les valeurs donnant les meilleurs résultats.

La résistance de 560Ω et le condensateur de $50 \mu\text{F}$ constituent un circuit de découplage.

Le potentiomètre P sert au réglage du point de fonctionnement de Q1 car la valeur en service de P détermine la polarisation de la base.

P1 sert de réglage progressif de gain. En effet, toute la tension de sortie de Q1 est aux bornes de P1, tandis que la position du curseur de ce potentiomètre détermine la fraction de la tension transmise au transistor suivant.



**OUVERT
PENDANT LES
VACANCES**

RECEPTEURS PORTATIFS A TRANSISTORS

SONOLOR « GOUVERNEUR »

10 transistors + 5 diodes

Gammes couvertes :

GO : 148 Kcs (2 000 m)
à 274 Kcs (1 100 m).

PO : 520 Kcs (576 m)
à 1 620 Kcs (185 m).

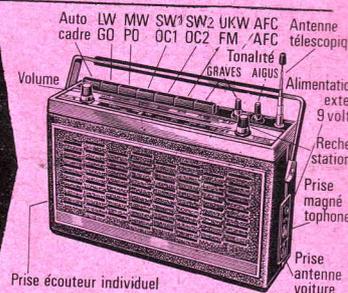
OC1 : 2,3 Mcs (130 m)
à 7 Mcs (42 m)

OC2 : 6,75 Mcs (44 m)
à 20 Mcs (15 m).

FM : 87 à 108 Mcs.

Dimensions : 290 x 190 x 85 mm

CADEAU : 1 Antenne Voiture Gouttière



Prise écouteur individuel

PRIX SPECIAL « VACANCES »

285.00

SERIE 2 GAMMES (PO-GO)

- LE LUTIN (Pocket) .. 75,00
- SUNFUNK .. 98,00
- NOMADE .. 135,00
- L'ADMIRAL .. 138,00

(Port et emballage : 9,50 par appareil)

SERIE 3 GAMMES (OC-PO-GO)

- LE TANGO .. 130,00
- LE JOHNNY .. 195,00

SERIE F.M. + PO + GO

- LE RADAR .. 165,00
- LE DIAMANT .. 185,00

Philips * Mazda
Belvu

**LAMPES
TRANSISTORS**

Philips * Mazda
Belvu

SUR TARIF DETAIL
REMISE 40 %

+ 10 % pour Commande
supérieure à 50 francs

N'HESITEZ PAS A NOUS CONSULTER !

***AMPLIFICATEURS**

* LE KAPITAN - Ampli Mono 10 W.
Impédances : 5, 9,5 et 15 Ω .
En pièces détachées .. 188,40
En ordre de marche .. 205,00

* LE MENDELSSOHN. Stéréo 2 x 4 W.
Bande passante : 40 à 20 000 ps.
En pièces détachées .. 229,35
En ordre de marche .. 257,85

LE COIN

DUNES BONNES AFFAIRES

- ANTENNE Gouttière .. 7,50
- ANTENNE Téléscopique Gouttière .. 15,00
- ANTENNE Télévision intérieure 2 CHAINES .. 27,50

REGULATEUR AUTOMATIQUE

DE TENSION - 110/220 volts - 200 VA - Poids : 5 kg 500.
Prix .. 85,00

- FICHE TV mâle .. 0,90
- ATTENUATEUR 5-10-20 dB .. 2,30
- COUPLEUR UHF - VHF .. 7,00
- SEPARATEUR VHF-UHF ... 6,50

CHARGEUR AUTOMATIQUE

avec ampèremètre

Fonctionne sur secteur alternatif 110/220 volts - Charge : 5 Amp. s/ 6 V, 3 Amp. s/ 12 V.

PRIX SPECIAL .. 60,00

(Port et Emballage : 8,00)

ECLAIRAGE PAR FLUORESCENCE

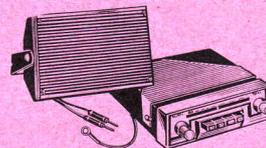
CERCLINE

Fluo monté sur socle - Consommation 32 watts - 110 ou 220 volts.
COMPLETE, avec tube .. 58,00

REGLETTES COMPLETES, avec tube et transfo : L 0 m 60 .. 30,00
L 1 m 20 .. 32,00

AUTO-RADIO

SONOLOR - Auto-Jet
Modèle présentation Luxe



Fonctionne en version 6 ou 12 volts (à préciser à la cde, S.V.P.)
2 GAMMES D'ONDES (PO-GO)
7 transistors + 2 diodes

Élégante présentation Zamac chromé
Installation facile - Haut rendement
par haut-parleur spécial en boîtier
Dim. : 150 x 120 x 40 mm

PRIX, avec

antenne voiture gouttière 150,00

Modèle

présentation Standard .. 135,00

(Port et Emballage : 8,50)

Comptoirs
CHAMPIONNET

14, RUE CHAMPIONNET

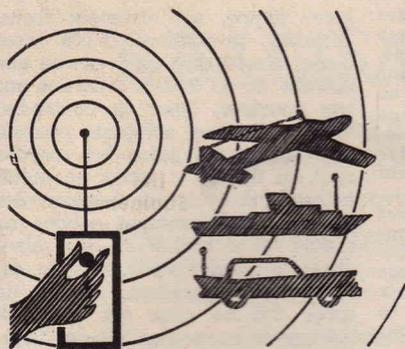
PARIS (18^e)

Attention : Métro Pte de Clignancourt ou Simplon

Téléphone : 076-52-08

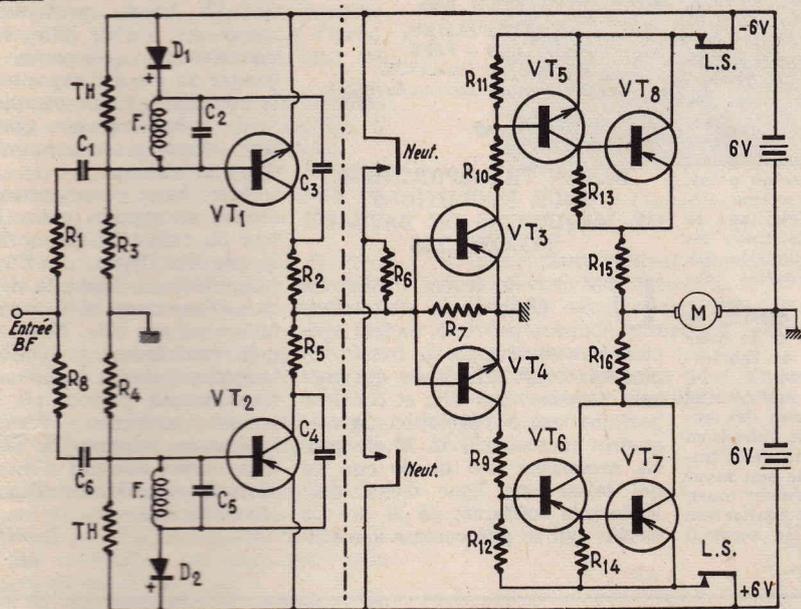
C.C. Postal : 12358-30 Paris

EXPEDITIONS IMMEDIATES
PARIS-PROVINCE



La Page des F.1000

RADIOCOMMANDE ★ des modèles réduits



C1 : 0,02 μ F ; C2 : condensateur d'accord du filtre 1 ; C3 : 0,04 μ F ; C4 : 0,04 μ F ; C6 : 0,02 μ F ; C5 : condensateur d'accord du filtre 2.

C5 : condensateur d'accord du filtre 2 ; C6 : 0,02 μ F.

D1, D2 : diodes OA95.

VT1 : AC127 ; VT2 : AC132 ; VT3 : AC132 ; VT4 : AC127 ; VT5 : AC127 ; VT6 : AC132 ; VT7 : AC128 ; VT8 : AC128.

TH : thermistance 4,7 k Ω .

F : Filtre BF accordé.

Ce schéma a été publié dans la revue anglaise « Radio Control Models ». Il était équipé initialement de transistors de fabrication anglaise, qui ont été remplacés par des transistors équivalents français. M. Marrot, bien connu des amateurs français de radiocommande, a eu l'occasion de l'expérimenter.

Pour tous ceux qui seraient intéressés par cette réalisation nous publions le dessin du circuit imprimé et la disposition des éléments, publiés également dans la revue précitée.

Le moteur du servomécanisme doit être du type Mighty Midget de faible consommation.

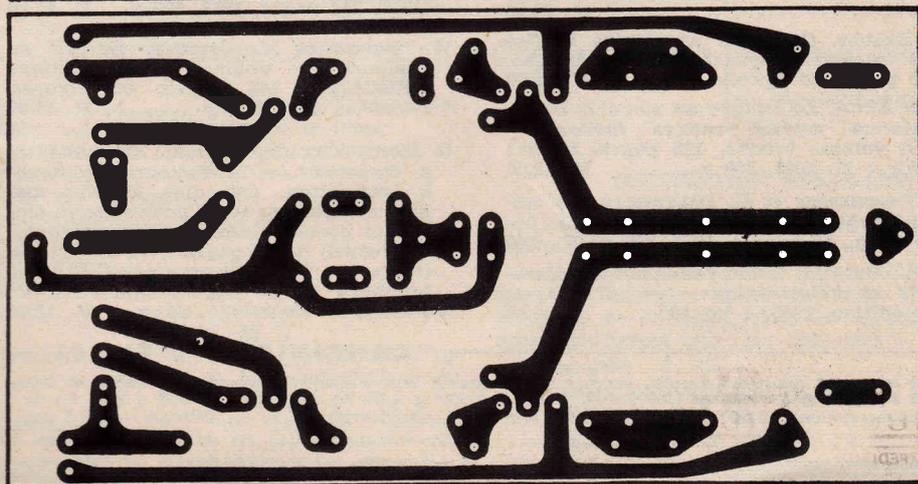
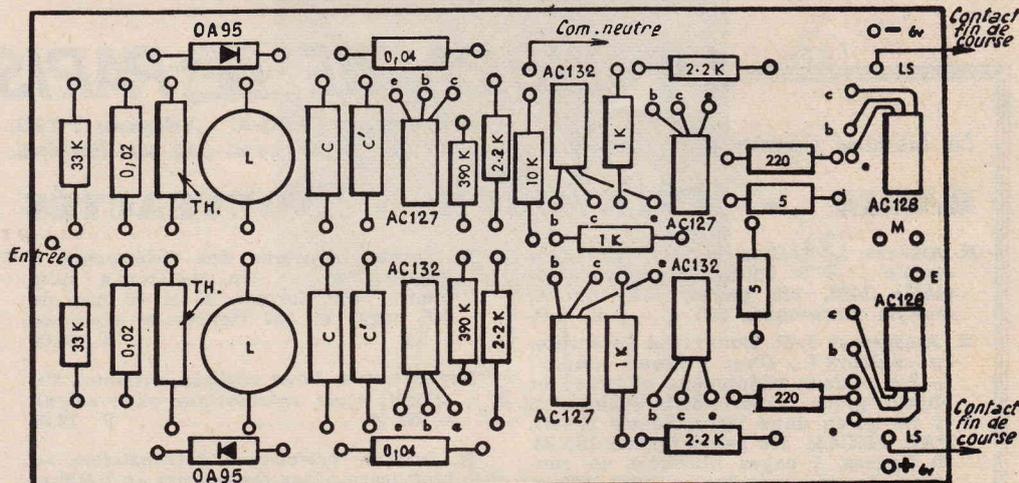
Adaptation directe filtres BF-ampli de servomécanisme

L'UTILISATION de transistors, en particulier, des nouvelles séries complémentaires p-n-p et n-p-n, permet la réalisation du circuit de servomécanisme schématisé par la fig. 1 avec retour automatique au centre. Lorsqu'un des deux filtres accordés reçoit la fréquence BF correspondante du récepteur, il fait tourner dans un sens le moteur du servomécanisme. Le signal opposé mélangé lorsqu'un contact du neutre de la commande se ferme est insuffisant pour arrêter le moteur, mais lorsqu'aucun des filtres n'est excité le signal de neutralisation permet seul le retour au centre de la commande.

Les contacts marqués LS sur le schéma sont ceux de fin de course.

Les valeurs d'éléments du schéma sont les suivantes :

R1 : 33 k Ω ; R2 : 2,2 k Ω ; R3 : 390 k Ω ; R4 : 390 k Ω ; R5 : 2,2 k Ω ; R6 : 10 k Ω ; R7 : 1 k Ω ; R8 : 33 k Ω ; R9 : 1 Ω ; R10 : 1 k Ω ; R11 : 2,2 k Ω ; R12 : 2,2 k Ω ; R13 : 220 Ω ; R14 : 220 Ω ; R15 : 5 Ω ; R16 : 5 Ω .



RÉALISATION D'UNE VEDETTE RADIOCOMMANDÉE

I. LE BATEAU RADIOCOMMANDE EQUIPE (Fig. 1)

1. — GENERALITES

CETTE réalisation a été entièrement exécutée par mes soins, émetteur compris. Seules, les pièces détachées, à l'exclusion de tout sous-ensemble monté, ont été achetées.

Si sur le plan technologique, la réalisation comporte un certain nombre d'originalités, il n'en existe aucune sur le plan théorique.

C'est parmi les nombreux circuits déjà publiés et testés que j'ai sélectionné ceux qui me paraissaient les plus simples et, par conséquent, les plus sûrs.

Le souci fondamental de la rapidité de mise au point et de dépannage éventuel m'a conduit à adopter les quatre règles de construction suivantes :

— Fractionnement des fonctions sur un certain nombre de platines distinctes câblées en surface.

— Possibilité de sortir rapidement ces platines de la coque, sans en interrompre l'alimentation.

— Raccordement électrique de chacune des platines par prises enfichables.

— Repérage des fils par quatre chiffres à chacune des extrémités indiquant par code d'où il vient et où il va.

Tous les fils de câblage sont repérés : en leur milieu si la liaison est courte et visible à leurs deux extrémités dans le cas contraire.

Le code de marquage, toujours le même, doit être interprété selon les exemples ci-dessous :

Code de marquage des schémas :

Exemple 1 — liaison courte :

élément repère 9	91 — 101	élément repère 10
------------------	----------	-------------------

Le fil 1 de l'élément repère 9 est raccordé au fil 1 de l'élément repère 10.

Exemple 2 — liaison longue :

élément repère 3	32 — 24	24 — 32	élément repère 2
------------------	---------	---------	------------------

Le fil 2 de l'élément repère 3 est raccordé au fil 4 de l'élément repère 2. Le fil 4 de l'élément repère 2 est raccordé au fil 2 de l'élément repère 3.

Les numéros de repère des éléments sont indiqués au paragraphe 2, du chapitre I.

2. — INSTALLATION A BORD (Fig. 2) ET REPERAGE DES ELEMENTS

1. Fusibles de protection :

- 10. des platines circuits (1 A)
- 11. du moteur de propulsion (10 A)
- 12. du servo gouvernail (5 A)
- 13. de batterie côté masse (10 A)
- 14. de batterie point milieu (5 A)

2. Platine récepteur.

3. Platine des amplificateurs BF de propulsion.

4. Platine des amplificateurs BF de direction.

5. Servo gouvernail.

6. Platine des relais de propulsion.

7. Moteur de propulsion.

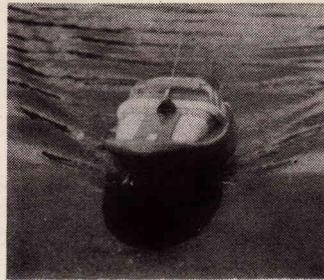


FIG. 1

- 8. Batteries.
- 9. Interrupteur général étanche bipolaire.
- 10. Douille « test tension ».
- 11. Cavalier « test charge batterie ».
- 12. Résistance de protection contre les surcharges moteur.
- 13. Résistance chutrice pour vitesse réduite.
- 14. Accouplement élastique moteur arbre de transmission.
- 15. Antenne.

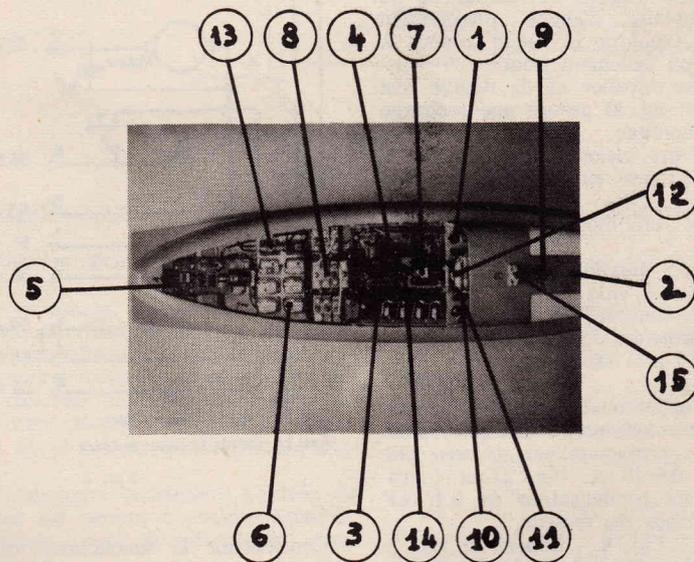


FIG. 2

3. — CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

Type	vedette « Plymouth ».
Teinte	orange et blanc.
Longueur	100 cm.
Largeur	27 cm.
Poids de la coque nue câblée	2,7 kg.
Poids total en ordre de marche	7,1 kg.
Moteur de propulsion	puissance maximum 50 W
Direction	servo gouvernail à retour automatique au zéro.
Alimentation	batterie SAFT au cadmium nickel.
Hélice	diamètre 4 cm.

Vitesse théorique ... 9 km/heure.
(la vitesse effective n'a pas été mesurée.)

Nombre de commandes
— 2 vit. marche AV.
— 1 vit. marche AR.
— arrêt.
— barre à droite ou à gauche selon tous angles de 0° à 70°.

Nombre de canaux utilisés cinq canaux.
Antenne de réception. type fouet, L = 75 cm.
Poussée en vitesse réduite : 120 g.
en vitesse maximum : 190 g.
Autonomie 60 minutes en vitesse réduite.
45 minutes en vitesse réduite, avec des pointes en vitesse maximum égale à 10 % du temps.

Consommation totale. | en vitesse réduite : 3 A.
| en vitesse maximum : 5 A.

4. — DESCRIPTION DETAILLEE

4.1. Platine alimentation. Repère 8, fig. 2 — Schéma fig. 3.

L'alimentation est assurée par des éléments type VO4, cadmium nickel, à plaques frittées Voltabloc de la SAFT, dont les caractéristiques principales sont les suivantes :

- capacité : 4 Ah.
- tension nominale : 1,2 V.
- poids : 170 g.
- tension en fin de charge : 1,4 V.
- tension en fin de décharge : 1 V.

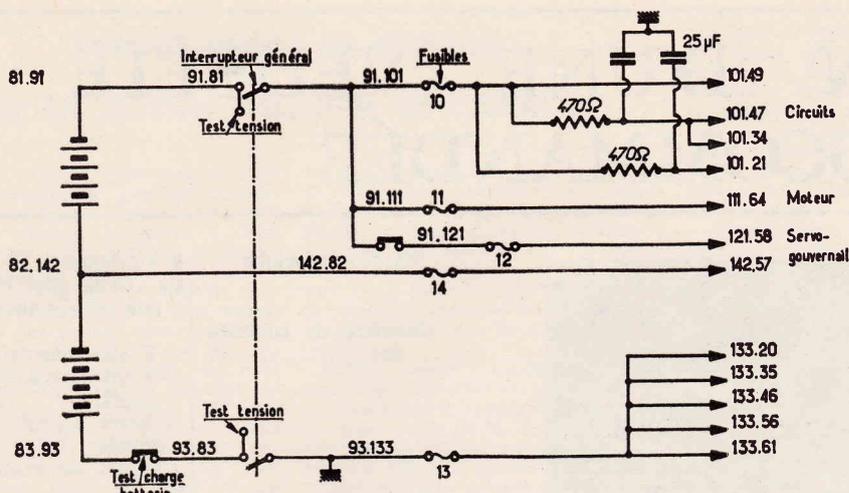


FIG. 3

- intensité à appliquer pour une recharge complète en 15 heures : 300 mA.
- intensité pouvant être supportée en surcharge permanente : 130 mA.
- Une batterie de dix éléments montés en série constitue l'unique source d'alimentation. La tension nominale est de 12 V et le poids de 1 700 g.

La batterie est supportée par un bac en acier inoxydable de 200 g fixé en quatre points sur les membrures de la coque. La liaison aux différentes utilisations est assurée par cinq fusibles (repère 1, fig. 2) et un interrupteur bipolaire étanche, directement accessible sur l'avant de la coque (repère 9, fig. 2) permet son isolement total.

Un système de cavalier et de douille test (repères 10 et 11, fig. 2) assure une recharge rapide sans démontage.

4.2. Moteur de propulsion - Repère 7, fig. 2.

Les caractéristiques principales sont les suivantes :

- type : c'est un moteur Marx, Hecto-perm 1000.
- consommation maximum : 6 A.
- consommation à vide : 0,8 A.
- puissance maximum : 50 W.
- tension d'alimentation : 3 à 12 V.
- couple : 600 à 1 000 g/cm.
- poids : 320 g.

La liaison à l'arbre de transmission est assurée par un accouplement élastique moulé en silastène. La protection est assurée par le fusible F.11 de 10 A. (fig. 3) et l'anti-parasitage par un condensateur de 0,47 µF connecté aux bornes du moteur.

4.3. Direction - Fig. 4 - Repère 5, fig. 2.

4.3.1. Caractéristiques principales.

Ce servomécanisme, qui nécessite deux canaux, se caractérise par un retour automatique au centre dès que le signal de commande droite ou gauche cesse d'être envoyé. En fonction de la durée et de la fréquence des impulsions de commande, tous les angles de barre peuvent être obtenus :

- débattement maximum : 0 à 70°.
- rapidité de réponse : 35° par seconde.

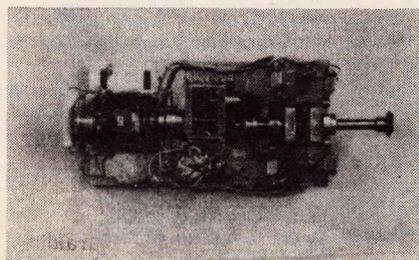
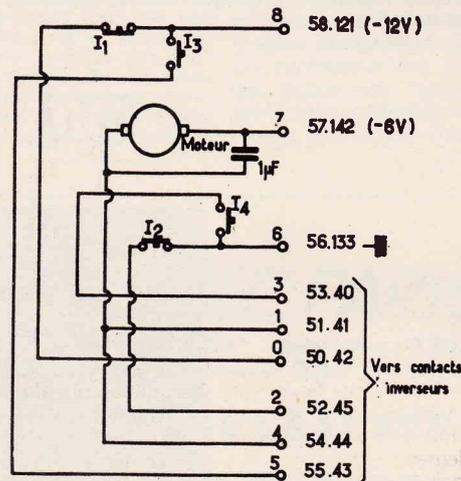


Fig. 4. — Servo-gouvernail

- puissance maximum du moteur : 6 W.
- encombrement : 130×30×40 mm.
- poids : 590 g.

4.3.2. Réalisation technique (schéma fig. 5). Ce système fonctionne au moyen de deux relais. Sur chacun de ces relais, on utilise un contact inverseur.



I1 et I2 : contacts de fin de course
I3 et I4 : contacts de retour au centre

FIG. 5

Considérons le fonctionnement de l'un de ces relais.

— Lorsque le relais est excité par l'ordre de commande, le contact se met en position travail et applique à l'une des bornes du moteur (l'autre étant reliée au point milieu de la batterie) une tension de ± 6 V qui provoque la rotation du gouvernail dans le sens droit, par exemple, pour + 6 V.

Dès que cette rotation est amorcée, came ferme le contact « retour au centre » dont la fonction est d'alimenter le moteur — 6 V mais par l'intermédiaire de la position repos du contact inverseur.

Pour cette raison, dès que l'excitation du relais cesse, le gouvernail tourne en sens inverse, vers la position centrale d'origine. La came ouvre alors à nouveau le contact « retour au centre » et le gouvernail s'immobilise.

— Le second relais fonctionne d'une manière symétrique dans le sens gauche.

Un second contact inverseur est utilisé pour éviter les courts-circuits que provoque l'excitation simultanée des deux relais.

Pour réaliser cette sécurité, l'excitation d'un passe par le contact repos de l'autre vice-versa.

4.3.3. Réalisation pratique (fig. 4).

Le bon fonctionnement de cet ensemble dépend essentiellement de la qualité des contacts de fin de course et des deux contacts de retour au centre. Pour cette fonction, on utilise « microswitch » C.E.M. réglables on utilisés en liaison avec deux cames en inoxydable.

Le moteur utilisé est un « Marx », Monoperm. Il est symétriquement alimenté + 6 V et - 6 V, le point milieu de la batterie servant de référence. La liaison à la platine est assurée par un accouplement élastique moulé en silastène. Le rapport de démultiplication utilisé est de 1/600. L'arbre principal tourne sur deux roulements à billes et un renvoi d'angle à 90° rapport 1/1 transmet le mouvement au gouvernail.

L'ensemble est supporté par une platine en laiton, fixée sur le puits de gouvernail tout formant un ensemble rigide.

La protection est assurée par les deux fusibles F12 et F14 de 5 A (fig. 3) et l'anti-parasitage par une capacité de 1 µF connectée aux bornes du moteur.

4.4. Platine des relais de propulsion - Repère 6, fig. 2.

4.4.1. Caractéristiques principales :

- poids total équipé : 990 g
- encombrement : 160×100×70 mm
- nombre de commandes exécutées : 4
- nombre de canaux utilisés : 3
- nombre de relais utilisés : 6
- type des relais utilisés : EP3EX - MTI, contacts inversés, pouvoir de coupure 6 A maximum, puissance absorbée au collage 2,4 W, au maintien 0 W

4.4.2. Réalisation technique - schéma fig. 6

Les quatre commandes sont obtenues de la manière suivante :

- marche arrière (AR) :
- consommation en fonction des commandes utilisées :

Fonction	Canal de commande	Relais concernés sch. fig. 6		Consommation	
		sans verrouillage	avec verrouillage	en régime impulsion de collage mA	en régime de maintien mA
Stop - S	1	R ₁		200	
Marche AR	2		R ₄	200	60
Marche AV	3			400	240
— vitesse réduite.	1 ^{re} impulsion	R ₂	R ₃ R ₅	600	180
— vitesse maxi.	2 ^e impulsion	R ₂	R ₃ R ₅ R ₆		

Une impulsion, envoyée sur le canal affecté à cette commande, excite le relais à verrouillage R4 qui alimente alors le moteur par l'intermédiaire d'une résistance R13 chutrice mise en série avec lui.

— marche avant (AV) :

Une première impulsion, envoyée sur le canal affecté à cette commande, excite par l'intermédiaire du relais R2 :

— d'une part, pendant l'impulsion, le relais à verrouillage R3 qui alimente alors le moteur par l'intermédiaire de la résistance chutrice, R13 ;

— d'autre part, après l'impulsion, le relais R5 qui prépare la séquence suivante. Le moteur est alors en vitesse réduite.

médiaire de R5, le relais à verrouillage R6 qui court-circuite la résistance chutrice R13. Le moteur est alors en vitesse maximum.

— stop (S) :

Une impulsion, envoyée sur le canal affecté à cette commande, excite le relais R1 qui assure, en position de repos, la continuité du circuit d'alimentation des relais précédents.

4.4.3. Réalisation pratique - fig. 6.

Les relais sont enfilés sur des supports à blocage fixés sur une tôle en acier inoxydable à deux bords tombés.

Deux supports supplémentaires, situés à l'une des extrémités, sont prévus à titre expérimental.

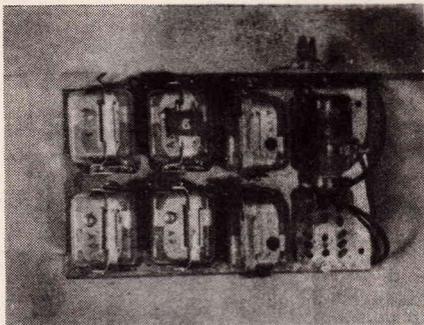


Fig. 6. — Platines des relais de propulsion

Présentement, l'un de ces emplacements sert de support à la résistance réglable introduite en série avec le moteur pour la vitesse réduite.

Les raccordements sont effectués sur des traversées isolantes introduites sur l'un des bords tombés.

Le type de relais utilisés a été déterminé en fonction de la puissance maximum pouvant être fournie par le moteur de propulsion, soit 4 A sous 12 V.

La résistance R12 de très faible valeur est en permanence en série avec le moteur pour assurer sa protection contre des surcharges éventuelles.

4.5. Platines des amplificateurs BF de commande des relais - Fig. 8 - Repère 3-4, fig. 2.

4.5.1. Caractéristiques principales :

- nombre de platines : 2.
 - nombre de canaux prévus : 6.
 - nombre de canaux utilisés : 5.
 - fréquences de modulation affectées à chaque canal : 2,5 - 3 - 3,5 - 4,5 et 5,5 KHz.
- Le choix de ces fréquences répond à deux critères :

— d'une part, être en progression à peu près géométrique pour le maintien de la sélectivité ;

— et d'autre part, ne pas être harmonique l'une de l'autre ;

— poids : 500 g au total se répartissant en 380 g pour l'une et 120 g pour l'autre ;

— encombrement : 160×100×40 mm chacune ;

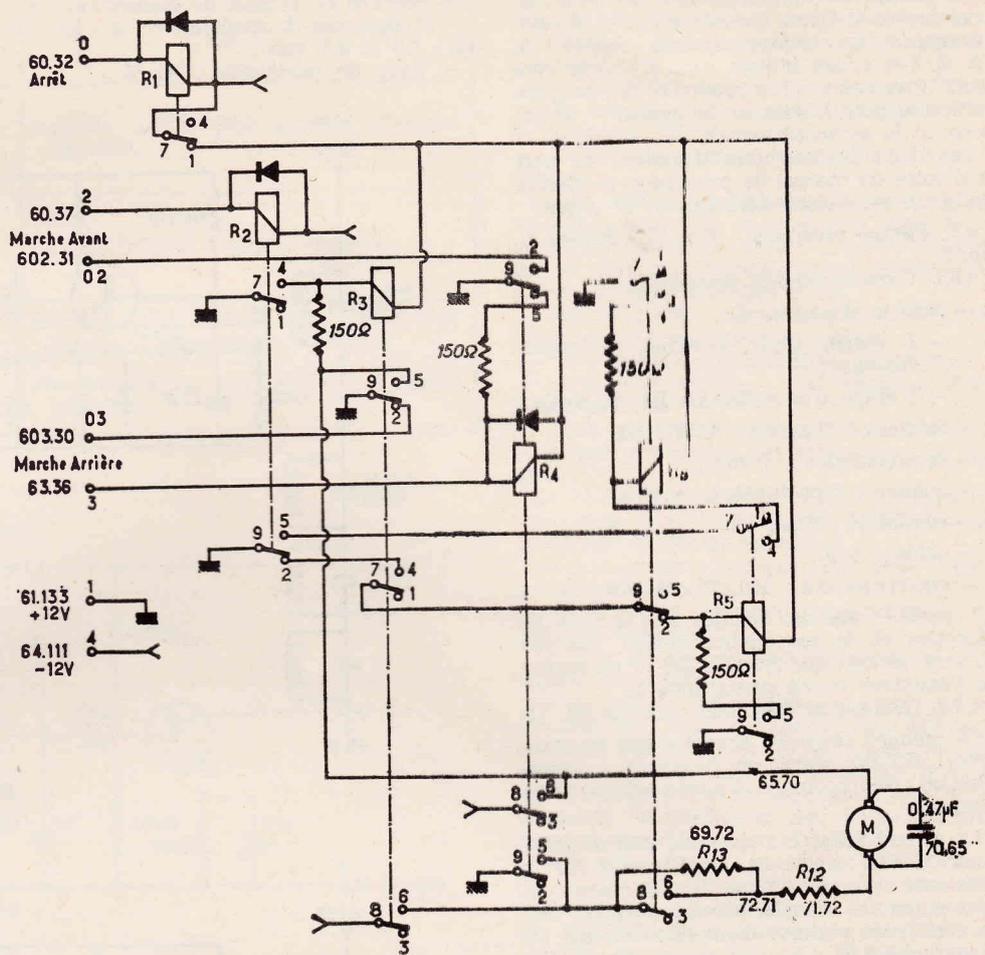


Fig. 7

— consommation totale en régime permanent : 1 mA.

4.5.2. Réalisation technique - schéma fig. 9 et 10.

La charge de l'étage d'amplification du récepteur décrit au chapitre suivant est constitué par cinq transformateurs dont les enroulements primaires, disposés en série, sont accordés sur chacune des cinq fréquences de modulation correspondant aux deux canaux de direction et aux trois canaux de propulsion.

Les transformateurs constituent l'entrée de l'amplificateur BF propre à chaque canal et qui, par ailleurs, sont de structures identiques.

Le montage utilisé est un « tout ou rien », type réflexe alternatif continu, constitué de deux SFT 323 qui, de l'état « bloqué » basculent à l'état « conducteur » dès que le signal d'entrée dépasse un certain seuil. La puis-

sance de coupure maximum de 3 W permet, sous tension nominale de 12 V, d'exciter directement les relais de commande des canaux correspondants.

Une diode, disposée en parallèle sur la bobine de chaque relais, protège les transistors de commandes contre les surtensions induites.

Les réglages de chaque ampli BF sont constitués de la manière suivantes :

4.5.3. Réalisation pratique - Repère 3 et 4, fig. 2 - Fig. 8.

Les cinq circuits amplificateurs BF sont répartis sur deux platines en céloron VS, épaisseur 12/10. Les mandrins sont collés à l'araldite.

La platine des amplificateurs BF de propulsion repère 3, fig. 2, schéma fig. 9 comporte les trois canaux de commande de la platine de propulsion repère 6, figure 2.

Fréquence	Capacité d'accord	Nombre de spires primaires	Diam. fil primaire	Nombre de spires secondaires (à l'extérieur)	Diam. fil. secondaire	Support
KHz	pF		mm		mm	
2,5	22 000	3 000	0,15	70	0,25	mandrin LIPA grand modèle modifié par introduction d'un noyau FERROX-CUBE collé à l'araldite après réglage
3	»	2 500	»	60	«	
3,5	»	2 000	»	50	«	
4,5	»	1 700	»	40	«	
5,5	»	1 400	»	30	«	

La platine des amplificateurs BF de direction, repère 4, figure 2, schéma figure 10 commandé du servo-gouvernail repère 5, fig. 2. Les relais utilisés sont à double contacts inverseurs d'un pouvoir de coupure suffisante pour alimenter le moteur « Mono-perm » du servo-gouvernail.

Ces deux platines sont disposées de part et d'autre du moteur de propulsion et vissées sur deux entretoises solidaires de la coque.

4.6. Platine réception - Fig. 12 - Repère L, fig. 2.

4.6.1. Caractéristiques principales :

- nombre d'étages : 2
- 1 étage, type détection, à super-réaction ;
- 1 étage d'amplification BF de sortie ;
- fréquence d'accord : 27,12 MHz ;
- consommation : 7 mA ;
- antenne : type fouet, L = 75 cm ;
- sensibilité : 8 μ ;
- poids : 70 g ;
- encombrement : 120x70x25 mm ;
- portée : elle est fonction de l'antenne de réception et de son environnement. Elle n'a pu être vérifiée que jusqu'à 200 m au moyen de l'émetteur décrit paragraphe II.

4.6.2. Réalisation technique - schéma fig. 11.

Le premier étage est constitué par un transistor SFT 357 utilisé en détecteur à super-réaction ; son bobinage d'entrée est monté en colpitts.

Le second étage est constitué par un transistor SFT357 utilisé en amplificateur BF à résistance de sortie élevée dont la charge est formée par les transformateurs d'entrée, mis en série, des platines d'amplification BF du paragraphe 4.5.

La sensibilité a été volontairement réduite afin d'obtenir une grande sécurité de fonctionnement et, notamment, l'absence de réactions aux parasites éventuels. En particulier, la super-réaction ne décroche pas, même pour une chute de la tension d'alimentation de 25 %.

Les caractéristiques des bobinages sont les suivantes :

4.6.3. Réalisation pratique - Fig. 12.

Le récepteur a été câblé sur une plaquette en celoron VS, épaisseur 10/10, mandrins collés à l'araldite.

Cette plaquette prend appui, par l'intermédiaire d'entretoises, sur les membrures, entre l'antenne et la partie avant de la coque, à l'intérieur de celle-ci.

II. EMETTEUR (Fig. 13)

1. - CARACTERISTIQUES PRINCIPALES

- Type : à porteuse pilotée par quartz et modulée en BF audible ;
- Fréquence d'émission : 27,12 MHz ;
- Puissance de sortie : 100 mW environ ;

- Nombre de canaux de modulation : 6
- Fréquences de modulation : 2 - 2,5 - 3 - 3,5 - 4,5 et 5,5 kHz ;
- Taux de modulation : 85 % ;

- Portée : elle est fonction de la sensibilité du récepteur de l'antenne de réception et de son environnement et peut varier entre 200 et 800 m ;

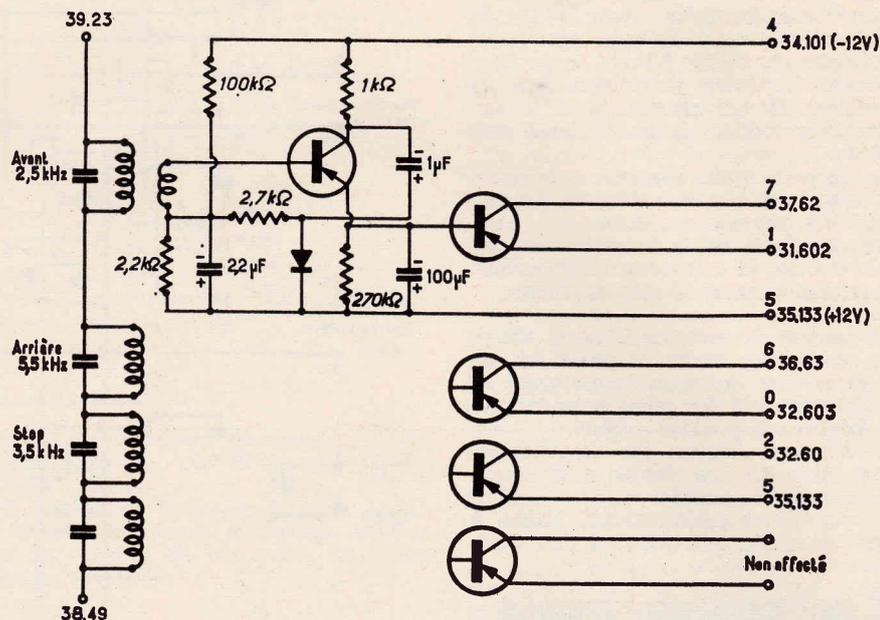


Fig. 9

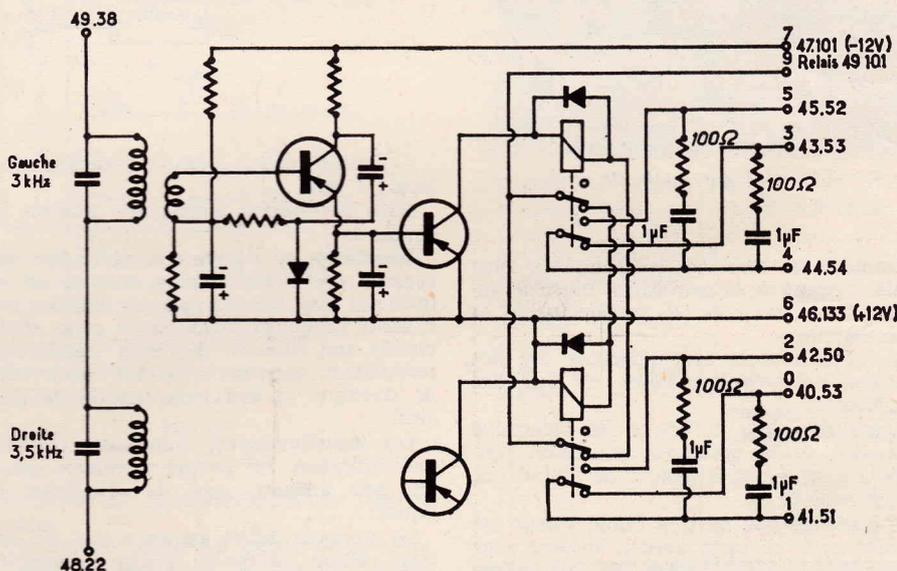


Fig. 10

- Alimentation : tension nominale : 13,5 V ; consommation : 20 mA ;
- Antenne : télescopique de 75 cm ;

- Encombrement : 110x90x170 mm ;
- Poids, en ordre de marche : 1 500 g.

2. - REALISATIONS TECHNIQUES (Schéma fig. 14)

2.1. Partie HF.

Premier étage : un transistor SFT 357 monté en Pierce.

Second étage : deux transistors SFT 357 montés en amplificateur symétrique, classe B.

Les caractéristiques des différents bobinages sont les suivantes :

Bobinage	Nombre de spires	Ø fil en mm	Mandrin	Noyau
L1 Primaire extérieur	3	0,4	LIPA, petit modèle	Aggloméré
L1 Secondaire	10	0,8		
L2	35	0,2	LIPA, petit modèle modifié	Ferroxcube
L3	3 000	0,08		

Bobinage	Nombre de spires	Ø du fil utilisé (mm)	Support
L1 : Primaire Secondaire extérieur	12 2 × 2	0,7 0,5	mandrin LIPA, petit modèle à noyau réglable.
L2 : Primaire Secondaire extérieur	2 × 4,5 3,5	0,9 0,7	mandrin troltyul à noyau réglable.
L3	35	0,2	mandrin LIPA, petit modèle modifié avec bâtonnet ferroxcube 4,1/2/25/3 B.
L4	20	0,4	mandrin LIPA, petit modèle, à noyau réglable.

touches ayant été bloqué, ces circuits sont déconnectés dès que l'on a cessé d'appuyer.

Entre ces deux contacteurs, trois platine superposées :

- la première comporte les étages HF ;
- la seconde, trois étages de modulation et le transistor BF ;
- la troisième, trois autres étages de modulation.

L'alimentation, constituée de trois piles standard connectées en série, est logée dans la partie inférieure droite. L'interconnexion de ces piles est immédiatement réalisée au moyen de deux barrettes à vis.

Dans la partie inférieure gauche, on peut loger, en plus de l'antenne repliée :

- soit un milliampèremètre de contrôle,
- soit deux douilles « test tension », dans le cas présent,
- soit un troisième étage de modulation pour une adjonction supplémentaire de canaux.

Le boîtier est constitué de deux parties en tôle peinte (gris foncé et gris clair) dont le démontage immédiat est assuré :

- à la partie supérieure, par deux ergots qui s'emboîtent ;
- à la partie inférieure, par une seule vis molletée imperdable.

Le contrôle de bon fonctionnement de l'ensemble est assuré :

- en régime permanent, au moyen d'un écouteur dans le circuit duquel on a introduit en série une diode et un bobinage accordé sur la fréquence de 27,12 MHz. En portant cet écouteur à l'oreille on entend, s'il est à proximité de l'émetteur, les différentes fréquences musicales de modulation.

- en mise au point, au moyen d'une lampe 6,3 V 100 mA, introduite en série avec un bobinage accordé au moyen d'un ajustable sur 27,12 MHz et monté sur un mandrin susceptible de s'emboîter sur la self L2 de l'étage final.

En couplant les deux mandrins, le filament de la lampe s'éclaire avec un maximum à l'accord.

Ces deux moyens de contrôle sont visibles sur la figure 13.

C. CORNEVIN.
F. 4152.

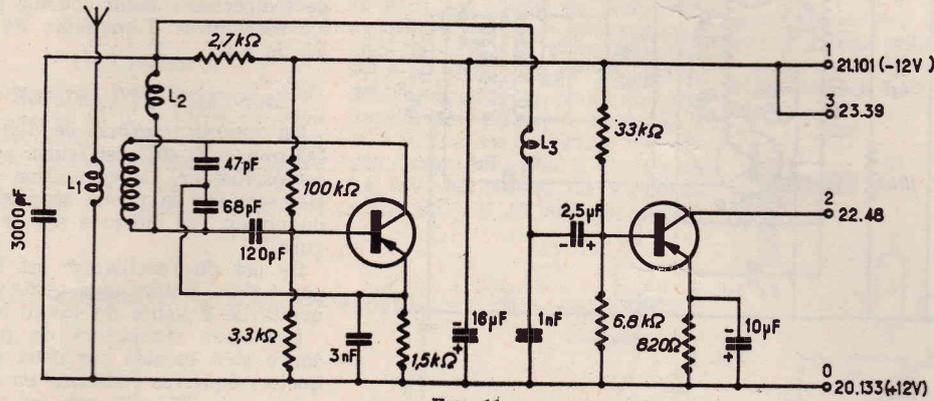


Fig. 11

2.2. Partie BF.

Un transistor SFT 352, monté en Colpitts, est susceptible d'être commuté sur les bobinages de caractéristiques suivantes :

Fréquence kHz	Nombre de spires	Ø du fil (mm)	Capacité d'accord (pF)
2	4 000	0,12	25 000
2,5	3 000	>	22 000
3	2 500	>	12 000
3,5	2 500	>	10 000
4,5	2 000	>	10 000
5,5	1 500	>	10 000

3. — REALISATIONS PRATIQUES (Fig. 15)

Les commandes sont effectuées au moyen de deux contacteurs à trois touches ; chacune d'entre elles commande deux contacts inverseurs dont l'un commute la modulation et l'autre l'alimentation. L'encliquetage de ces

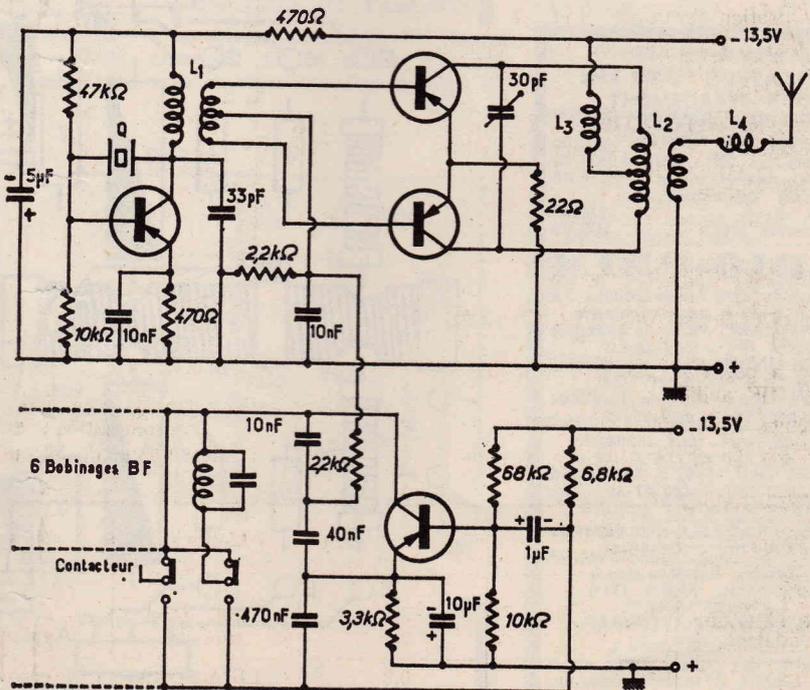


Fig. 14

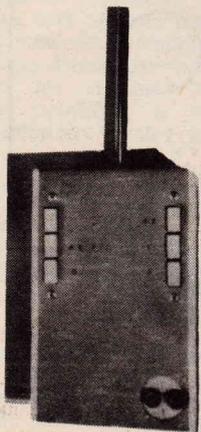


Fig. 13. — L'émetteur

MODULES A TRANSISTORS POUR MAGNÉTOPHONE :

— Oscillateur universel d'effacement et prémagnétisation

— Préamplificateur universel de lecture pour têtes magnétique haute et basse impédance

L'OSCILLATEUR de prémagnétisation et d'effacement constitue une partie essentielle d'un magnétophone, la polarisation ultra-sonore des bandes magnétiques étant indispensable pour réaliser des enregistrements dans les meilleures conditions, avec le minimum de distorsion. Les caractéristiques de cet oscillateur dépendent, bien entendu, des types de têtes d'enregistrement/lecture et d'effacement équipant la platine de magnétophone et en particulier de leur impédance.

L'oscillateur décrit ci-dessous présente l'avantage d'être universel, c'est-à-dire de pouvoir être utilisé avec des têtes quelconques à haute ou basse impédance. Il est entièrement transistorisé et délivre une puissance de 10 Weff maximum, largement suffisante dans tous les cas. La fréquence de travail, non critique, est de 75 à 90 kHz selon la charge. L'oscillateur du type symétrique est alimenté sous 20 V ± 2 V sous une intensité de 400 mA. Sa distorsion est inférieure à 1 %.

SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de l'oscillateur de prémagnétisation et d'effacement est indiqué par la figure 1. Le transformateur T est

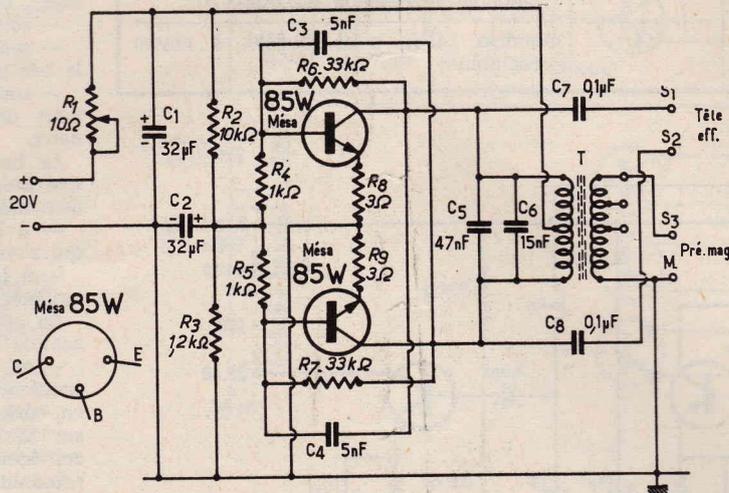


FIG. 1

fourni monté sur un pot largement dimensionné. L'oscillateur symétrique est équipé de deux transistors de puissance Mesa 85 W. Le collecteur de chaque transistor est relié à la base de l'autre par un condensateur [(4) ou (5)] de 5 000 pF. Ces deux collecteurs sont reliés respective-

ment au primaire du transformateur T et alimentés en continu (+ 20 V étant donné que les deux transistors sont des n-p-n) par l'intermédiaire de la prise médiane du primaire. La polarisation des bases des deux transistors est obtenue par le pont R2-R3 de 10 kΩ - 1,2 kΩ outre le

+ 20 V après découplage par cellule R1 C1 et la ma (- 20 V).

Deux résistances de con réaction R6 et R7, de 33 kΩ s montées entre base et collect de chaque transistor, la stabi de température étant obtenue les résistances d'émetteurs R8 R9 de 3 Ω.

MONTAGE ET CABLAGE

Un circuit imprimé de 100 140 mm (réf. 408) est fourni par cet oscillateur. La disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit est indiquée par la figure 2.

Le pot de l'oscillateur est par 4 tiges filetées avec petite quette de bakélite de 45 × 40 mm.

Les deux transistors de puissance sont montés sur deux quettes équerres radiateur en minium de 70 × 90 mm qui fixées de chaque côté du circuit imprimé de telle sorte que deux équerres soient à 5 mm du câblage imprimé. Ces transistors sont isolés de leurs radiateurs.

Trois vis avec entretoises de 5 mm servent à la fixation de l'ensemble sur le magnétophone.

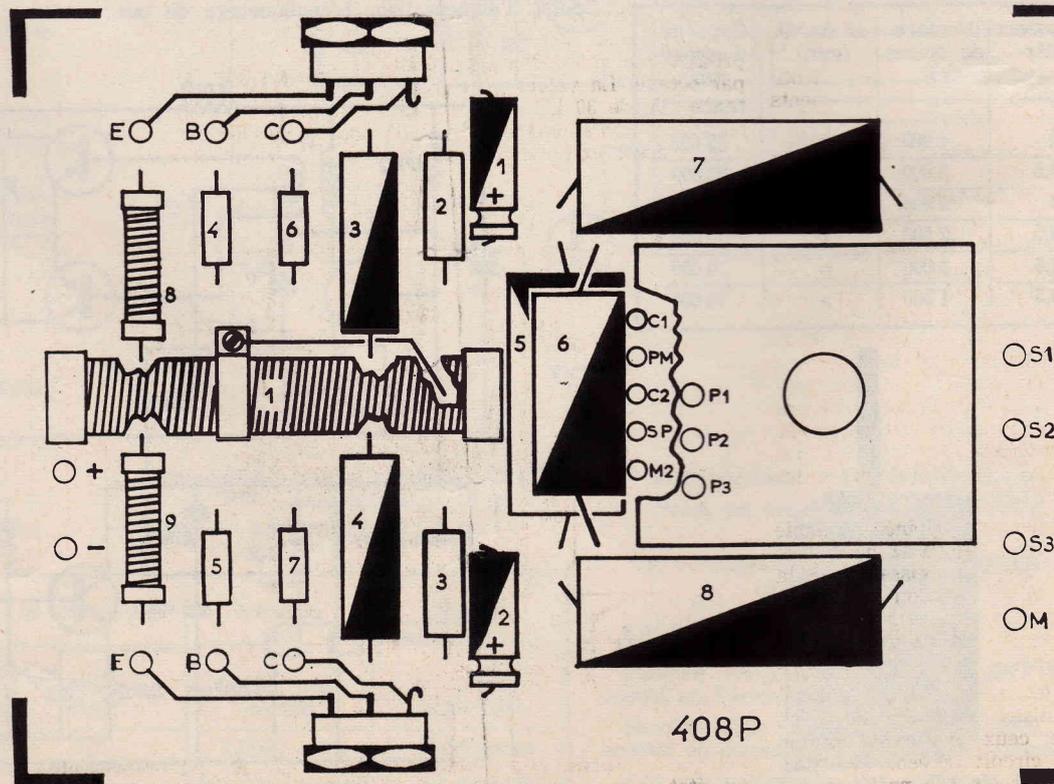


FIG. 2

SCHEMA N° 408 OSCILLATEUR 70-80 kHz POUR EFFACEMENT ET PREMAGNETISATION

Circuits imprimés	16,00
Radiateurs	10,00
Bobinage oscill.	21,00
Résistances, condensateurs, brides, divers	11,80
2 Transistors MESA	28,00

RADIO-PRIM

Ouverts sans interruption
de 9 h à 20 h, sauf dimanche
Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest
PARIS (9^e) - 744-26-10
GARE DE LYON : 11, bd Diderot
PARIS (12^e) - 628-91-54
GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc
PARIS (10^e) - 607-05-15

Tous les jours sauf dimanche
de 9 à 12 h et 14 à 19 h
GOBELINS (MJ) - 19, r. Cl-Bernard
PARIS (5^e) - 402-47-69
PARKING GRATUIT ASSURE
Pte DES LILAS - 296, r. de Belleville
PARIS (20^e) - 636-40-48

Service Province :
RADIO-PRIM, PARIS (11^e)
6, allée Verté
C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente :
Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

Valeurs des éléments : R1 : résistance bobinée à collier 10 Ω ; R2 : 10 kΩ ; R3 : 1,2 kΩ ; R4 : 1 kΩ ; R5 : 1 kΩ ; R6, R7 : 33 kΩ ; R8, R9 : 3 Ω bob. C1, C2 : 32 μF 25 V électrochimique ; C3, C4 : 5 000 pF, tension

coefficient de self-induction négligeable.

PREAMPLIFICATEUR DE LECTURE UNIVERSEL

Il s'agit essentiellement d'un amplificateur à liaisons directes,

l'ampli, et on restera sur cette position.

Pour obtenir les corrections particulières aux vitesses de défilement 19 cm/s, 9,5 cm/s et 4,75 cm/s, il suffit de shunter l'entrée par des capacités dont les valeurs sont données par le tableau ci-dessous, et qui seront

Valeur des éléments :

- R1 : 47 kΩ - 0,5 W
- R2 : 47 kΩ - 0,5 W
- R3 : 10 kΩ - 0,5 W
- R4 : 470 kΩ - 0,5 W
- R5 : 27 kΩ - 0,5 W
- R6 : 120 Ω - 0,5 W
- R7 : 150 Ω - 0,5 W
- R8 : 150 kΩ - 0,5 W

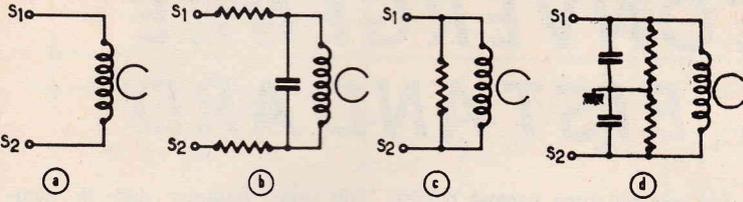


FIG. 3

dc service 3 kV ; C5 : 47 nF 3 kV ; C6 : 15 nF 3 kV ; C7, C8 : 0,1 μF - 3 kV.

UTILISATION

Suivant la valeur de la self-inductance et le nombre de têtes d'effacement, on réalisera les branchements des schémas figure 3 a à 3 d dans le cas de têtes monorales et figures 4 a à 4 c

dont le schéma est représenté figure 5. Il est équipé de trois transistors NPN : deux planars marqués TP (type 30 V-100/300) et un 903 A. Il peut convenir à toutes les catégories de têtes, haute ou basse impédance. Alimenté sous 20 V ± 2 V, il a une sensibilité très élevée : pour un signal à l'entrée de 0,4 mV, on obtient un signal de sortie de 1 V eff sur une charge

TETES	19 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s
Haut. Z (env. 0,1 H)	10 nF	4,7 nF	2,2 nF
Bas. Z (env. 30 mH)	47 nF	20 nF	4,7 nF

RV : résistance ajustable 39 kΩ P : potentiomètre 5 kΩ

RV : résistance ajustable 39 kΩ P : potentiomètre 5 kΩ

C1 : 5 μF - électrochimique
C2 : 10 nF
C3 : 100 μF - électrochimique

Naturellement, ces valeurs ne sont données qu'à titre d'indication.

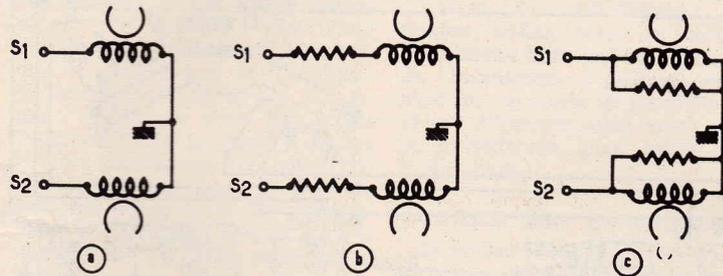


FIG. 4

dans le cas de têtes stéréophoniques. La figure 3 a correspond à une liaison directe, la figure 3 b à un accord par condensateur supplémentaire. Dans le cas de l'utilisation de deux têtes identiques (stéréo) les branchements sont ceux de la figure 4.

potentiométrique de 5 kΩ. La courbe de réponse tient compte des caractéristiques moyennes des bandes. Au-dessus de 12 kHz, il se produit une chute d'environ 6 dB par octave. La valeur de la résistance RV de 39 kΩ doit être déterminée dynamiquement. Dans une position extrême, l'ampli est

Le condensateur complémentaire C6 de 15 nF pourra éventuellement être de capacité inférieure. Il peut même être supprimé selon le montage utilisé.

Les trois prises du secondaire du transformateur T correspondent aux rapports primaire/secondaire de 1/0,22 - 1/0,435 et 1/1,25. Ces prises sont prévues pour fournir le courant de préamplification à la tête d'enregistrement lecture. Avec les rapports de transformation précités, il est possible de satisfaire toutes les exigences.

La résistance bobinée réglable R1 à collier, de 10 Ω permet le réglage final en agissant sur la tension d'alimentation qui peut avoir une influence sur la forme de l'onde de sortie et sur son amplitude.

Tous les condensateurs qui seront utilisés éventuellement en plus de ceux qui sont fournis avec le circuit doivent être parfaitement isolés (de préférence à 3 kV) et d'excellente qualité. Les résistances doivent avoir un

« bloqué ». Après avoir constaté cet état, avec une modulation à l'entrée, on reviendra lentement pour obtenir le fonctionnement de

éléments. Il est représenté à l'échelle 1 sur la figure 6. Aucune difficulté de montage n'est donc à redouter.

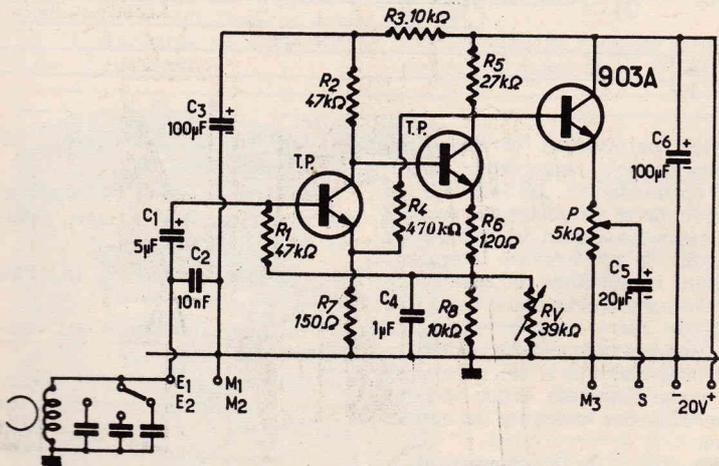


FIG. 5

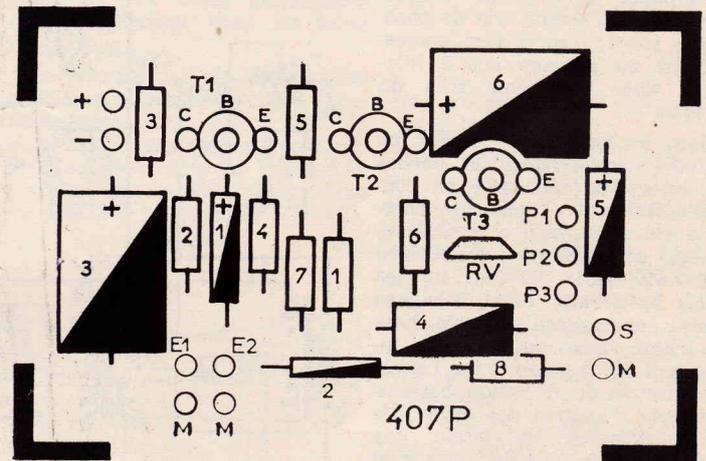


FIG. 6

MONTAGE ET CABLAGE

Le circuit imprimé 407 fourni comporte sur la partie non cuivrée la représentation de tous les

C4 : 1 μF
C5 : 20 μF - électrochimique
C6 : 100 μF - électrochimique.

SCHEMA N° 407
PREAMPLI DE LECTURE POUR MAGNETOPHONE
Circuit imprimé n° 407 .. 8,50
Résistances, condensateurs, potentiomètre, divers .. 10,50
3 transistors 18,00

RADIO-PRIM
Ouverts sans interruption de 9 h à 20 h, sauf dimanche
Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest PARIS (9^e) - 744-26-10
GARE DE LYON : 11, bd Diderot PARIS (12^e) - 628-91-54
GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc PARIS (10^e) - 607-05-15
Tous les jours sauf dimanche de 9 à 12 h et 14 h à 19 h
GOBELINS (MJ) - 19, r. Cl-Bernard PARIS (5^e) - 402-47-69
PARKING GRATUIT ASSURE
Pte DES LILAS - 296, r. de Belleville PARIS (20^e) - 636-40-48

Service Province :
RADIO-PRIM, PARIS (11^e)
6, allée Verte
C.C.P. PARIS 17/11-94
Conditions de vente :
Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

CIRCUITS DE CONVERGENCE HORIZONTALE, BISTANDARD

INTRODUCTION

EN raison de l'emploi d'un tube cathodique à trois canons, il est nécessaire d'utiliser des dispositifs de convergence permettant la superposition des points homologues des 3 images primaires. En réalité, la superposition est apparente, il s'agit de grouper les 3 points homologues dans un même trio de phosphores rouge, bleu et vert, correspondant au passage des 3 faisceaux dans un même trou du masque.

Dans les précédents articles on a étudié successivement les parties suivantes d'un téléviseur en couleur bistandard : luminance, chrominance, séparation et synchronisation, commutation électronique 625 - 819 lignes agissant sur les relais inverseurs, base de temps trame, convergence verticale, base de temps lignes, étage final bistandard. Nous poursuivons l'étude des circuits de déviation horizontale avec l'analyse des dispositifs de convergence horizontale, une des parties les plus délicates d'un appareil de TVC bistandard.

CIRCUITS DE CONVERGENCE HORIZONTALE

Le schéma complet de cette partie est donné par la figure 10. Trois points de branchement sont à noter :

1° point 2 recevant le signal à impulsions positives de ligne de la base de temps lignes (voir aussi fig. 9).

2° points Q et K permettant d'insérer l'enroulement du relais RL1 dans le circuit des relais RL2 et RL3 (voir figures 9, 7, 4 et 3), le courant de ces circuits sensibilisant les relais pour passer de la position de repos à très faible courant (625 lignes) à la position de collage à courant élevé (819 lignes).

Dans le montage de la figure 10, le relais RL1 actionne les commutateurs 1, 2, 3 et 4, agissant sur les éléments de réglage de la convergence horizontale.

Sur ce schéma, on a représenté également le bobinage de convergence radiale dont les bobines 3-4 correspondent à la convergence verticale (voir fig. 6) et les bobines 5-7 à la convergence horizontale. Le bobinage de convergence

latérale est représenté à droite de celui de convergence radiale.

Les corrections tendant à obtenir la convergence, s'exerçant sur les bobines de convergence horizontale et sur celles de convergence latérale, ont pour origine un signal à impulsions de retour de lignes. Ce signal est transformé en

La nomenclature permet d'identifier les composants tels que potentiomètres et bobines. Pour 625 lignes, ils portent un certain indice n et l'élément homologue pour le 819 lignes est affecté de l'indice n + 10.

Aussi P17 (625) et P27 (819) ont la même fonction comme, en ce

gne, qui, passant par le commutateur 6, parvient au circuit P18 - 28 Ω - 10 μF en 625 lignes. Nous analyserons les circuits en 625 lignes seulement, ceux de 819 lignes étant identiques à ceux du 625 lignes en tant que schéma, mais les bobines ont des réglages différents de ceux pour 625 lignes.

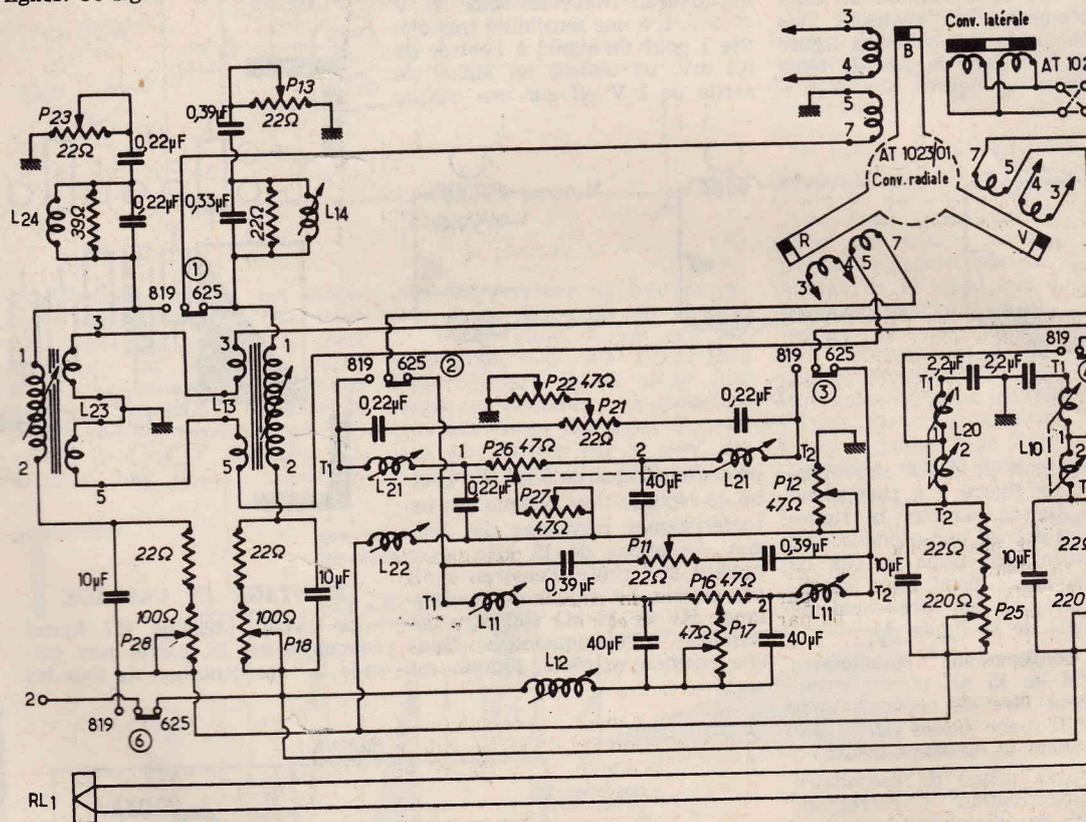


Fig. 10

qui concerne les bobines L11 et L21 par exemple.

Tout comme dans le montage monostandard, il y a trois groupes de réglages :

1° réglages radiaux du faisceau bleu.

2° réglages simultanés des faisceaux rouge et vert.

3° réglage latéral avec déplacement du faisceau bleu dans un sens et, dans la même direction horizontale, déplacement des faisceaux rouge et vert en sens opposé.

CIRCUITS DU FAISCEAU BLEU RADIAL

Depuis le point 2, entrée du signal à impulsions positives de li-

De ce circuit, le signal transmis à L3, points 1 - 2, vient à la bobine 5 - 7 (B) de convergence radiale. En sur cette bobine, on trouve le circuit L14 - 22 Ω - 0,33 μF en 625 lignes.

L'amplitude se règle avec les points 1 - 2 et la phase avec les deux réglages, ainsi qu'on peut effectuer avec les potentiomètres, doivent être effectués selon un ordre déterminé par le constructeur et est ainsi de tous les autres groupes de convergence.

CIRCUITS DES FAISCEAUX ROUGE ET VERT

Le signal pris au point 2 et passant par le commu-

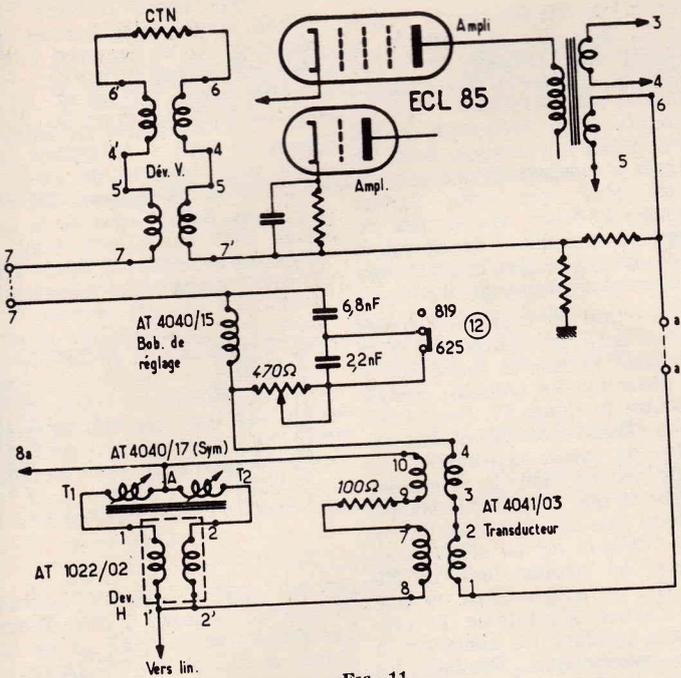


FIG. 11

est appliqué à L12 et au réseau $40 \mu\text{F}$ P17 - $40 \mu\text{F}$ - P16. L'amplitude est réglée par L2, tandis que la coïncidence et l'équilibre de spots sont réglés par le système symétrique relié aux points 7 (R) et 7 (V). Le point 5 de ces bobines constituant un autre circuit passant par les points 3 - 5 de L13, ces points étant les extrémités d'un bobinage couplé à celui désigné par 1 - 2 de cette même bobine.

L14 et L24 : AT 4040/14 : correction additionnelle du courant de faisceau bleu par superposition de l'harmonique 2 (accord obtenu avec les capacités en parallèle, de valeur différente selon le standard et, évidemment, plus faible pour le 819 lignes).

CORRECTION EN COUSSIN

Le circuit proposé par La Radiotechnique est indiqué par la figure 11 dans laquelle on a groupé tous les éléments entrant dans sa composition et ayant été indiqués également sur les schémas des figures 5 et 11.

La seule commutation dans le dispositif de correction de la déformation en coussin est celle numérotée 12 et modifiant la valeur de la capacité en shunt sur la bobine AT 4040/15 en série avec le potentiomètre de 470Ω .

En 625 lignes, la capacité est 6.800 pF et en 819 lignes sa valeur est la résultante de 6.800 pF et 2.200 pF en série.

Sur le schéma, on trouve les éléments suivants : bobines de déviation verticale reliées au bobinage secondaire 6 - 5 du transformateur de sortie trame, par l'intermédiaire du transducteur et de la bobine de réglage ; les points de liaison 7 et a sont reproduits sur cette figure ; bobine de réglage AT 4040/15 ; transducteur AT 4040/03 ; bobine d'équilibrage (dite aussi de symétrie) AT 4040/17 et enfin, la bobine de déviation horizontale qui, avec celle de déviation verticale constitue le bloc de déviation AT 1022/02 convenant aussi bien en 625 qu'en 819 lignes.

PRINCIPE DE LA CORRECTION EN COUSSIN

La déformation en coussin est montrée par la figure 12. Elle est due principalement à la surface plane ou presque plane de l'écran. Dans le cas des tubes à 90° , la déformation en coussin est plus importante qu'avec les anciens tubes de 70° . Cette déformation existe également dans les tubes monocanons.

Le pourcentage de déformation peut être déterminé sur une ligne quelconque. Ainsi, sur la ligne la plus haute, on mesure l'écart d. Si D est la hauteur de l'image, le pourcentage de déformation dans la direction verticale est 100 d/D .

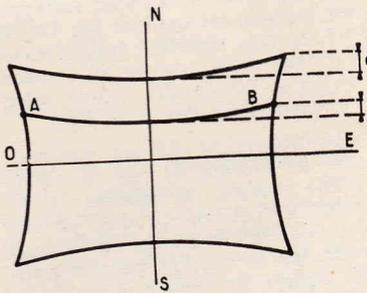


FIG. 12

Il est, avant correction, de l'ordre de 1 % avec un tube de 70° et de l'ordre de 3 % avec un tube de 90° .

Il convient de ramener ce pourcentage à moins de 1 %. Si l'on

considère la ligne AB, on constate que $d' < d$ donc on remarque que plus la ligne s'écarte de la ligne médiane O-E, plus elle est longue et en même temps déformée, d'ailleurs, symétriquement par rapport à l'axe NS.

Il en est de même dans la direction verticale, la déviation verticale donne des déplacements du spot d'autant plus longs que le

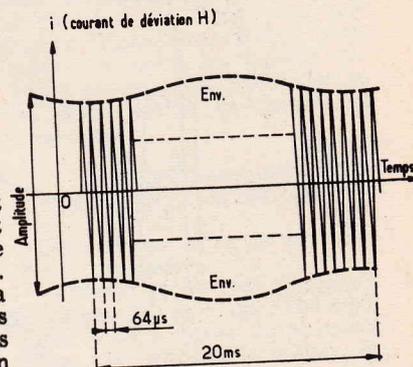


FIG. 13

spot s'écarte de la verticale médiane NS.

La correction en coussin doit supprimer ces déformations. Les points N, S, E, O, évoquant les directions nord, sud, est, ouest indiquent en réalité le haut, le bas, la droite et la gauche de l'image, respectivement.

Cette correction se réalise par la modification de la loi de variation des courants de déviation horizontale et verticale.

La consommation des circuits correcteurs par le procédé de La Radiotechnique est moindre : moins de $0,1 \text{ W}$.

On peut considérer deux sortes de corrections. L'une est la correction EO qui doit réduire les amplitudes des lignes en haut et en bas, celle au centre restant inchangée. Si ce résultat est obtenu, les bords de gauche et de droite de l'image seraient rectilignes.

La contre-déformation nécessaire est réalisable en réduisant le courant de déviation horizontale d'autant plus que la ligne s'écarte de la ligne médiane.

La forme du courant de déviation pendant une période de trame (20 ms) est montrée par la figure 13. La durée de la ligne, en 625 lignes est $64 \mu\text{s}$ et en 819 lignes de $49 \mu\text{s}$. Les deux enveloppes ENV ont une forme parabolique et l'amplitude variable des lignes est indiquée à gauche comme étant la distance entre les deux enveloppes correspondant à chaque ligne.

Il s'agit évidemment de la forme du courant de déviation pendant la période d'aller du balayage de trame qui est en réalité plus petite que 20 ms.

Pour réaliser une variation de l'amplitude du courant de lignes, comme celle indiquée, il faut ajou-

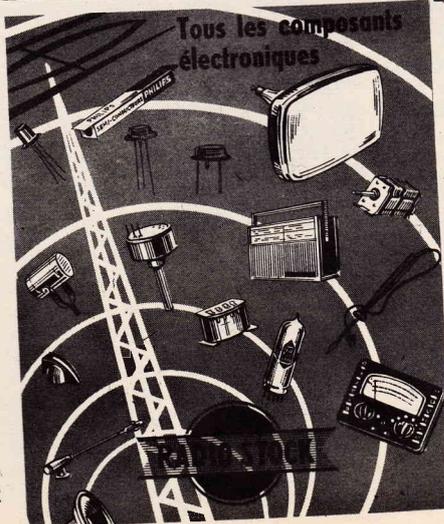
CONVERGENCE LATÉRALE

Elle comprend des aimants permanents et des bobines. Le courant traversant ces bobines, provient du commutateur 4, passe par les bobines 1 - T1, 2 - T2 puis par le réseau $10 \mu\text{F}$ - P15 - 22Ω et au point 625 lignes du commutateur 6.

Dans l'ensemble de convergence dynamique horizontale, tout comme dans celui de convergence verticale, c'est le mélange convenablement dosé de courants en dent de scie et de courants paraboliques qui permet de créer les courants de correction du trajet des faisceaux B, R et V.

Les courants « horizontaux », en dents de scie et parabolique sont obtenus du seul signal de ligne, à impulsions (point 2). Cette impulsion est de l'ordre de 280 V.

Les bobines utilisées dans les circuits de convergence dynamique horizontale sont : L10 et L20 : AT 4040/11, réglage d'amplitude pour le faisceau B ; L11 et L21 : AT 4040/11 équilibrage des corrections des faisceaux V et R ; L12 et L22 : AT 4040/12 : amplitude des corrections pour les faisceaux V et R ; L13 et L23 : AT 4040/13 ; couplage additionnel entre les circuits des courants des faisceaux R, V et B.



HP n° 1127

Vient de paraître!

CATALOGUE

COMPLET
Pièces détachées, tubes électroniques et semi-conducteurs Grand Public et Professionnels
Ensembles en pièces détachées

Envoi contre 2 timbres à 1,00 pour frais.
Gratuit pour 50 F d'achat.
(Découper et nous renvoyer cette annonce.)

RADIO-STOCK

6, rue Taylor - PARIS-X^e
TEL. NOR 83-90 et 05-09

ter à chaque courant de balayage de lignes une composante de correction constituant ce que l'on nomme la correction E O. Passons à la correction NS pour le balayage vertical. La figure 12 montre que ce balayage doit être de plus faible amplitude à mesure que le spot, décrivant une ligne, est écarté de part et d'autre de la ligne NS. Pour obtenir ce résultat, tendant à rendre droits les côtés supérieur et inférieur du

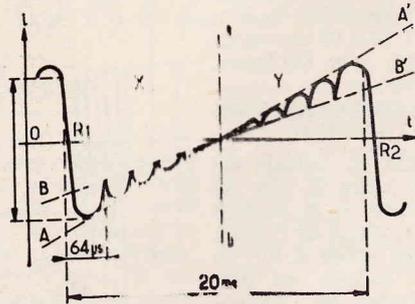


FIG. 14

contour de l'image, il faut ajouter au balayage de trame, des signaux paraboliques variant comme le montre la figure 14. En pointillés, on indique le courant de balayage de trame non corrigé et les courbes de forme parabolique représentent les courants de correction qui doivent s'ajouter au courant de trame pour le corriger.

Le courant de correction est maximum en haut de l'image (région X), décroît jusqu'à zéro au moment où le spot passe par le milieu a-b de l'écran, croît à nouveau depuis ce milieu jusqu'à ce que le spot décrive la ligne la plus basse, dans la région Y moitié inférieure de l'image. Dans

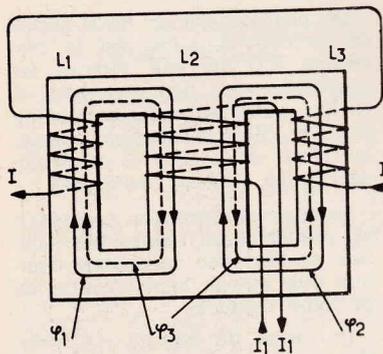


FIG. 15

cette moitié, le courant additionnel est inversé.

En prenant comme axes de coordonnées o_i et o_t , le courant corrigé est représenté par la courbe composée de toutes les courbes paraboliques, pour l'aller et le retour de R1, tandis que R2 représente le retour qui précède l'aller suivant de trame.

LE TRANSDUCTEUR

Pour réaliser les corrections E O et NS on utilise un bobinage spécial, le transducteur dont le

principe peut être déduit du schéma de la figure 15.

Ce transducteur, réalisé sur noyau E + I en matériau ferro-cube, est bobiné de façon à constituer trois enroulements, L1, L2 et L3, l'enroulement L3 étant au milieu. L1 et L2 ont les mêmes caractéristiques et sont montées en série.

Voici comment se réalisent les corrections. Celle dite E O consiste

dans le prélèvement d'une fraction I du courant de déviation ligne que l'on fait passer par L1 et L2. Ces bobines en série, sont connectées en shunt sur la bobine de déviation lignes (voir fig. 16).

Les enroulements L1 et L2 sont réalisés de telle façon que les flux magnétiques ϕ_1 et ϕ_2 soient opposés dans la branche médiane sur laquelle est bobinée L3. De ce fait, le flux résultant peut s'annuler dans cette branche et l'action de L1 et L2 sur L3 réduite selon la composition des deux flux.

L'enroulement L3 est parcouru par le courant I1 de déviation trame comme le montre la figure 16. Le flux produit par L3 est ϕ_3 . On a réalisé le circuit pour que le courant passant dans L3 sature le noyau magnétique. Le degré de saturation dépend de l'intensité du courant I1 de trame. La variation de la saturation a pour effet celle des self-inductions de L1 et L2. Ces self-inductions sont au maximum lorsque le courant de déviation trame est nul (passage du spot par la ligne médiane séparant la moitié supérieure de la moitié inférieure) et elles sont au minimum de valeur lorsque I1 est au maximum.

Le ferrite utilisé a une courbe de saturation dont la forme permet d'obtenir la variation parabolique d'amplitude nécessaire pour la correction E O.

La correction NS est basée sur l'opposition des flux ϕ_1 et ϕ_2 . Lorsque le courant I1 dans L3, provenant de la base de temps trame, est nul, le flux résultant de ϕ_1 et ϕ_2 dans la branche centrale est nul également. Le flux ϕ_3 créé par le courant de trame I1, s'ajoute à ϕ_1 et se retranche de ϕ_2 mais le phénomène s'inverse lorsque le courant dans L3 sera inversé.

De cette inégalité de saturation des branches extérieures, résulte

le passage d'un flux $\phi_1 + \phi_2$ dans la branche centrale et on voit que le sens et l'intensité de ce flux dépendent du sens et de l'intensité du courant I1 dans L3. La variation du flux $\phi_1 + \phi_2$ qui s'effectue à la fréquence de lignes, induit une tension dans L3. D'après le montage de la figure 16, il est clair que cette tension s'ajoute à celles aux bornes de chaque demi-bobine de déviation trame, ce qui réalise la correction du courant de balayage trame.

Le courant de correction toutefois, est de forme approchant celle de la dent de scie et donne lieu à une distorsion en trapèze, comme le montre la figure 17. Pour l'éviter, on réalise avec L3 et des capacités de valeur convenable, un circuit accordé sur la fréquence de ligne ce qui, dans un bistandard implique une commutation de capacité. Celle-ci est en effet, réalisée par le commutateur 12 (figure 11). On obtient ainsi un courant d'allure sinusoïdale se rapprochant pendant les allers de la forme parabolique. Pendant les retours, la forme est très différente, mais l'image n'est pas visible pendant ces périodes partielles.

REGLAGES

Sur le schéma pratique de la figure 11, L1 et L2 sont les bobines 8-7 et 9-10 du transducteur et L3 est la bobine 1-2-3-4. L'accord est réalisé par une bobine AT 4040/15 amortie par le potentiomètre de 470 Ω et accordée par le condensateur.

L'ajustage correct NS est effectué avec le potentiomètre.

CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

Les divers bobinages de déviation, de convergence et de correction en coussin, cités dans l'étude des téléviseurs en couleur bistandards, fabriqués par La Radiotechnique ont été spécifiés dans nos analyses, mais on remarquera que souvent des perfectionnements sont apportés aux modèles existants et les nouveaux modèles portent des numéros différents.

Voici quelques caractéristiques des bobinages cités.

A - Unité de déviation AT 1022/02 : bobines déplaçables axialement pour obtenir le centre de déviation correct. Bobines lignes en parallèle : L = 2,9 mH ; R = 2,8 Ω à 20° C. Bobines trame : en série L = 114 mH ; R = 60 Ω à 20° C ; en parallèle L = 25 mH ; R = 18 Ω à 20° C, dans les deux cas avec la résistance CTN incluse.

B - Unités de convergence :

a) Convergence radiale : AT 1023/01. Se monte sur le déviateur et permet les réglages statique et dynamique pour chaque faisceau. Bobines de lignes L = 420 μ H ; R = 4 Ω ; bobines de trame : L = 1,47 μ H ; R = 166 Ω .

b) Convergence latérale : AT 1025/01. Réglages statique et dynamique de la convergence latérale. Bleu et rouge : L = 1,4 mH ; R = 9,2 Ω .

C - Transformateur de balayage lignes et THT : AT 2050/02, convient pour bistandards avec HT de 300 V en 625 lignes et 330 V en 819 lignes. Stabilisation de la source de THT par ED 500, étage de puissance avec EL 500, diode THT GY 501, diode de récupération

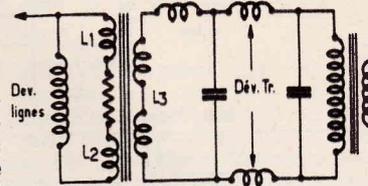


FIG. 16

EY 500. THT > 24 kV, courant moyen de faisceau 1 mA. Temps de retour moyen : 9,8 μ s en 819 lignes et 10,7 μ s en 625 lignes.

D - Transformateur de sortie trame : 4311 . 080 . 000 20. Adapté pour l'ampli en haute impédance des bobines de l'unité de déviation AT 1022/02.

E - Transducteur pour correction en coussin AT 4041/03.

F - Bobines de correction. On utilise ces bobines dans divers circuits et il en faut dans certains plusieurs exemplaires du même type :

Quatre bobines AT4040/11 ; deux bobines AT 4040/12 ; deux bobines AT 4040/13 ; deux bobines AT 4040/14 ; AT 4040/15 ; AT 4040/16 ; AT 4040/17 ; AT 4042/02.

Pour les circuits de luminance et de chrominance, le même fabri-

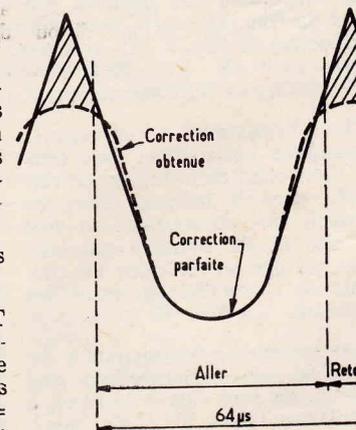


FIG. 17

cant produit les deux lignes à retard utilisées dans ces circuits.

Chrominance 8222 . 290 . 21. Réalisée en verre et convertie aux systèmes Sécam et Pal. Temps de retour moyen : 63,943 μ s \pm 3 ns mesuré à f nominale = 4,4333619 MHz à 25° C.

Luminance : ligne à retard constantes réparties, type 700 800 ns \pm 50 ns.

« SERRURE » ELECTRONIQUE A QUARTZ

MALGRÉ les perfectionnements apportés aux serrures et verrous par les fabricants, le mode de fonctionnement reste essentiellement mécanique et rien n'est plus facile à reproduire qu'une clef. En outre, quoi de plus anachronique que les clefs de contact mécaniques sur les appareils électroniques perfectionnés ?

La « serrure électronique » à

étages filtres. Le relais final permet la mise sous tension de l'appareil à commander, que ce soit une gâche électrique, le circuit électrique d'une voiture ou l'alimentation d'une machine à calculer.

II - REALISATION

A - La réalisation décrite ci-dessous utilise les quartz améri-

un étage mélangeur puis, par l'intermédiaire d'un filtre, un étage intégrateur et enfin l'étage amplificateur commandant un relais collant sous 6 V et de résistance comprise entre 100 et 600 Ω.

C - Réglages :

Les réglages sont très réduits ; on vérifiera d'abord que chaque étage oscillateur fonctionne, une fois les quartz branchés, en cons-

tion très faible permet une durée très longue des piles et en outre le montage est étudié pour que l'on ne puisse faire coller le relais quel que soient les signaux envoyés sur la prise extérieure ou les court-circuits qui pourraient avoir lieu.

III - POSSIBILITES DE CETTE SERRURE

Cette serrure offre de très nombreux avantages :

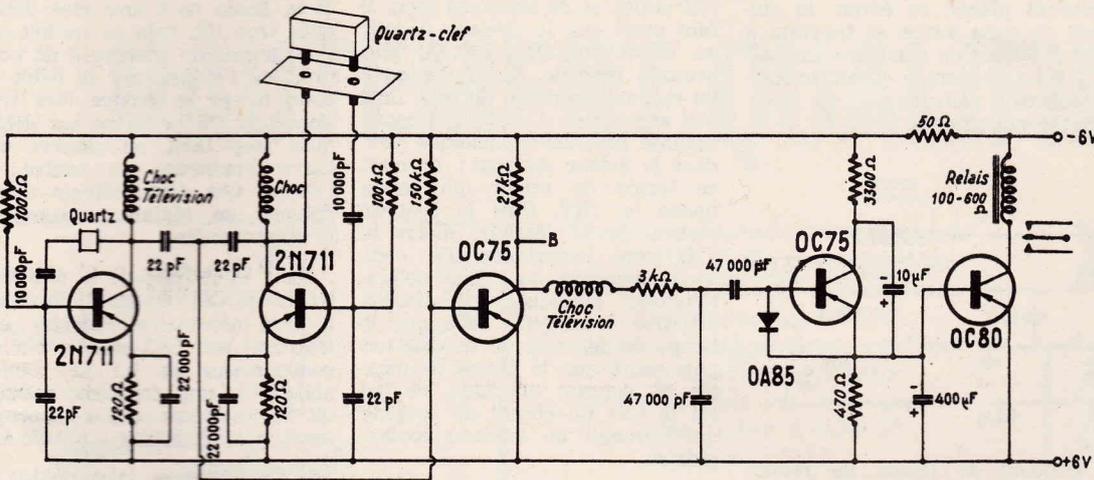
— Sûreté et sécurité complètes. Il est possible de réaliser des clefs formées de 2 quartz commandant alors une serrure constituée de 2 montages analogues au précédent.

— Les clefs sont difficiles à identifier ou à reproduire une fois, que l'on a effacé la fréquence marquée sur le boîtier des quartz. En effet, il est difficile de mesurer la fréquence fondamentale d'un quartz.

— Il est possible de changer rapidement la combinaison de la serrure en changeant le quartz intérieur.

— Enfin, cette serrure peut être très esthétique car il est possible d'utiliser une prise extérieure miniature et bien camouflée, tandis que le montage est encastré dans le tranchant de la porte, à côté de la gâche électrique.

N. CORON
F. 3150



quartz décrite ci-dessous présente de nombreux avantages et reste de réalisation simple quoique plus onéreuse. L'auteur a d'ailleurs déposé, à tout hasard, un brevet pour protéger ce procédé de commande sélective d'un appareil ou d'un mécanisme quelconque.

I - PRINCIPE

A - La « clef » : Elle est constituée par un petit boîtier comportant un ou plusieurs quartz et une prise qui peut être soit du type « jack » soit du type à 2 broches ; cette prise est solidaire du boîtier et connectée électriquement aux quartz.

B - La « serrure » : Sa partie originale consiste en un montage électronique dont le relais final ne colle que si le quartz branché à l'entrée a une fréquence déterminée (avec une précision donnée, bien entendu). Ce résultat est obtenu en faisant battre un premier oscillateur dont la fréquence est celle de la « clef-quartz » avec un deuxième oscillateur dont la fréquence est déterminée par un quartz qui est fixé dans le montage. Ces deux oscillateurs attaquent un étage mélangeur et ensuite un ou plusieurs étages filtres. A la sortie, le relais final ne colle que si la fréquence de battement est égale à celle des

cains des surplus que l'on trouve à 1,50 ou 2 F pièce. Ces quartz, de fréquence comprise en général entre 1 et 10 MHz, ont une tolérance de 5 000 Hz. Deux quartz ayant la même fréquence marquée diffèrent au plus de 10.000 Hz.

Voilà pourquoi l'étage filtre réalisé déclenche le relais final lorsque la fréquence à l'entrée est comprise entre 20 et 10.000 Hz. Ainsi, le relais final colle lorsque le quartz-clef et le quartz intérieur à la serrure ont la même fréquence nominale.

B - Le montage comporte deux oscillateurs de schémas identiques dont le circuit de charge constitué d'une simple self de choc genre Télévision permet d'utiliser des quartz de différentes fréquences sans avoir à faire de réglages. Les transistors sont de haute fréquence PNP genre 2N 711 ou AF 115.

Le premier oscillateur est piloté par un quartz fixé à demeure dans le montage, tandis que le second est piloté par le quartz de la clef. La liaison entre le montage et la prise où se branchera la clef devra être courte (moins de 50 cm) et réalisée avec deux fils que l'on écartera au maximum afin de ne pas introduire une capacité parasite qui modifie trop la fréquence d'oscillation du « quartz-clef ».

Ces deux oscillateurs attaquent

tant que leur consommation respective augmente lorsque l'on touche avec le doigt le collecteur du transistor correspondant.

On écouterà au casque la fréquence des battements après le premier OC 75 (point B). Elle doit être inférieure à 10.000 Hz et supérieure à 50 Hz. Dans le cas contraire, on pourra abaisser la fréquence de l'oscillateur le plus élevé en branchant un condensateur de 1 ou 2 pF en parallèle sur le quartz qui le pilote.

Cette fréquence B.F. est intégrée par le deuxième OC 75. Le condensateur de 400 μF permet d'éviter le collage intempestif du relais lors de la mise sous tension du montage.

D - Alimentation :

Evidemment ceci est la servitude majeure de cette serrure, mais en fait, elle peut être facilement surmontée :

a) Alimentation sur pile ou batterie : Dans ce cas le montage ne sera mis sous tension que lorsque l'on touchera le quartz : ceci grâce à une prise jack. On prévoiera une prise (qui peut être minuscule) pour pouvoir brancher éventuellement une alimentation externe de secours.

b) Alimentation secteur : Le montage peut être alors constamment sous tension.

De toutes façons, la consumma-

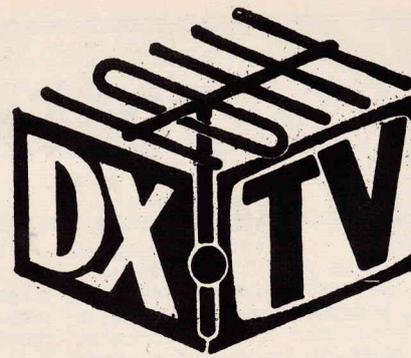
BON GRATUIT D'INFORMATION
pour recevoir, sans engagement, la documentation gratuite sur les
COURS D'ELECTRONIQUE PAR CORRESPONDANCE

★ TECHNICIEN SUPERIEUR
★ TECHNICIEN
★ INGENIEUR
Radio-TV-Electronique
T.P. (facultatifs) • Préparation diplômes d'Etat : C.A.P. - B.P. - B.T.S. • Orientation • Placement (Soulignez le corps qui vous intéresse.)
Nom
Adresse

Bon à adresser à (joindre 4 timbres)
INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE
24, rue J.-Mermoz
Paris-8^e BAL. 74-65
H.R. METHODES SARTORIUS

Procédé breveté de contrôle pédagogique
N° 1 127 ★ Page 63

La page des



BALAYAGE HORIZONTAL 405 LIGNES

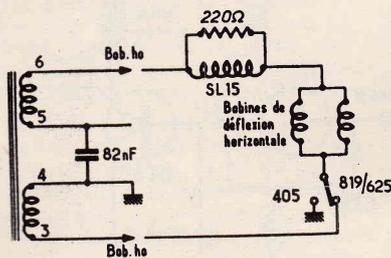
Le standard 405 lignes anglais devant disparaître très prochainement et être remplacé par le standard à 625 lignes, nous n'avons pas voulu compliquer notre récepteur. Néanmoins, pour ceux qui veulent recevoir les émissions en 405 lignes, nous indiquons ci-après les quelques transformations à apporter au récepteur.

Le balayage du tube cathodique ne peut s'effectuer qu'en appliquant à l'amplificateur de puissance ligne une tension dont la forme, que l'on appelle tension en dent de scie, comporte une branche oblique montante et une branche verticale qui ne l'est qu'en théorie (voir fig. 2, n° 1119, page 88). La durée totale d'une dent de scie est égale à la durée d'une période complète, ce qui correspond à un aller et retour intégral. Pendant cette période, nous avons parcouru la branche oblique de la dent de scie ; pour attaquer une nouvelle période, il faudrait brusquement, sans qu'il y ait de temps de retour appréciable, repartir au temps $t = 0$, ce qui serait l'idéal ; mais la pratique en a décidé autrement. Le temps de retour existe et sa durée est de 15 % environ de celle de la période, quelquefois plus, quelquefois moins, mais il est toujours présent et nous devons en tenir compte dans la réalisation, car il n'est pas le même pour le 819 lignes que pour le 405 lignes ; sa valeur est environ deux fois plus importante pour le 405 lignes que pour le 819 lignes.

C'est ce temps de retour qui provoque la forte surtension aux bornes du transformateur de sortie lignes. Pendant la durée de la période, le transformateur de sortie, qui fonctionne en autotransformateur, alimente la diode de récupération, ce qui a pour effet de fournir une haute tension supplémentaire de l'ordre de 400 V à l'anode de la finale ; cette haute tension s'ajoute alors à la haute tension produite par l'alimentation.

Il est absolument nécessaire que pendant le temps de retour la grille de la lampe de puissance

soit fortement négative pour éviter toute circulation de courant plaque ou écran, la plaque de cette lampe se trouvant à un potentiel de quelques milliers de volts, la lampe serait irrémédiablement détruite si elle devenait conductrice.



Pendant le temps de retour, aux bornes des bobines de déflexion horizontale, nous avons une forte surtension négative, nous trouverons une très forte surtension positive, car le sens d'enroulement est inversé par rapport à celui des bobines de déviation. Cette surtension est alors appliquée à la diode THT et à l'anode du tube cathodique.

Pour que le balayage du tube cathodique soit parfait, il faut que le signal d'entrée sur la

lampe finale soit correct. Ce signal doit tenir compte du matériel utilisé et du standard reçu. Il faut aussi que le créneau négatif au début du cycle soit le plus brusque possible, car la coupure du courant anodique du tube final fait augmenter d'une façon considérable la tension anodique pendant le retour du spot ; or c'est ce temps de retour qui conditionne la THT. Plus la coupure sera lente à s'établir, moins la THT sera importante. De ceci, nous déduisons qu'il faut obligatoirement appliquer une tension négative à la grille telle que le temps de descente de tension soit plus court que le temps de montée du courant anodique, ce qui est le rôle du circuit de peaking qui introduit un créneau rectangulaire.

Ce circuit sera composé d'un condensateur de 470 pF, dont une extrémité sera branchée à l'anode de la 2^e triode du tube multivibrateur ECC82. Cette capacité sera commutée en série avec un potentiomètre monté en résistance d'une valeur de 100 kΩ. En 405 lignes, on réglera ce potentiomètre de façon à obtenir le maximum de lumière sur l'écran et une bonne linéarité horizontale.

Il faut que cette résistance soit réglée d'une façon correcte, car

c'est elle qui permet de bloquer et de débloquer la lampe finale. Si la finale se trouve être débloquée trop tôt, cela se traduit par un tassement du haut et du bas de l'image, car le début de cette image se trouve être important. Si la lampe est débloquée trop tard, on observe une barre lumineuse au centre de l'écran. Ces deux défauts disparaissent en réglant correctement le potentiomètre.

Dans la cathode de la première triode ECC82 du multivibrateur il sera nécessaire d'ajouter un troisième self BV2 shuntée par un condensateur de 0,1 μF venant aboutir à une troisième position du commutateur qui comportera ainsi trois positions : 819-625

Il faudra aussi prévoir dans la grille de la seconde triode ECC82 un potentiomètre commutable de 250 kΩ qui sera réglé à 10 125 Hz, fréquence du balayage 405 lignes. Le réglage de ce potentiomètre ainsi que de la bobine BV2 se fera suivant le procédé décrit dans notre chronique n° 1114.

Il restera maintenant à adapter les bobines de déflexion au transformateur THT. On remarquera (voir fig. 1, page 88, n° 1119) que deux enroulements sont prévus sur la THT Videon pour les bobines de déflexion, ce qui va permettre l'adaptation d'impédance nécessaire.

Le schéma est donné ci-dessus. A la sortie bob. ho, il faut adapter l'ensemble de déflexion. Les bobines doivent être connectées en parallèle, seule condition pour tenir l'impédance nécessaire venant aux trois systèmes de balayage. En série, on insère un circuit de linéarité composé d'une bobine Videon SL 15, sur lequel on met en série une résistance de 220 Ω. Un commutateur permettra de sélectionner l'ensemble sur une ou deux bobines du transformateur

FRANCE DX TV C
30, rue Jean-Moulin
33-Villenave-d'Orn

BANDES MAGNÉTIQUES

qualité Son professionnel

(Studios d'enregistrement, Radio-diffusion, etc.)

GALETTE 750 m 15,00 - Bobine 18 cm (360 m.) 10,00
Bobine 15 cm (240 m.) 9,00 - Bobine 13 cm (180 m.) 7,50

L'affaire du moment : PROJECTEURS 8 mm.
Valeur courante 960,00 F soldés 320,00

SPÉCIALITÉS DE FILMS ÉDITÉS

pour amateurs et collectionneurs

8 - 9,5 - 16 mm muets ou sonorisés

Vente avec possibilités d'échange permanent, prix minimales
Conditions et catalogue sur simple demande à :

G. GAYOUT 4, bd St-Martin, Paris - Tél. : 607-61-10

Occasions : photo, ciné, radio, télé, disq. AVEC LA GARANTIE DU NEUF

MODULES PRÉAMPLIFICATEURS ET AMPLIFICATEURS BF

CINQ nouveaux modules, de fabrication japonaise (1), permettront à de nombreux amateurs de résoudre rapidement et à peu de frais certains problèmes de préamplification ou d'amplification basse fréquence selon les sources de modulation dont ils disposent.

Les quatre premiers modules concernent en effet uniquement la préamplification ou l'amplification BF :

- module préamplificateur de pick-up à 2 transistors TM300 ;
- module préamplificateur pour

ont mentionnées : type de module et branchements.

Deux trous des boîtiers permettent leur fixation dans une position quelconque.

MODULE PRÉAMPLIFICATEUR DE PICK-UP

Ce module équipé de deux transistors, a été spécialement conçu pour l'utilisation d'un pick-up magnétique d'une impédance inférieure à 50 k Ω . Son gain est de 35 dB, sa tension maximum de sortie de 2,2 V et sa tension d'en-

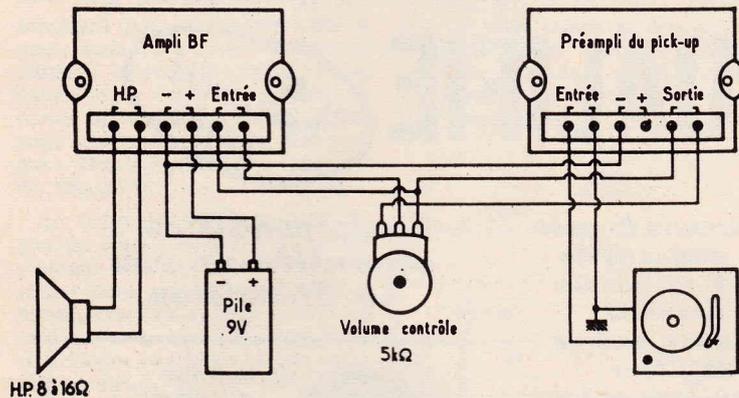


FIG. 1

tête magnétique à 2 transistors TM350 ;

- module amplificateur de guitare à 4 transistors TM450 ;
- module amplificateur BF à 4 transistors TM200 ;

Le cinquième module est un oscillateur à un transistor pour apprendre le Morse TM250.

Tous ces modules sont présentés dans des boîtiers en matière plastique dont les dimensions sont les suivantes : largeur 95 mm ; profondeur 60 mm ; hauteur 20 mm. Les fonds des boîtiers sont démontables et donnent accès aux éléments disposés sur un circuit imprimé perpendiculaire au boîtier. Tous les raccordements sont réalisés sur la partie supérieure, par l'intermédiaire d'une barrette à 6 vis, au-dessus de laquelle toutes les indications

trée maximum de 60 mV. Les corrections réalisées correspondent à la courbe RIAA. L'alimentation s'effectue par une pile de 9 V.

La figure 1 montre le branchement à réaliser en utilisant ce module avec le module amplificateur décrit plus loin. On remarquera la disposition du potentiomètre de 5 k Ω réglant le volume.

MODULE PRÉAMPLIFICATEUR POUR TÊTE MAGNÉTIQUE

Ce module à deux transistors réalise l'adaptation de toute tête magnétique de magnétophone. Son gain est de 35 dB, sa tension maximum de sortie de 2,2 V et sa tension maximum d'entrée de 60 mV. Courbe de correction NARTB. Alimentation par pile 9 V. La figure 2 montre son branchement.

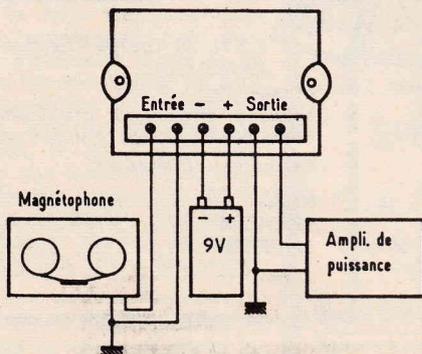


FIG. 2

MODULES AMPLIFICATEUR ET

AMPLIFICATEUR GUITARE A QUATRE TRANSISTORS

Les branchements des modules amplificateur et amplificateur guitare, tous deux équipés de quatre transistors, sont identiques, seules les corrections sont différentes. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

- Impédance d'entrée 5 Ω ; impédance de sortie 8 - 16 Ω . Tension d'alimentation sous 6 ou 9 V. Puissance maximum de sortie :
 - 250 mW avec alimentation 6 V et haut-parleur de 8 Ω .
 - 700 mW avec alimentation 9 V et haut-parleur de 8 Ω .

Gain de puissance avec alimentation 9 V et haut-parleur de 8 Ω : 85 dB.

Ce module peut être attaqué directement par la sortie d'un tuner, d'un pick-up cristal. Il peut servir d'amplificateur téléphonique, d'amplificateur d'enregistrement, etc.

La figure 3 montre les branchements. Dans le cas de l'emploi d'un pick-up magnétique, il doit être précédé du préamplificateur de pick-up et branché comme indiqué par la figure 1.

MODULE OSCILLATEUR POUR APPRENDRE LE MORSE

Ce module comprend un transistor monté en oscillateur avec un transformateur miniature. Son branchement très simple est schématisé par la figure 4 : deux bornes sont reliées au haut-parleur d'une impédance de 3 à 16 Ω , deux bornes au manipulateur et les deux dernières à la pile d'alimentation dont la tension peut être comprise entre 3 et 9 V.

ALIMENTATION SECTEUR 110/220 V - 6-9 V 400 mA (REF. SP 100)

Cette alimentation secteur est destinée à remplacer éventuellement la pile 9 V de l'un des modules précités ou à alimenter un appareil à transistors quelconque (récepteur, magnétophone portatif, talkie-walkie, etc.) alimenté sous 6 ou 9 V et dont l'intensité d'alimentation est inférieure à 400 mA.

tif, talkie-walkie, etc.) alimenté sous 6 ou 9 V et dont l'intensité d'alimentation est inférieure à 400 mA.

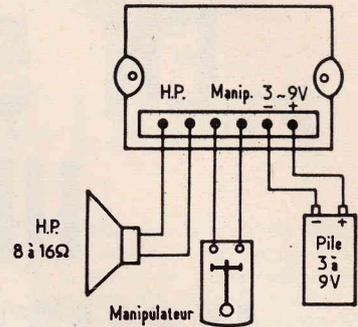


FIG. 4

L'alimentation est présentée dans un boîtier métallique gris noir de 130 x 75 x 45 mm. L'un des côtés comporte la prise de courant et un inverseur à glissière 110-220 V et le côté opposé un deuxième inverseur 6-9 V. Les deux fils de sortie se terminent par une prise à deux contacts bouton-pression, du type pile miniature. On a donc la possibilité d'un branchement immédiat dans le cas d'un appareil équipé d'une telle pile. Il est bien entendu possible de remplacer les contacts à bouton-pression par une prise à quatre broches correspondant à l'appareil à alimenter.

(1) Les cinq modules et l'alimentation secteur sont disponibles aux Ets Radio-Prim.

MODULES POUR PREAMPLIS ET AMPLIS

Audio Power Amplifier MD 200.	Prix	44,00
Code Oscillateur MD 250 ..		22,00
Phono Pré-Amplifier MD 300.	Prix	32,00
Tape Pré-Amplifier MD 350.	Prix	30,00
Guitare Amplifier MD 450.		45,00

RADIO-PRIM

Ouverts sans interruption de 9 h à 20 h sauf dimanche

Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budepost PARIS (9^e) - 744-26-10
 GARE DE LYON : 11, bd Diderot PARIS (12^e) - 628-91-34
 GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc PARIS (10^e) - 607-05-15

Tous les jours sauf dimanche de 9 à 12 h et 14 h à 19 h
 GOBELINS (MJ) - 19, r. Cl-Bernard PARIS (5^e) - 402-47-69
 PARKING GRATUIT ASSURE

Pte DES LILAS - 296, r. de Belleville PARIS (20^e) - 636-40-48

Service Province :

RADIO-PRIM

6, allée Verte - PARIS (11^e)

C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente :

Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

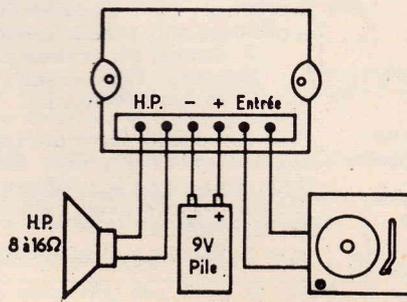


FIG. 3



RR - 4.41. — M. Henri Korb, à la Varenne-Ste-Hilaire (Val-de-Marne).

Convertisseur simple OC, page 127, n° 1109.

1° Le condensateur variable à deux cases, CIA et C1B, présente une capacité de 100 pF (et non pas 1 000 pF) par case.

2° Les bobinages T1 et T2 ne sont pas des composants commerciaux ; l'amateur doit les réaliser lui-même. Les nombres de tours dépendent de la gamme OC à recevoir.

RR - 4.42. — A de très nombreux lecteurs :

Concernant les stations de radiodiffusion anglaises, dites « stations-pirates », installées en mer (Radio - Caroline, Radio - London, Radio-Véronica, Radio - Scotland, etc., etc.) nous avons reçu un très grand nombre de lettres.

Nous remercions tous nos lecteurs de leur aimable correspondance. Néanmoins, nous hésitons à publier les horaires et surtout les fréquences de ces émetteurs. En fait, parmi toutes les lettres reçues, on peut dire que presque aucun renseignement ne correspond ?

Disons donc que ces « stations-pirates » fonctionnent dans la gamme PO et plus particulièrement entre 1 000 et 1 600 kHz, et que leur fréquence respective doit vraisemblablement changer souvent !

RR - 4.43. — M. Michel Ting, à Rueil - Malmaison (Hauts-de-Seine).

1° La Maison « Supersonic » n'existe plus.

2° En ce qui concerne le tube cathodique cité dans votre lettre, vous nous donnez son numéro d'identification militaire. C'est son immatriculation normale (civile) qu'il faudrait nous indiquer pour que nous puissions vous communiquer ses caractéristiques et son brochage d'après nos documentations.

RR - 4.44. — M. Gérard Thuillier, à Coudekerque (Nord).

Il s'agit d'une impossibilité de réglage correct de la fréquence « lignes » (en 625 lignes). C'est sur cette base de temps qu'il faut agir, le tuner UHF n'étant pas en cause.

D'après vos explications, nous déduisons que la fréquence « lignes » est trop faible. Il faut l'augmenter en diminuant la ré-

sistance du potentiomètre prévu à cet effet ; si le potentiomètre arrive en butée avant que la stabilisation soit obtenue, diminuer la valeur de la résistance fixe en série dans ce même circuit.

RR - 4.45. — M. Dominique Dupont, à Nice.

1° Nous ne disposons pas des schémas que vous désirez pour lesquels une étude spéciale, adaptée à vos composants, serait nécessaire.

2° H.-P. n° 1 080, page 53, figure 3 :

a) Sur le schéma, concernant le transistor T1, il faut évidemment inverser les représentations « émetteur » et « collecteur ».

b) Cet adaptateur pour courant alternatif convient surtout aux fréquences industrielles.

c) 71 A = OC71 ou AC125.

d) Nous ne disposons plus de la maquette ; pour vos autres questions, veuillez donc vous adresser directement au réalisateur, à savoir Radio-Prim, Radio MJ.

RR - 4.46. — M. Guy Deneyer, à Bruxelles (3°).

Pour la fourniture du transformateur de sortie BF qui vous intéresse, veuillez vous adresser directement aux Etablissements « Alfara », 48, rue Laffitte, Paris 9°.

RR - 4.47. — M. Jean Chapas à Rouayres-de-Mayres (Puy-de-Dôme).

Vos questions nécessitent des réponses avec un très long développement, et de ce fait, sortent du cadre de cette rubrique.

Nous vous conseillons l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », 6° édition (Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris 2°). Dans cet ouvrage, vous trouverez :

a) de très nombreux montages d'émetteurs, du simple au complexe ;

b) de nombreux montages de récepteurs ou d'adaptateurs pour trafic OC ;

c) la réglementation s'appliquant aux stations d'amateur (car l'émission est réglementée...).

RR - 4.48. — M. J. M. Blin, à Nanterre (Hauts-de-Seine).

1° Nous ne possédons pas le schéma du récepteur américain

T1424 ; il ne figure d'ailleurs dans aucune schémathèque.

2° Les haut-parleurs à bobine d'excitation n'existent pratiquement plus ; il faudrait employer un haut-parleur moderne à aimant permanent. L'impédance de sa bobine mobile dépend du transformateur de sortie utilisé sur le récepteur. Quant aux fils aboutissant primitivement à la bobine d'excitation, ils seront reliés à une simple bobine à fer de filtrage.

3° Pour l'alimentation en 220 V, nous ne vous conseillons pas d'employer un tube-ballast adéquat ou une résistance en série. Utilisez plutôt un petit transformateur ou auto-transformateur abaisseur 220/110 V.

4° Les lampes utilisées sur ce récepteur sont tout à fait classiques (série octale). Vous trouve-

rez leurs caractéristiques et leurs brochages dans n'importe quel lexique de tubes de radio.

RR - 4.49. — M. Claude Gouillon, à Samain (Nord).

Votre groupement de quatre haut-parleurs doit évidemment être monté dans le même meuble, la même enceinte acoustique. Nous vous conseillons une enceinte aux dimensions suivantes : 65 x 40 x 105 cm ; épaisseur du matériau = 2,5 cm ; dimensions de l'évent = 37 x 10 cm ; revêtement interne : laine de verre.

RR - 4.50. — M. A. Le Quère, à Bagnaux (Hauts-de-Seine).

1° Nous vous remercions de nous avoir communiqué vos résul-

UN APPAREIL SURPRENANT DE PRÉCISION :

LE STYLOSCOPE AUX TROIS USAGES

EN DIRECT DE TOKYO...

① LONGUE VUE AVEC LE STYLOSCOPE TRIPLE ACTION VOUS RÉALISEREZ DES EXPÉRIENCES PASSIONNANTES

② MICROSCOPE

③ LOUPE

C'est réellement un appareil étonnant que ce "styloscope", remarquable mise au point de la science optique Japonaise. Présenté comme un stylo, qui s'accroche facilement à votre poche, il vous apportera de nombreuses satisfactions. C'est ainsi que vous l'utiliserez indifféremment comme :

LONGUE VUE ; vous pourrez lire un journal à 10 mètres ; il vous révélera à plusieurs centaines de mètres, les détails vestimentaires des promeneurs.

MICROSCOPE ; vous pourrez analyser aisément le comportement d'un insecte, ou la racine d'un cheveu avec sa glande sébacée qui sera grossie 30 fois.

LOUPE ; un petit caractère d'imprimerie pour vous illisible, une signature difficile à déchiffrer, vous apparaîtront 4 fois plus gros.

SA PRÉSENTATION TRÈS SOIGNÉE EN FAIT LE CADEAU IDEAL

Il vous sera livré, avec une notice d'utilisation très détaillée, illustrée de nombreux dessins, dans un luxueux coffret guilloché or, intérieur soyeux. Un bon de garantie TOTALE est joint à chaque appareil.

GARANTIE TOTALE

Le STYLOSCOPE est garanti monté avec des pièces en verre taillé et surfacé rigoureusement conformes aux normes internationales. Toute pièce reconnue défectueuse est immédiatement échangée, gratuitement et à nos frais.

SEULEMENT **25,00 F** FRANCO OFFRE SPÉCIALE

Si vous désirez en offrir un, les 2 ne vous coûteront que 45,00 F

BON DE COMMANDE AVEC GARANTIE TOTALE

(A DÉCOUPER OU A RECOPIER ET A RETOURNER DÈS AUJOURD'HUI AU C.A.E. 47, RUE RICHER, PARIS 9° CCP PARIS 20-309-45.)

Veuillez m'adresser avec toutes les garanties énumérées ci-dessus :

Mon STYLOSCOPE 3 USAGES au prix de 25,00 F franco

Deux exemplaires au prix de 45,00 F franco

Je joins à ce bon (mettre une croix devant la formule choisie) un chèque postal un chèque bancaire un mandat-lettre Je paierai 2,50 F en sus au facteur qui me l'apportera (cette dernière formule n'est pas valable pour l'étranger)

NOM

ADRESSE

ce n'est que le bras
du tourne-disques ERA, le plus
connu le MK 3. *



Dans un tourne-disques, le bras
est l'essentiel : il doit suivre sans
résistance les moindres mouve-
ments d'une pointe de lecture
dont la masse dynamique n'ex-
cède pas un milligramme, sinon
la tête de lecture s'abîme ou le
son est déformé.

Le bras ERA, par son principe
même est de très loin le plus
souple puisque grâce à ses qua-
tre lames contre-croisées son
pivot est fictif, sans existence
matérielle **

Etudes et Recherches Acoustiques

53, rue Croix-Nivert, PARIS-15^e - FON 22-58

* On nous a suggéré de le vendre seul. Nous avons préféré l'intégrer à un tourne-disques d'un prix abordable à tous.

** Nous vous enverrons avec plaisir une documentation détaillée. Nous avons choisi des points de ventes où de véritables spécialistes de la haute fidélité vous conseilleront.

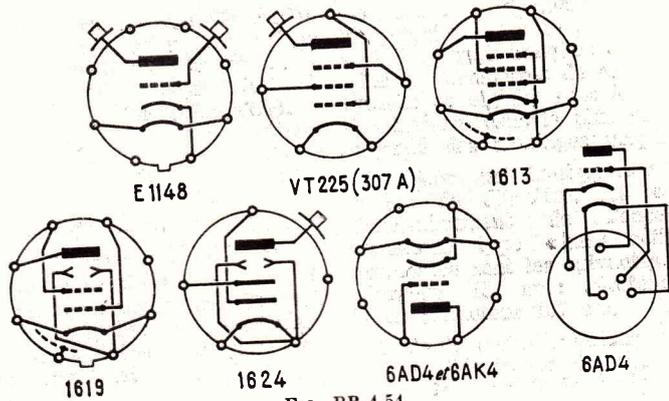
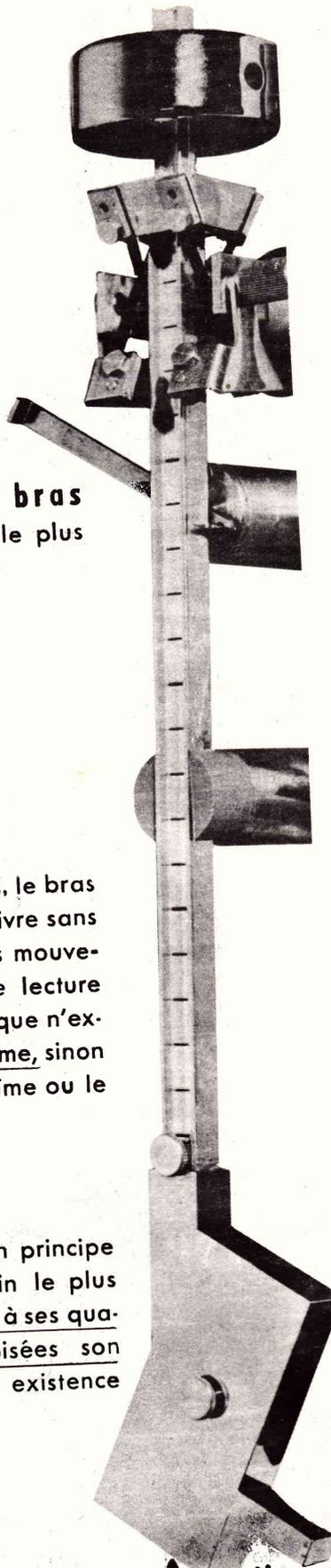


Fig. RR-4.54

tats de réception avec antenne
« log-périodique » et nous vous en
félicitons.

2° Nous ne connaissons pas les
transistors ST 48 QG 6432 et CAE
23 Q 451.

3° Nous n'avons pas publié des
montages réverbérateurs BF ne
comportant aucun élément méca-
nique comme ligne de retard.

4° Le compte-tours électronique
qui vous intéresse a été décrit
dans le numéro 1091, page 96.
figure 4.

RR - 4.51. — M. Raymond Mo-
reau, à Cambrai (Nord).

Vous avez construit un oscilla-
teur à quartz dont le schéma a
été publié dans la revue et ce
montage ne fonctionne pas...

Fort heureusement, plus loin
vous nous dites ne pas avoir pla-
cé le quartz parce que vous n'en
aviez pas !

Alors, ne cherchez pas davan-
tage. Un oscillateur à quartz,
sans quartz, ne peut pas fonc-
tionner...

RR - 4.52. — M. Alain Gérard,
à Rennes (I.-et-V.).

Nous vous conseillons de vous
adresser aux établissements « Ma-
gnétic-France » qui pourront vous
fournir les matériels souhaités et
tous les renseignements s'y rap-
portant (175, rue du Temple, Pa-
ris 3^e).

RR - 4.53. — M. Gérard Caul-
lot, à Reims (Marne).

Oscilloscope à tube VCR 139 A,
n° 1105.

1° On peut également amener
la tension de chauffage 6,3 V à
4 V pour le tube cathodique par
l'intercalation d'une résistance
2,09 Ω 3 W). Mais une telle ré-
sistance n'est pas courante ; en
outre, une pointe de tension anor-
male se trouve ainsi appliquée
sur le filament lors de chaque
mise en service.

2° Il n'y a pas de connexion à
établir en fil blindé.

3° Il ne faut pas confondre
« tension appliquée » et « tension
inverse ». On ne peut pas utiliser
des diodes à tension inverse de
600 V.

4° S.A. « Soral », 4, cité Grise
Paris 11^e.

5° Il n'est pratiquement pas
possible de monter plus haut la
fréquence de balayage que ce qui
a été prévu (difficulté d'oscilla-
tion et mauvaise linéarité).

RR - 4.54-F. — M. Cauhape,
Tours.

1° Caractéristiques et brochages
des tubes :

E 1148 : triode d'émission
cl. chauffage 6,3 V 0,2 A ; Va =
300 V ; Ia = 25 mA ; S = 3 mA/V ;
Vg = 25 V ; ρ = 8 300 Ω ; W =
3,5 W ; F max. = 300 MHz
(autre immatriculation = DET)

VT225 (WE 307 A) : pentode
d'émission ; chauffage 5,5 V 1 A
Va = 500 V ; Vg1 = -35 V ;
Vg2 = 250 V ; Ia = 60 mA ; S =
13 mA/V ; k = 4 mA/V ; ρ = 15
120 ; ρ = 30 kΩ ; Wa = 15 W ;
Ig1 = 1,4 mA ; Wu = 20 W HF

1613 : pentode d'émission
chauffage 6,3 V 0,7 A ; Va =
350 V ; Vg1 = -35 V ; Vg2 =
200 V ; Ia = 50 mA ; Ig2 =
13 mA ; S = 2,5 mA/V ; Wa =
10 W ; Wu = 9 W HF ; Ig1 =
3,5 mA (0,22 W).

1619 : tétrode d'émission
chauffage 2,5 V 2 A ; Va = 400 V ;
Vg1 = -55 V ; Vg2 = 300 V ;
Ia = 75 mA ; Ig2 = 10,5 mA ;
Ig1 = 5 mA (0,36 W) ; Wa =
4,5 mA/V ; Wa = 15 W ; Wu =
19,5 W HF.

1624 : tétrode d'émission
chauffage 2,5 V 2 A ; Va = 600 V ;
Vg1 = -60 V ; Vg2 = 300 V ;
Ia = 90 mA ; Ig2 = 10 mA ;
Ig1 = 5 mA (0,43 W) ; S = 4 mA/V ;
Wa = 16,5 W ; Wu = 35 W HF

6AD4 : triode VHF ; chauffage
6,3 V 0,15 A ; Va = 100 V ;
Ia = 1,4 mA ; S = 2,7 mA/V ;
Vg = 70 ; ρ = 26 kΩ ; Wa = 0,7
W ; Vg = -3,6 V pour cutt-off ;
brochages possibles (voir figure 1)

6AK4 : triode VHF ; chauffage
6,3 V 0,15 A ; Va = 200 V ;
Ia = 6,5 mA ; S = 5,5 mA/V ; k =
20 ; ρ = 5,5 kΩ ; Vg = -20 V ; pour cutt-off
Wa = 3 W ; F max. = 500 MHz

Les brochages de ces tubes
représentés sur la figure 1

2° En ce qui concerne les
d'émission, si aucune indication
spéciale n'est donnée, il faut
toujours des conditions de fonc-
tionnement HF classe C non m

RR - 4.08-F. — M. J.-L. Barbara, à La Ciotat (Bouches-du-Rhône) nous demande un schéma lui permettant d'utiliser un thy-

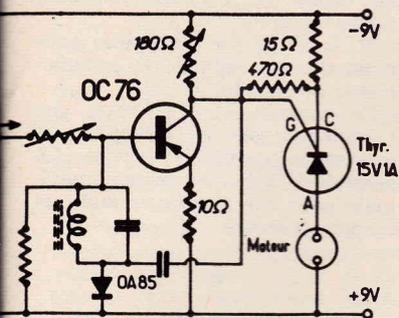


FIG. RR-4.08

ristor à la place d'un relais électromagnétique.

La petite complication que vous avez rencontrée vient de la différence entre les polarités à respecter dans les alimentations de chaque section. La figure RR-4.08 vous montre la solution.

Le relais primitivement installé dans le collecteur de l'OC76 est remplacé par une résistance ajustable de 180 Ω. Le reste du schéma se passe de commentaire.

RR - 4.07-F. — M. Guy Malosse, à Lyon (3^e) nous demande les caractéristiques de fabrication d'une antenne-fouet pour l'émission et la réception en mobile sur voiture pour les bandes 80, 40, 20, 15 et 10 m.

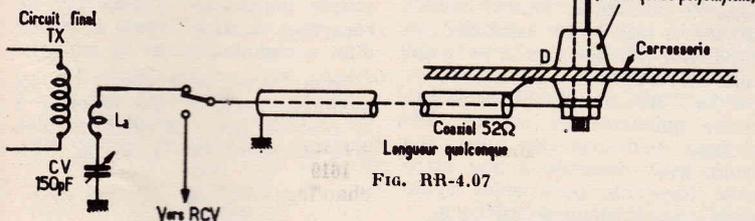


FIG. RR-4.07

1^o Nous vous suggérons l'emploi de l'antenne du type « center loaded » représentée sur la figure RR - 4.07.

La tige du bas a un diamètre de 10 à 12 mm (question de solidité mécanique, uniquement) ; elle est fixée à la carrosserie ou sur le pare-choc arrière du véhicule à l'aide d'un bloc de traversée isolant en céramique ou en polystyrène ; sa longueur CD est de 120 cm.

La tige supérieure peut avoir un diamètre plus petit, 4 à 6 mm par exemple ; sa longueur AB est de 155 cm.

Ces deux tiges sont reliées entre elles solidement mécaniquement (et électriquement, aussi) par l'intermédiaire d'une bobine L sur mandrin qui comporte au total 60 tours de fil de cuivre argenté de 12/10 de mm enroulés sur un diamètre de 70 mm ; longueur totale de l'enroulement : 130 mm, soit un espacement de 1 mm en-

viron entre spires (exécuter un enroulement absolument rigide).

Un fil souple terminé par une pince crocodile permet de court-circuiter plus ou moins de spires, selon la bande de trafic. Pour 80 m, on utilise toute la bobine ; pour 40 m, on utilise 21 tours ; pour 20 m, 6 tours seulement ; pour 15 m, on ne conserve que 4 tours ; et pour 10 m, la bobine doit être totalement court-circuitée. L'ensemble de la bobine L (pièces d'assemblage mécanique, mandrin et enroulement) est recouvert d'un manchon cylindrique de protection en rhodoïd.

Les nombres de tours indiqués précédemment sont ceux que nous avons trouvés au cours d'essais ; ils peuvent servir de départ, car ils peuvent aussi varier très légèrement d'une installation à l'autre, d'un véhicule à l'autre. Pour l'amateur, le mieux est qu'il détermine lui-même le nombre de tours convenable pour chaque bande de travail en mesurant exactement la fréquence de résonance de l'antenne installée à l'aide du grid-dip-mètre.

A ce propos, disons que toutes

3^o Du point de vue réalisation commerciale, nous vous signalons l'antenne type BA5 à bobines amovibles construite par F9BL à Saint-Jean-de-Losne (Côte-d'Or).

RR - 4.13. — M. Marcel François, à Carignan (Ardennes).

Il est possible qu'un émetteur de radiocommande sur 72 MHz puisse perturber le fonctionnement de téléviseurs dans le voisinage immédiat.

Il faut alors réduire les rayonnements non essentiels de cet émetteur, et la solution la plus fréquemment adoptée consiste à remplacer le circuit accordé final ordinaire par un circuit en π . Le rayonnement de l'onde sur 72 MHz ne s'en trouvera pas altéré. D'autre part, correctement réglé, ce circuit permettra une meilleure adaptation de l'antenne. Enfin, ce circuit se comportant en filtre passe-bas, éliminera le rayonnement harmonique indésirable.

RR - 4.14. — M. Ouari Bouzid, à Alger (Algérie).

Le redresseur SFR 191 correspond au redresseur BYX 13-400 dans les immatriculations normalisées.

Quant à tous les autres semi-conducteurs (redresseurs et transistors) indiqués dans votre lettre, ils portent précisément des immatriculations normalisées, désormais courantes, et il n'y a donc pas de correspondance à indiquer.

RR - 5.06. — M. André Cagnet, à Saint-Vallier (Saône-et-Loire).

1^o Il n'y a pas une impédance préférentielle à adopter. Ce qu'il importe est que l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur et que l'impédance du secondaire du transformateur de sortie soient égales. Or, dans votre cas particulier, cette condition peut être satisfaite, soit pour 3 Ω, soit pour 15 Ω.

Néanmoins, comme il s'agit de la modification d'un amplificateur existant, il faudrait examiner s'il possède un circuit de contre-réaction partant du secondaire du transformateur de sortie d'origine. Dans l'affirmative, il serait alors intéressant d'adopter pour la transformation, l'impédance (3 ou 15 Ω) se rapprochant le plus possible de l'impédance d'origine pour laquelle le circuit de contre-réaction avait été conçu.

2^o Il est parfaitement possible d'utiliser un haut-parleur de 6, 10 ou 20 W sur un amplificateur de 5 W. Mais l'inverse n'est pas recommandé !

3^o Dans un amplificateur BF : les potentiomètres de gain sont à variation logarithmique ;

les potentiomètres de correction (graves et aigus) sont à variation linéaire dans la plus grande majorité des montages proposés.

4^o Pour un haut-parleur de 30 cm de diamètre, les cotes d'encombrement de l'enceinte acoustique type « bass reflex » convenable sont les suivantes : largeur 65 cm ; profondeur 40 cm ; hauteur 105 cm.

Il s'agit des dimensions extérieures, l'épaisseur du matériau de construction (bois aggloméré) étant de 2,5 cm.

Revêtement intérieur en laine de verre non tassée.

Dimensions de l'évent : 37 x 10 cm (ouverture rectangulaire sur la face avant de l'enceinte, au-dessous du haut-parleur, à une distance de 15 cm).

Tunnel d'accord : 37 x 10 x 5,4 cm (fixé autour de l'évent et prolongeant ce dernier à l'intérieur de l'enceinte sur 5,4 cm).

RR - 5.10. — M. André Conq, à Brest.

1^o Les immatriculations des transistors citées dans votre lettre sont des immatriculations européennes normalisées.

2^o Vous pouvez vous procurer ces transistors, sous les immatriculations données, à la Radiotechnique RTC ou chez les revendeurs de cette firme.

3^o Nous avons déjà publié de nombreux schémas de montages de récepteurs pouvant fonctionner sur automobiles, ainsi que des récepteurs spécialement auto-radio. Veuillez consulter nos tables des matières et votre collection de « Haut-Parleur » pour faire votre choix.

RR - 4.12/F. — M. Alain Manoury, à Viry-Châtillon (Essonne).

Caractéristiques et brochage du tube AZ50 : Redresseur biplaque ;

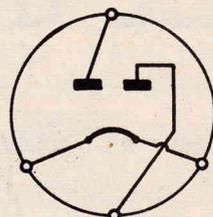


FIG. RR-4.12

chauffage 4 V - 3 A ; $V_p = 500$ V eff. ; $I_p = 250$ mA. Brochage, voir figure RR - 412.

RR - 4.15. — M. Grosmaître, à Ermont (Val d'Oise).

Emetteur-récepteur 27-MHz du numéro 1104.

Page 147, figure 1 :



LE BLOC-SOURCE EST SORTI

C'est une chaîne haute fidélité complète : Amplificateur stéréo puissant de 2×20 watts ; tuner FM Multiplex très sensible ; table de lecture à contre-platine suspendue.

C'est une chaîne haute fidélité intégrée pas plus grande qu'un tourne disque seul : vous n'avez pas à faire les raccordements : le bloc source est tout branché*.

Etudes et Recherches Acoustiques, fabricant de platines haute fidélité, pouvait seul réaliser une chaîne aussi compacte d'un prix aussi bas**.

Dans ce domaine aussi **ERA innove.**

ERA

C'EST :

Etudes et Recherches Acoustiques

53, rue Croix-Nivert, PARIS-15^e - FON 22-58

* Naturellement les enceintes acoustiques restent séparées.

** Nous vous enverrons avec plaisir une documentation détaillée. Nous avons choisi des points de vente où de véritables spécialistes de la haute fidélité vous conseilleront.

Salon International de la Radio et de la Télévision — ALLÉE 9 — STAND 130

Transformateur driver : Audax TRSS17 ;

Transformateur de sortie : Audax TRS54.

Page 148, figure 3 :

Transformateur Audax type TRS 54 ; enroulement à point milieu du côté de R38 et C42, la prise médiane n'étant pas utilisée.

RR - 4.16. — M. Gilles Teysandier, à Jarville (M.-et-M.).

1° Les lampes CBL6, CY2, AL2, AB2 et E446 datent des années 30...

Vous trouverez leurs caractéristiques et brochages dans un lexique de tubes radio tel que le Vade-Mecum Brans. Mais nous ne vous cacherons pas qu'il s'agit là de tubes désuets et ne présentant plus aucun intérêt.

2° Tous les radioélectriciens possèdent en général de nombreux récepteurs anciens, appareils repris à leurs clients.

Toutefois, nous ne vous conseillons pas d'acquérir un tel récepteur pour le transformer en récepteur « ondes courtes » ; les résultats seraient décevants. Choisissez un bon récepteur, fonctionnant bien en PO, et faites-le précéder d'un adaptateur OC que vous pourrez construire facilement vous-même.

RR - 4.17. — M. Bernard Cau, à Pavillons-sous-Bois (Seine-Saint-Denis).

Antenne pour réception OC.

Certes, vous pouvez utiliser une antenne accordée toutes bandes, dipôle à descente centrale, du type W3DZZ. Mais, s'il ne s'agit que de réception, c'est un peu superflu ; un simple fil horizontal d'une quinzaine de mètres, bien dégagé au-dessus des toits, bien isolé, avec descente à une extrémité (descente bien isolée également) est largement suffisant.

RR - 4.18. — M. Etienne Hiss, à Melun (S.-et-M.).

C'est dans le numéro 1 097, à la page 107, que nous avons étudié une commande de flash par thyristor.

En consultant la table des matières que nous publions chaque année, vous auriez eu ce simple renseignement immédiatement.

RR - 4.19. — M. B. Bégaud, à Saint-Jean-de-Luz (B.-P.).

Bloc de bobinages OC, page 122, n° 1 095.

1° Tout d'abord, nous vous rappelons le rectificatif publié à la page 134, du n° 1 097.

En outre, sur la figure 3, page 123, dans chaque connexion de masse des galettes 3, 6 et 9 de court-circuit, il faut intercaler un condensateur de 10 nF.

2° Nous ne vous conseillons pas la construction d'un second étage HF.

3° L'espacement pour le couplage entre deux enroulements sur un même mandrin est de 3 à 4 mm environ.

4° Il n'y a pas de valeur optimum pour le réglage du potentiomètre de sensibilité.

Ce potentiomètre se règle par l'opérateur, lors de l'utilisation, en suivant la sensibilité requise. La sensibilité est évidemment maximale pour une résistance nulle de ce potentiomètre.

RR - 4.20. — M. Jean-Pierre Lesecq, à Coutiches (Nord).

Talkie-walkie 27 MHz (TR 466 page 100, n° 1 099).

1° Dans un bobinage, le côté « froid » est celui qui aboutit directement ou indirectement à la masse ou à l'alimentation, par opposition au côté « chaud » qui aboutit aux électrodes du transistor (ou d'une lampe).

2° Bobine L4 : diamètre intérieur 12 mm, sur air, autour L3 (voir page 101, fig. 3).

3° Bobine d'arrêt ch : 60 tours jointifs (pas critique) de fil de cuivre sous soie de 1/10 de mm enroulés sur le corps d'une résistance de 100 kΩ servant de support.

RR - 4.21. — M. F. Arnault à Paris (4^e) nous demande schéma d'un dispositif régulateur simple permettant d'alimenter un récepteur à transistors à partir d'un accumulateur de 12 volts.

Nous avons déjà décrit un montage. Veuillez vous reporter à la réponse RR - 12.07/F publiée précédemment (n° 1 114, p. 11).

RR - 4.22. — M. Mascarelli Soisy-s/-Montmorency (Val d'Oise) est intéressé par le montage publié à la page 121, n° 1 097 (RR 6.32-F) destiné à remplacer la pile de 1,5 V des voltohmmètres électroniques, mais pense à des erreurs sur les caractéristiques des composants proposés.

En fait, il n'y a pas d'erreur. L'intensité redressée est de 460 mA ; la diode BY160 convient donc fort bien (intensité normale 500 mA). Certes, la diode présentant une tension inverse maximale de 450 V, on aurait pu en choisir une ayant une tension inverse moindre. Mais, alors, on trouve des diodes redressant 25 ampères qui, finalement, sont plus encombrantes.

Quant à la résistance de 100 kΩ, elle est destinée à provoquer une forte consommation permanente par rapport à la consommation durant une mesure, celle-ci étant assez faible contrairement à ce que vous supposez. Ceci a pour

d'obtenir une bonne régulation de la tension de 1,5 V afin de ne pas altérer la précision des mesures.

Quant à sa puissance, il est évident qu'une résistance de 5 W suffisait théoriquement. Mais nous avons voulu éviter tout rayonnement excessif de chaleur à l'intérieur de l'appareil ; nous avons donc utilisé cette résistance de 15 Ω - 30 W à collier réglable (que nous avons sous la main...), qui ne chauffe pratiquement pas (dimensions : longueur 65 mm, diamètre 20 mm).

L'ensemble des composants (diode, résistance, condensateurs) trouve aisément sa place à l'intérieur du voltohmmètre Métrix type 742 B.

RR - 4.23. — M. Jacques Lenne, à Saint-Amand-les-Eaux (Nord).

Votre alimentation 12 volts est très probablement transformable pour obtenir 9 volts. Mais pour que nous puissions en juger avec certitude et, le cas échéant, vous indiquer les modifications à apporter, il faudrait nous faire parvenir le schéma de l'alimentation actuelle.

RR - 4.24. — M. J.-M. Woelfer, à Haute-Yutz (Moselle).

Montages de compte-tours électroniques pour automobiles ; Voir « H.-P. » n° 1 091, pages 95 et 96.

RR - 4.25. — M. A. Rémy, à Reims.

Vos questions ne sont absolument pas techniques et sortent de notre compétence. Veuillez vous adresser à la Direction Régionale de l'O.R.T.F. dont vous dépendez (adresse sur le mandat de paiement de la redevance).

RR - 4.26. — M. Michel Réot, à Dieuze (Moselle).

Même observation que ci-dessus. Veuillez vous adresser à la Société des Auteurs, Compositeurs et Editeurs de Musique, 10, rue Chaptal, à Paris (9°).

RR - 4.27. — M. Daniel Lengrand, à St-Ouen-sur-Iton (Orne).

Nous attirons votre attention sur le fait que la commande des aiguës à distance est possible à l'aide de l'interrupteur I2. Car, ce que vous désirez faire est difficilement réalisable. Ou alors, il faudrait monter un préamplificateur-correcteur sur la guitare elle-même, avec les fils de liaison et d'alimentation que cette disposition nécessiterait.

A vous d'en décider, si cela ne présente pas d'inconvénient dans vos installations.

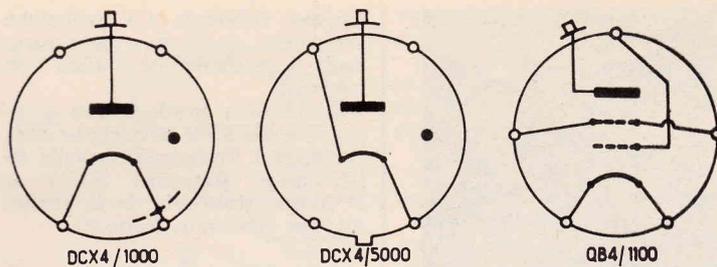


FIG. RR-4.28

RR - 4.28 /F. — M. Daniel Guineau, à Lémeré (Indre-et-Loire).

Caractéristiques et brochages des tubes suivants :

DCX 4/1 000 : redresseur mono-plaque à gaz (xénon) ; chauffage = 2,5 V - 5 A ; I_a = 250 mA ; préchauffage = 10 s ; tension inverse de crête = 10 kV ; chute de tension interne = 12 V (USA = 3B28).

DCX4/5 000 : redresseur mono-plaque à gaz (xénon) ; chauffage = 5 V-7,1 A ; I_a = 1,25 A ; préchauffage = 30 s ; tension inverse de crête = 10 kV ; chute de tension interne = 13 V (USA = 4B32).

QB4/1 100 : tétrode d'émission ; chauffage 5 V - 14,1 A ; V_a = 4 000 V ; V_{g2} = 850 V ; V_{g1} = - 220 V ; I_a max. = 350 mA ; I_{g2} max. = 40 mA ; S = 4 mA/V ; W_a = 400 W.

Les brochages de ces tubes sont représentés sur la figure RR-428.

RR - 4.29. — M. Ben Makhlof Khaled, à Blida (Algérie).

Un générateur BF ne peut pas servir au réglage des récepteurs de radio. On l'utilise conjointement à un oscilloscope pour la mise au point des amplificateurs BF.

RR - 4.30. — M. Roger-Michel Peyre, à Antignac (Hérault).

1° Qu'entendez-vous par « les deux postes principaux se contraignent » ?

2° Vous pouvez vérifier le sens de branchement des deux fils d'un poste par rapport à l'autre.

3° Mais d'une façon générale, en interphonie, on ne peut pas brancher brutalement deux postes principaux en parallèle (sans parler des postes secondaires) à moins qu'il ne s'agisse de postes à intercommunication totale, ce qui ne semble pas être le cas pour les appareils en votre possession.

RR - 4.31. — M. Daniel Klotz, à Maizières-les-Metz (Moselle).

1° Le préamplificateur OC aperiodique à grand gain proposé par « Short Wave Magazine » et publié dans nos colonnes (page 75, n° 1 103) s'alimente avec 10 piles « crayon », type 1,5 V, longueur 50 mm, diamètre 14 mm, connec-

tées en série. Le bloc d'alimentation ainsi réalisé présente les dimensions suivantes : 70 x 58 x 30 mm.

2° Les amateurs-émetteurs du globe ont des bandes de fréquences qui leur sont attribuées ; mais ils n'ont pas des fréquences impératives, ni un horaire fixe.

3° Les indicatifs avec les noms et adresses des opérateurs sont réunis dans le « Call-Book » (Librairie Brentano's, 37, avenue de l'Opéra, Paris-2°).

RR - 4.32. — M. A. Mogenet, à Vitoria (Espagne).

1° Nous ne pensons pas que les parasites que vous constatez lors de vos enregistrements proviennent du secteur. Nous vous conseillons de relier par un fil séparé de forte section la masse du récepteur à la masse du magnétophone. Eventuellement, ce fil pourra aboutir également à une bonne prise de terre.

2° En ce qui concerne les prix indiqués sur notre Numéro Spécial BF du 1^{er} avril 1967, veuillez prendre connaissance de l'avertissement publié au bas de la page 86.

RR - 4.33. — M. André Le Gall, à Lorient (Morbihan).

1° Emetteur de la station F3AV décrit dans les numéros 1 083 et 1 084 :

a) Voir rectificatifs page 123, n° 1 085 ;

b) Voir compléments page 114, n° 1 088, réponse RR - 2.56 ;

c) La ligne 11 (fig. 5) aboutit à la ligne 11 (fig. 7), point milieu de la haute tension HT2 (soit 350 V pour HT2 = 700 V).

d) On ne peut pas remplacer le tube clamp 6AQ5 par une petite triode. Il faut que cette lampe présente une consommation anodique suffisante et relativement importante pour assurer son rôle de protection des tubes de l'étage PA/HF.

2° Puissance d'un émetteur :

a) S'il s'agit de la puissance HF, on peut charger l'étage PA à l'aide d'une ampoule d'éclairage de puissance convenable. On évalue la puissance HF par comparaison à l'éclairage, la puissance HF étant égale à la puissance de l'ampoule lorsque celle-ci s'éclairie normalement.

b) S'il s'agit de la puissance-impul ou puissance d'alimentation

de l'étage final HF, on l'obtient en multipliant la tension anodique appliquée par l'intensité consommée par cette anode (ou les anodes, si l'étage comporte deux tubes), cet étage étant normalement chargé par l'antenne.

3° Nous vous conseillons l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », 6^e édition (Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris-2°).

RR - 4.34. — M. Roger Barth, à Mulhouse (Haut-Rhin).

1° Il ne s'agit pas d'indépendance, mais d'impédance !

2° Il est possible que votre magnétophone lui-même soit tout à fait déficient dans la reproduction des graves. C'est un point qu'il convient de vérifier en premier lieu.

3° D'autre part, vous ne nous dites pas comment vous avez groupé vos trois haut-parleurs de 5 Ω d'impédance. S'ils sont en parallèle cela donne une impédance de 1,66 Ω ; s'ils sont en série, cela fait 15 Ω . Votre magnétophone doit donc obligatoirement présenter l'une de ces deux impédances : 1,66 ou 15 Ω ; car il est évident que ni l'un ni l'autre de ces groupements ne saurait être connecté sur une sortie à 5 Ω .

RR - 4.35. — M. Philippe Gauthier, à Draveil (Essonne).

Les appareils de dépannage appelés « signal-tracer » ou « radiotracer » permettent de trouver rapidement l'étage en défaut dans un récepteur, et non pas le composant défectueux.

Mais lorsque l'étage fautif est déterminé, la localisation du composant défectueux entraînant la panne est très vite faite par les

BON GRATUIT

D'INFORMATION

pour recevoir, sans engagement, la documentation gratuite sur les

COURS D'ELECTRONIQUE PAR CORRESPONDANCE

- ★ TECHNICIEN
- ★ TECHNICIEN SUPERIEUR
- ★ INGENIEUR

Radio-TV-Electronique

T.P. (facultatifs) • Préparation diplômes d'Etat : C.A.P. - B.P. - B.T.S. • Orientation • Placement (Soulignez le corps qui vous intéresse.)

Nom

Adresse

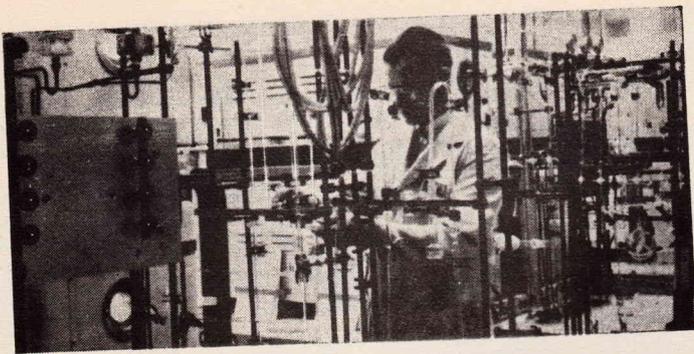
Bon à adresser à (joindre 4 timbres)

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue J.-Mermoz Paris-8^e BAL. 74-65

infral
MÉTHODES SARTORIUS

Procédé breveté de contrôle pédagogique



électronique formation ou recyclage

Formation et recyclage nécessitent le choix judicieux d'un mode d'enseignement bien adapté.

Efficace pour être rapidement utile, souple pour s'appliquer à chaque cas particulier, orienté sur les utilisations industrielles des techniques, l'enseignement par correspondance de l'INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL apporte, depuis vingt ans, les connaissances que souhaite l'ingénieur pour se parfaire, le technicien pour se spécialiser, le débutant pour s'initier.

INGENIEUR

Deux ans et demi à trois ans d'études sont nécessaires à partir du niveau du baccalauréat mathématiques. Ce cours comporte, avec les compléments de mathématiques supérieures, les éléments de physique moderne indispensables pour dominer l'évolution des phénomènes électroniques.

Programme n° IEN-34.

AGENT TECHNIQUE

Un an à dix-huit mois d'études permettent, à partir d'un C.A.P. d'électricien, d'acquérir une excellente qualification professionnelle d'agent technique.

Programme n° ELN-34

SEMI-CONDUCTEURS-TRANSISTORS

De niveau équivalent au précédent, ce cours traite de l'électronique "actuelle", c'est-à-dire des semi-conducteurs, sous leurs diverses formes et de leurs utilisations qui se généralisent à tous les domaines.

Programme n° SCT-34

COURS ELEMENTAIRE

A partir du Certificat d'Etudes Primaires, ce cours apporte en six à huit mois, les principes techniques fondamentaux de l'électronique. Les comparaisons avec des phénomènes familiers, l'appel au bon sens plus qu'aux mathématiques, facilitent l'acquisition des connaissances de base utilisables et ouvertes aux perfectionnements.

Programme n° EB-34

AUTRES SPECIALISATIONS

ENERGIE ATOMIQUE - Formation d'ingénieur.....	EA 34
ELECTRICITE - Chef Monteur - Ag. Technique-Ingénieur.....	343
AUTOMOBILE - DIESEL - Technicien et Ingénieur.....	344
MATHEMATIQUES - Du C.E.P. au Baccalauréat.....	MA 342
Mathématiques supérieures.....	MSU 342
Math. spéciales appliquées.....	MSP 342
MECANIQUE ET DESSIN INDUSTRIEL.....	341
CHAUFF. VENTIL.....	347
BETON ARME.....	348
CHARPENTE METAL.....	346
FROID.....	340

REFERENCES : Ministère des Forces Armées, E.D.F., S.N.C.F., Lorraine-Escout, S.N.E.C.M.A., C^{ie} Thomson-Houston, etc...

INSTITUT TECHNIQUE PROFESSIONNEL

69, Rue de Chabrol, Section F, PARIS 10^e - PRO 81-14

POUR LE BENELUX : I.T.P. Centre Administratif 5, Bellevue, WEPION (Namur)
POUR LE CANADA : Institut TECCART, 3155, rue Hochelaga - MONTRÉAL 4

Je désire recevoir sans engagement le programme N°..... (Joindre 2 timbres)

NOM en majuscules..... F.8.67

ADRESSE.....

moyens habituels. La recherche est rapide, le nombre de composants à examiner étant alors très restreint.

L'utilisation pratique des « signal-tracers » est développée dans l'ouvrage « Technique Nouvelle de Dépannage Rationnel Radio », 3^e édition (Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris-2^e).

RR - 4. 36/F. — M. Henri Mément, à Saint-Quentin-la-Motte (Somme).

1° Caractéristiques et brochage du tube pentode d'émission RL12P35 (ou RS287) : Chauffage 12,6 V - 0,63 A ; S = 3,5 mA/V ; W_n = 30 W ; C_n = 16,5 pF ; C_s = 10,4 pF ; V_{g1}/A = 0,05 pF.

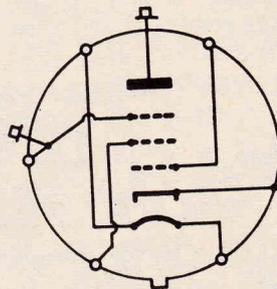


FIG. RR-4.36

Amplificateur HF classe C/CW :
V_n = 800 V ; V_{g1} = - 80 V ;
V_{g2} = 200 V ; I_a = 90 mA ;
I_{g2} = 22 mA ; I_{g1} = 3 mA ;
W_n = 50 W.

Brochage : voir figure RR-4.36.
2° Votre montage d'alimentation est valable.

Cependant, en ce qui concerne le premier condensateur de filtrage, une capacité de 16 µF suffit ; par contre, une tension du diélectrique de 550 V ne suffit pas. La tension de crête dépassant nettement cette valeur (700 V de crête). Il faut donc utiliser un condensateur présentant une tension diélectrique suffisante, ou bien deux condensateurs électrochimiques ordinaires de 32 µF/500 V connectés en série.

3° Dans votre pont de redressement, pour tenir compte de la tension inverse de crête à laquelle seront soumis les redresseurs, nous vous conseillons d'utiliser deux diodes au silicium du type BY100, connectées en série, pour chaque branche du pont ; soit au total 8 diodes.

RR - 4. 37. — M. Daniel Patrix, à Saint-Lo (Manche).

Parasites sur récepteur-auto.

Pour avoir des auditions convenables, il convient de déparasiter totalement votre voiture.

En effet, le déparasitage obligatoire réalisé par le constructeur ne porte que sur l'allumage (bougies et distributeur). En passant, vous pouvez d'abord vérifier si ce premier déparasitage est toujours valable et efficace...

Ensuite, il faut placer un condensateur de forte valeur (50 µF environ) entre la borne de

sortie de la dynamo et la masse et un autre condensateur de même type entre l'entrée (+) de la bobine d'allumage et la masse.

Réaliser de très bonnes masses partout (tôle bien propre ou bien décapée de sa peinture). Mettre éventuellement le capot du moteur à la masse par une tresse souple en cuivre.

S'assurer également d'une bonne masse pour le récepteur.

La liaison récepteur-antenne doit être faite en câble co-axial (blindage relié à la masse du récepteur). Le choix de l'emplacement de l'antenne est souvent très important aussi du point de vue « parasites ».

Dans l'emploi des postes portatifs sur voiture, c'est-à-dire de récepteurs qui ne sont pas exclusivement des postes-autos ou n'ont pas été spécialement conçus pour cela, une nette amélioration du déparasitage est souvent obtenue en enfermant ce genre de récepteur dans un coffret métallique, formant blindage, relié à la masse. Le seul collecteur d'ondes est alors vraiment l'antenne.

RR - 4. 38. — M. Maurice C...
... à Grenay (Pas-de-Calais)

En général, les convertisseurs d'alimentation à transistors ne fonctionnent pas sur 50 Hz, surtout sur des fréquences beaucoup élevées.

Vous ne nous dites pas si le fonctionnement sur 50 Hz est satisfaisant.

Certes, quelques rares montages à 50 Hz ont été proposés ; cependant, il faut noter que la fréquence indiquée est un ordre de grandeur, mais qu'elle n'est pas « parfaitement stable ».

RR - 4. 39-F. — M. Pimier...
... Montpellier (Hérault).

1° Transformateur de montage universel type J 3162 Millier Etablissements P. Millier

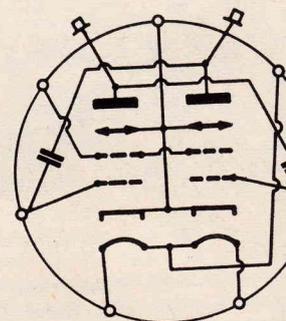


FIG. RR-4.39

Cie, 187 à 197, route de N...
Sec, 93-Romainville.

Caractéristiques :
100 à 150 W — BF ; d...
8 000 Hz pour ± 3 dB.

Primaire pour push-pull
bes ou de transistors :
11 000 Ω (point milieu) et
16 Ω.

Secondaire PA : 2 000 à
(160 à 320 mA C.C. selon
ligne 600 Ω possible.

Boîtier : 160 × 115 × 97 mm.
2° Brochage du tube QQE-08/40 :
voir figure RR-4.39.

RR - 5.02-F. — M. René Le-
gros, à Paris (10°).

1° Concernant les condensateurs prévus sur votre moteur électrique, nous ne pouvons pas vous dire s'il s'agit de condensateurs de démarrage ou de condensateurs de déparasitage. Ces deux fonctions sont totalement différentes, et il faudrait connaître le type du moteur pour que nous puissions vous renseigner.

Pour vous, un moyen simple consiste à déconnecter provisoirement ces condensateurs. Si le moteur fonctionne encore, ce sont des antiparasites ; dans la négative, ce sont des condensateurs de démarrage.

2° Sur la figure RR-502, nous vous représentons le schéma d'un temporisateur simple à transistor. Les caractéristiques des éléments

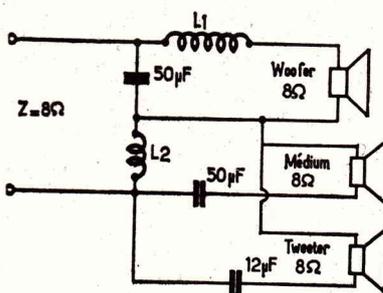


Fig. RR-4.40

Les bobines L1 et L2 ont un coefficient de self-induction de l'ordre de 1,6 mH. Elles comportent chacun 64 tours de fil de cuivre émaillé (ou sous coton) de 12/10 de mm de diamètre, enroulés en 8 couches de 8 spires sur un tube de carton de 10 mm de diamètre muni de flasques de retenue.

RR - 5.01. — M. Jean-Pierre Martin, à Neuilly-sur-Seine.

L'indicateur de radioactivité décrit dans le numéro 1106 n'est pas une réalisation commerciale ; en conséquence, le transformateur utilisé ne se trouve pas dans le commerce. L'amateur doit donc le réaliser lui-même d'après les indications publiées dans ce but. Nous ne pensons pas que ce soit là un obstacle, car sa fabrication est tout de même relativement simple. Naturellement, il vous reste encore la possibilité de le faire exécuter par un professionnel radioélectricien ou par un bobinier.

RR - 5.03. — H. Henri Balzer, à Belfort.

1° « Electro-vannes » : veuillez vous adresser directement à ECHO, 18, Chaussée-d'Antin, à Paris (9°).

2° Nous pouvons vous établir le schéma de l'alimentation que

vous souhaitez. Mais il faudrait nous indiquer :

a) les caractéristiques précises et complètes des matériels à votre disposition (transformateur et redresseur) ;

b) le type du redresseur ;
c) la tension et l'intensité nécessaires.

3° D'après vos explications, il semble que le courant de sortie de votre alimentation soit redressé, mais non filtré. Il s'agit donc d'un courant ondulé qu'il conviendrait de filtrer en montant un condensateur de forte capacité (500 µF/12 V) en parallèle sur les bornes de sortie.

Il est également possible que le redresseur soit défectueux. Ou bien, il ne redresse rien du tout et le courant de sortie est franchement de l'alternatif ; ou bien il présente un courant de fuite inverse, et le courant de sortie présente une composante alternative importante. Dans un cas comme dans l'autre, la solution consiste à remplacer le redresseur.

RR - 5.05. — M. Hervé Calvez, à Kerlaouet-Guiclan (Nord-Finistère).

1° Concernant votre récepteur à transistors, nous pensons qu'il s'agit d'un décrochage de l'oscillateur du changeur de fréquence sur la bande GO. Vérifiez ou changez le transistor correspondant à cet étage ; vérifiez aussi les valeurs des résistances se rapportant à ce transistor (notamment : réduire la valeur de la résistance du circuit de l'émetteur).

2° Notre publication du 15 avril 1959 porte le numéro 1014 ; nous pouvons vous fournir ce numéro contre 1,50 F en timbres.

Par ailleurs, il conviendrait de nous préciser à quel montage publié dans ce numéro 1014 se rapportent les questions que vous nous posez.

3° Dans un téléviseur, il est normal que l'écran s'éclaire un moment après le début de l'audition du son. Par contre, ce qui est moins normal est le ronflement constaté dans le son. Il semble qu'il s'agisse de l'image (fréquence de la trame) qui passe dans le canal « son ».

Il faudrait ré-aligner (ou faire (ré-aligner) les transformateurs MF son, le circuit capteur de son et l'oscillateur du changement de fréquence (rotacteur).

4° Transistor ASY80 : puissance maximale du collecteur = 240 mW.

RR - 5.07-F. — M. Pierre Ayats, à Cahavel (Aude).

1° Tube 5845 : double diode à chauffage direct génératrice de bruit (pour mesures) ; chauffage 4,3 V 0,435 A ; $\rho = 600 \text{ k}\Omega$; Va

max. = 300 V ; brochage, voir figure RR-507.

2° Télévision :

Pic de More :

1^{er} programme = bande I ; canal F4 ; image 65,56 MHz ; son

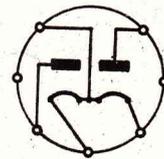


Fig. RR-5.07

54,47 MHz ; polarisation verticale ; puissance 20 kW.

2^o programme = bande V ; canal 58 ; image 767,25 MHz ; son 773,75 MHz ; polarisation horizontale ; puissance 50 kW.

Pic du Midi :

1^{er} programme = bande III ; canal F5 ; image 164 MHz ; son 175,15 MHz ; polarisation horizontale ; puissance 2 kW.

2^o programme = bande IV ; canal 21 ; image 471,25 MHz ; son 477,75 MHz ; polarisation horizontale ; puissance 20 kW.

RR - 5.08. — M. J.-P. Loumeau, à Floirac (Gironde) nous demande quelques renseignements sur la télévision en couleurs.

1° Les émissions en couleurs se feront sur ce que l'on appelle le second programme, c'est-à-dire dans les bandes IV et V en UHF, 625 lignes.

2° En principe, les antennes UHF actuelles, second programme noir et blanc, n'auront pas à être modifiées pour la réception en couleurs, dans la mesure où elles sont déjà installées correctement. Nous entendons par là qu'elles doivent être bien adaptées du point de vue impédance aux jonctions antenne — câble — récepteur, que l'ensemble de l'installation d'antenne ne doit pas présenter un taux élevé d'ondes stationnaires, qu'il doit avoir une courbe de transmission plate pour toutes les fréquences du canal reçu et sans déphasage. Et en cela, nous pensons à certaines installations d'antennes collectives notamment qui sont loin de satisfaire à ces conditions. De tels défauts présents sur une installation d'antenne pour noir et blanc peuvent ne pas apporter de perturbations bien graves ; mais il n'en sera pas de même avec la couleur.

3° Actuellement, le tube cathodique pour la couleur le plus employé en France sur les appareils est le tube trichrome tricanon type A63-11 X ; c'est un tube rectangulaire auto-protégé, d'un angle de déviation de 90° et avec écran de 60 cm.

4° A l'heure où nous écrivons ces lignes, un téléviseur pour la couleur revient à 5 ou 6.000 F. Mais il est certain que lorsqu'il s'agira de production en série, les prix baisseront.

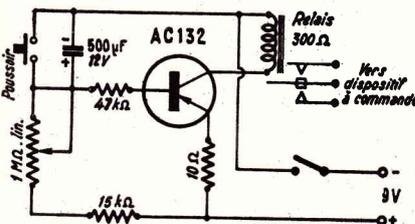


Fig. RR-5.02

sont données directement sur le schéma. Par le réglage du potentiomètre, le temps peut s'ajuster de 5 à 25 secondes environ.

RR - 4.40-F. — M. Georges Baily, à Bruxelles (16°).

Le groupement de vos trois haut-parleurs avec filtres de coupure est représenté sur la figure RR-440 (montage que nous vous conseillons).

Les condensateurs sont du type électro-chimique non polarisé.



L'ÉMETTEUR RI.1547

CET émetteur actuellement disponible sur le marché des surplus (1), et déjà en service dans certaines stations, est un ensemble de deux coffrets identiques l'un pour l'alimentation, l'autre pour le modulateur et les étages haute fréquence, qui intéressera les amateurs de VHF.

— Oscillateur doubleur : l'oscillation à la fréquence f du quartz apparaît dans la partie triode (écran. grille. cathode) de la 6L6, alors que dans la plaque le circuit oscillant est accordé sur une fréquence double de celle du quartz, le réglage s'effectuant au moyen du condensateur variable CV1.

— 2^e Tripleur : Cet étage utilise une 832 ou QQE 04/20 ; il a pour but de tripler une nouvelle fois le signal afin d'obtenir la fréquence d'émission que le tube suivant amplifiera. Le circuit plaque sera accordé par le condensateur variable CV3 en parallèle avec une ligne, le signal à la fréquence $18f$ étant transmis à l'amplificateur par le condensateur C22 et C23.

— Amplificateur : Equipé également d'une QQE 04/20 cet étage porte à un niveau suffisant le signal d'émission, et est alimenté par la haute tension modulée par les étages basse fréquence. La porteuse modulée est transmise à l'antenne par couplage variable de deux selfs S4 et S5.

Modulateur : (fig. 4)

— Préamplificateur : cet étage est équipé de deux tubes à pente variable 6M7 montés en symétrique ; il est adapté à deux entrées microphoniques (75 et 200 Ω) et une entrée ligne de modulation téléphonique 600 Ω au moyen du transformateur d'entrée à prises multiples T1.

L'entrée ligne de modulation téléphonique ne présentant à notre avis pas d'intérêt pour un amateur, il est possible de l'utiliser toutefois pour un microphone cris-

fiche gauche, les bornes de sortie étant reliées en 1 et 2, et l'interrupteur du microphone aux bornes 3 et 4.

— Amplificateur intermédiaire

Le signal basse fréquence venant de l'étage préamplificateur est transmis aux grilles des deux pentodes (montées en triode) 6A6 par le transformateur T2, et passe vient après amplification aux grilles des tubes suivants à travers les deux condensateurs C58, C59.

— Amplificateur de sortie :

Equipé de deux tétrodes 807, en montage symétrique, il fonctionne en classe A sans courant grille. La tension de polarisation fixe est appliquée sur les grilles à travers les résistances de blocage R63, R64 et les résistances de fuite R61 et R62, les cathodes étant directement à la masse. La charge de plaques est composée du primaire du transformateur de modulation à la haute tension modulée obtenue au secondaire alimentant l'amplificateur final de la chaîne haute fréquence.

— Compresseur de taux de modulation :

Cet étage a pour but de compenser à la modulation un niveau constant, c'est-à-dire qu'une

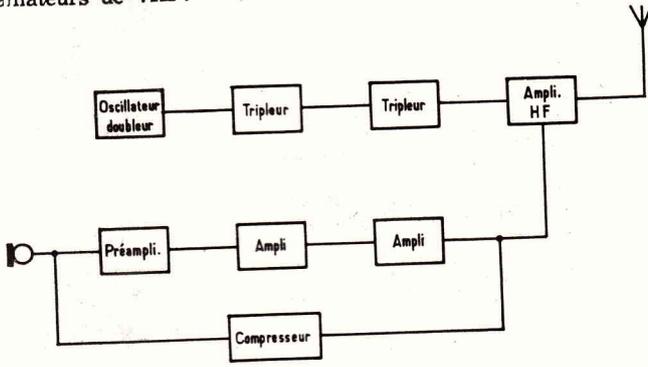


FIG. 1

En effet, réalisé avec du matériel professionnel de grande qualité (son fonctionnement est prévu pour une gamme de températures allant de -20°C à $+70^{\circ}\text{C}$) ses caractéristiques techniques principales sont les suivantes :

— Gamme de fréquences : 100 à 156 MHz.

— Pilotage par quartz (8 000 kHz à 8 110 kHz pour la plage 144 à 146 MHz).

— Puissance minimale utilisable : 15 Watts porteuse dans toute la gamme pouvant être ramenée à 10 Watts à l'aide d'un inverseur.

— Impédance d'entrée du modulateur : 75, 200 ou 600 Ω .

— Fonctionnement en modulation d'amplitude ou en télégraphie modulée avec un oscillateur basse fréquence extérieur.

— Alimentation : 105 à 240 V - 50 Hz.

COFFRET ÉMETTEUR

Le schéma synoptique de la figure 1 indique les différents étages que nous y trouvons, et afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'ensemble, nous allons analyser chacun d'eux séparément.

Etages HF (fig. 3) :

(1) Radio Tubes.

Page 74 ★ N° 1 127

Ce signal $2f$ est ensuite transmis sur la grille du tube suivant par le condensateur de liaison C7.

— 1^{er} Tripleur : Le tube utilisé est ici encore une tétrode du type 6L6, qui reçoit sur sa grille une oscillation $2f$ et, son circuit de plaque étant accordé sur une fréquence $6f$ à l'aide du condensateur

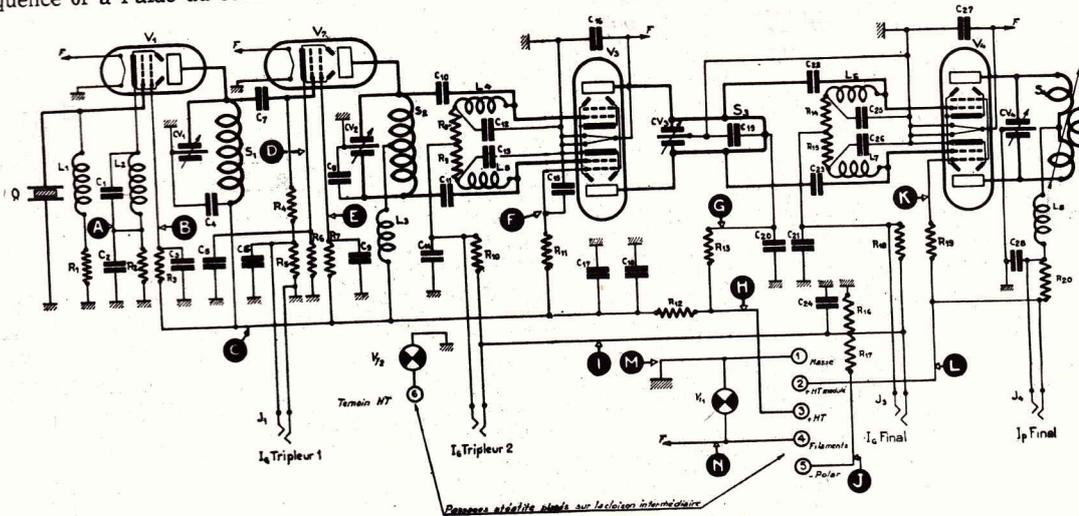


FIG. 2

variable CV2, fournit un signal égal à six fois la fréquence nominale du quartz. Ce signal est transmis en attaque symétrique à l'étage suivant par les condensateurs C10 et C11, puisqu'il s'agit d'une double tétrode.

tal au prix de l'adjonction d'un préamplificateur à un transistor dont le schéma est donné figure 2. Ce préamplificateur étant de très faibles dimensions, il sera possible de le loger avec sa pile à l'intérieur du coffret près de la

alimentation du signal d'entraînera une diminution du de l'amplificateur.

Le tube utilisé est une diode 6H6 dont les deux plaques sont reliées pour un signal basse fréquence aux bornes primaires

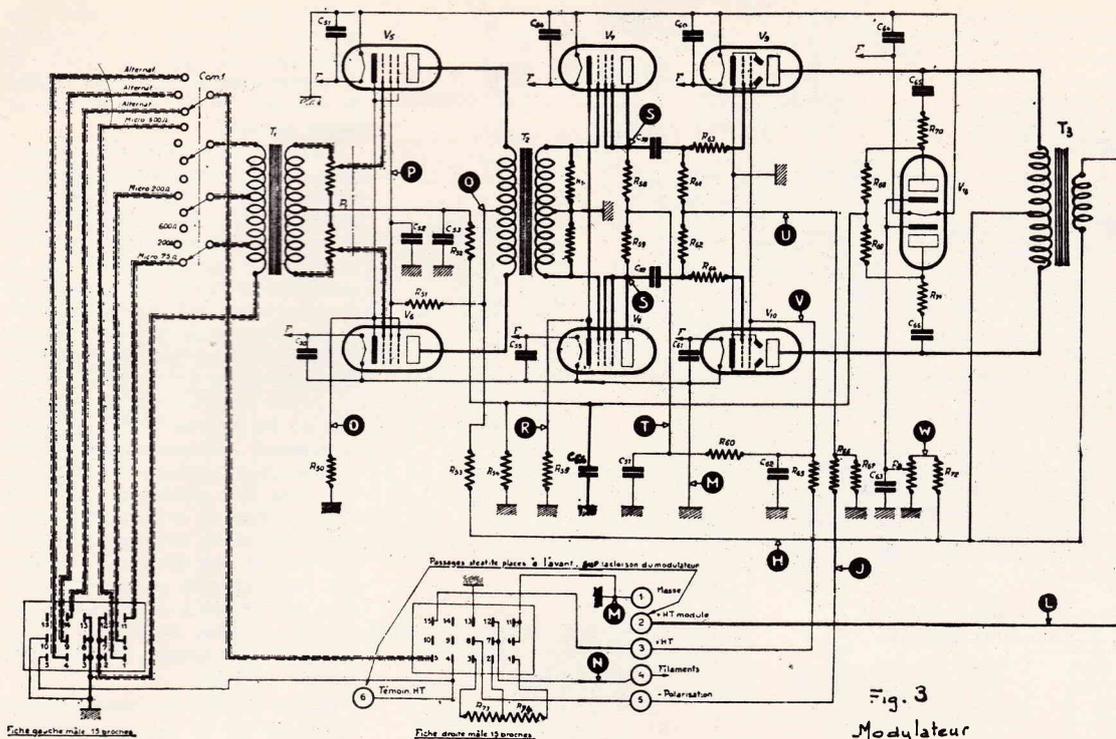


Fig. 3
Modulateur

— le secondaire b fournit 8 V sous 10 A et assure le chauffage des tubes de la chaîne haute fréquence et du modulateur. Cette tension de chauffage est réglée à la valeur exacte par la résistance R102.

— le secondaire c fournit 17 à 42 V sous 1,2 A et alimente un redresseur sec destiné à fournir une tension continue (15 à 30 V - 1,2 A) pour un ou plusieurs relais extérieurs, et en particulier un relais d'antenne, cette tension auxiliaire n'étant disponible qu'avec l'apparition de la haute tension sur les étages haute fréquence et modulateur.

— le secondaire d fournit 2 x 100 V sous 20 mA cette tension redressée par la 5Y3GB servant à la polarisation fixe et avant filtrage à l'alimentation du relais 2.

— Le secondaire e délivre 5 V sous 2 A et sert uniquement au chauffage de la 5Y3GB.

RI 1547B : Certaines modifications ont été apportées tant à l'alimentation qu'à l'émetteur et pour distinguer ces nouveaux appareils des ensembles précédents il a été ajouté un indice B.

En ce qui concerne l'alimentation, les modifications sont les suivantes :

— une résistance réglable R107 a été introduite en série dans l'alimentation

— le secondaire a est utilisé pour le chauffage des valves haute tension, il fournit 5 volts sous 6 Ampères.

transformateur T3, tandis que les cathodes étant à un potentiel fixe, déterminent le seuil de fonctionnement des diodes. Lorsque la tension alternative de crête appliquée sur chacune des plaques est supérieure à la tension continue de cathode une tension continue négative par rapport à la masse, proportionnelle au niveau de sortie, apparaît aux bornes de R54 et permet d'apporter un supplément

est fixée en partie par le seuil de fonctionnement de la double diode.

COFFRET ALIMENTATION (fig. 5)

Le coffret alimentation fournit toutes les tensions continues et alternatives nécessaires au fonctionnement de l'émetteur, tout le matériel est tropicalisé, les transformateurs haute et basse tension sont à bain d'huile.

— Alimentation haute tension : Elle utilise deux valeurs 5Z3GB qui redressent la haute tension fournie par le secondaire du transformateur T4 (2 x 435 V), le filtrage étant effectué par les selfs L9 et L10 et les condensateurs C101, C102, C103, C106, C107.

Le relais 3 permet d'effectuer la variation de tension nécessaire à la réduction de la puissance de sortie. En position puissance minimale C101 et C102 sont en parallèle. Lorsque le relais colle en position de puissance maximale, C101 devient capacité de tête du filtre et C106 vient en parallèle sur L9.

Notons enfin que la mise sous tension de l'émetteur s'effectue en principe par l'interrupteur du microphone qui commande la fermeture du relais 2 et ainsi l'apparition de la tension secteur en priorite, que ceci est au goût de mair de T4. Il est bien évident, toutefois, que ceci est au goût de chacun et qu'il peut très bien s'agir d'un interrupteur indépendant que l'on branchera entre les bornes 5 et 13 de la fiche droite du boîtier alimentation.

— Alimentation basse tension.

Le transformateur utilisé (T5) comporte 5 enroulements secondaires.

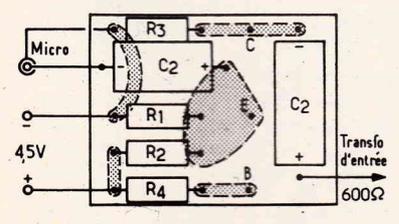
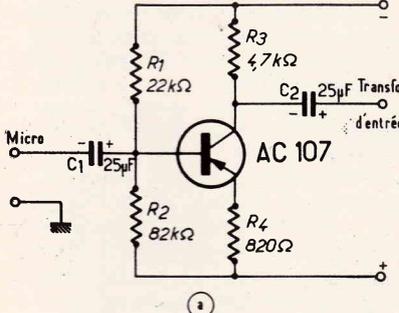
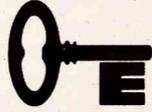


Fig. 4

de polarisation sur les grilles des tubes préamplificateurs à pente variable. Donc, comme nous l'indiquions précédemment, lorsque le niveau augmentera il s'ensuivra diminution du gain afin de rétablir ce niveau à une valeur qui

EURELEC



FILIALE DE LA C.S.F. "promoteur du procédé français de télévision en couleurs"

FORME PAR CORRESPONDANCE LES MEILLEURS TECHNICIENS

* Garantisiez votre avenir en choisissant EURELEC

■ **GRATUITEMENT, et sans engagement futur, EURELEC vous offre une LUXUEUSE BROCHURE illustrée en couleurs n° A 02 sur les 3 spécialisations de son enseignement.**

- ÉLECTRONIQUE ET TV COULEURS**
la clé de l'avenir
- ÉLECTROTECHNIQUE**
la spécialisation moderne
- PHOTOGRAPHIE**
la technique en pleine expansion

■ Votre nom

■ Votre adresse

■ Age Profession

■ Bon à découper ou à recopier et à retourner à **EURELEC 21-DIJON**

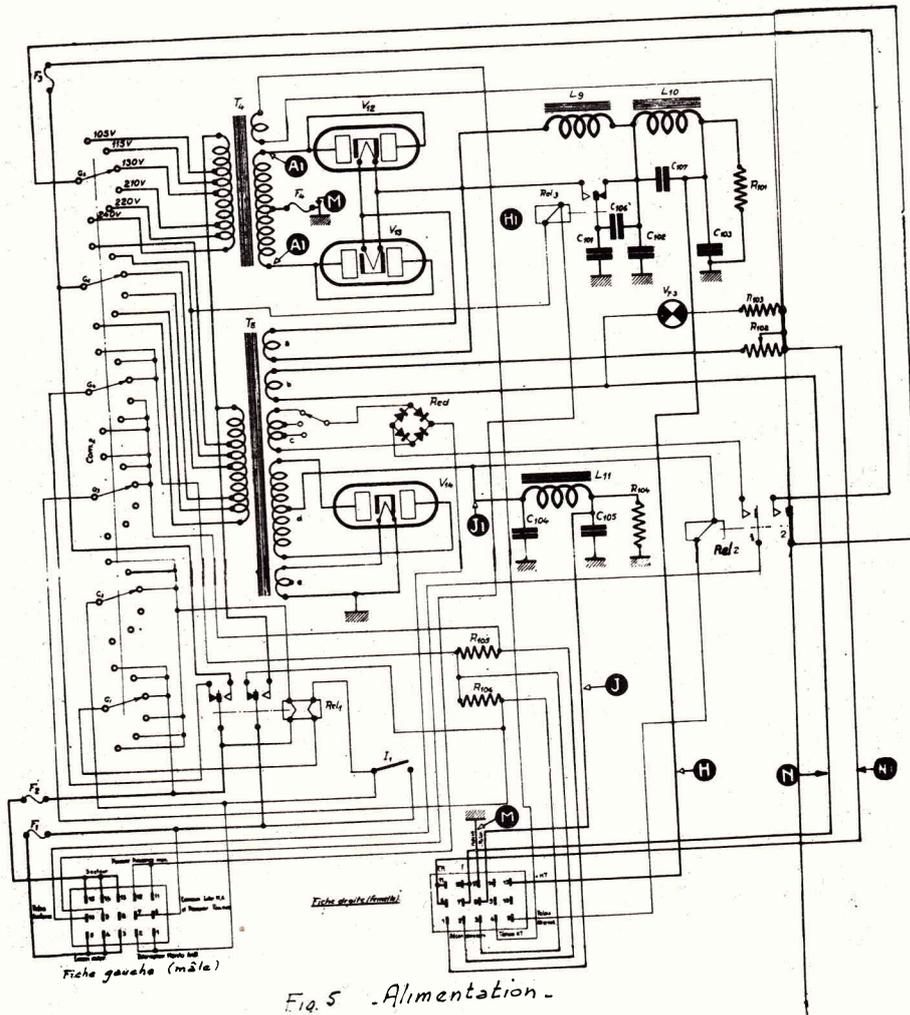


Fig. 5. Alimentation.

mentation haute tension, elle est court-circuitée lorsque l'émetteur fonctionne en puissance maximale.

— les relais 1 et 3 sont des relais à courant continu alimentés sur le réseau alternatif à travers deux redresseurs secs, qu'il sera bon de vérifier avant la mise sous tension.

Pour l'émetteur des modifications, plus nombreuses, sont les suivantes (fig. 6) :

— dans l'étage oscillateur, une self de choc ayant pour but la suppression des oscillations UHF pouvant apparaître dans certaines positions de CV1, a été intercalée dans le circuit de grille.

— pour le 1^{er} étage tripleur une résistance a été ajoutée dans l'alimentation de plaque et deux selfs de choc CH2 et CH3 ayant le même but que CH1 ont été intercalées dans les circuits grille et plaque respectivement.

— pour le second tripleur, des selfs L4 et L5 ont été supprimées ainsi que les condensateurs C12 et C13 dans les grilles de la QQE 04/20. Par ailleurs, dans l'alimentation de la plaque la self d'arrêt L3 a été ajoutée.

— enfin pour l'amplificateur final, les condensateurs C25, C26 et les selfs L6, L7 ont été supprimés dans les circuits grilles, alors

que dans la plaque, la seule modification intervenant est une modification de numérotation, la self d'arrêt L8 devenant L4.

Après avoir réglé le sélecteur de tension auxiliaire sur la valeur du réseau mettre le chauffage filament en route en agissant sur

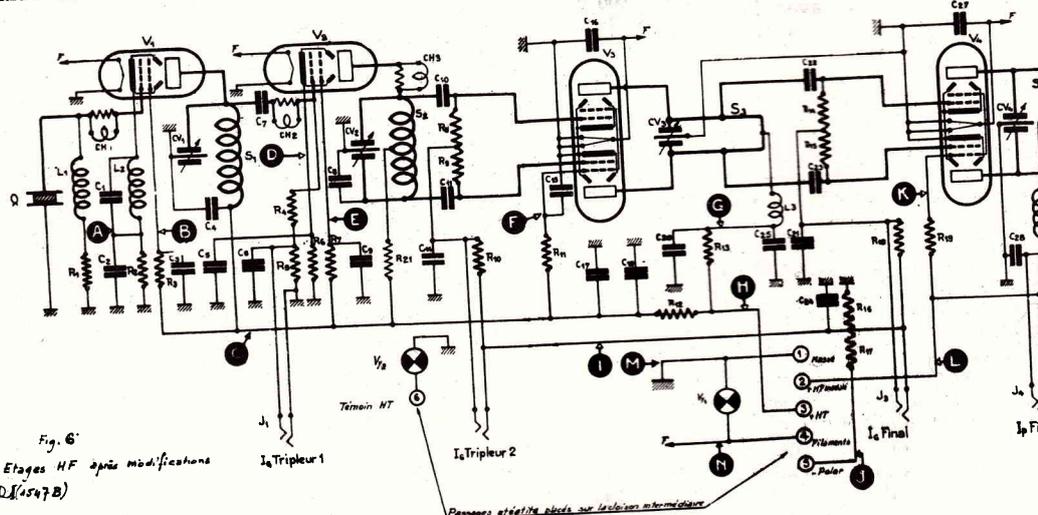


Fig. 6. Etages HF après modifications (R.J. 25/78)

MISE SOUS TENSION ET REGLAGES

Tout d'abord, il conviendra d'effectuer le branchement de l'alimentation et de l'émetteur de la manière indiquée par la figure 7.

l'interrupteur marche-arrêt placé sur la face avant du coffret alimentation. Si les voyants verts ne s'allument pas, vérifier d'abord si les lampes sont encore en bon état, et dans l'affirmative vérifier si le relais 1 (dans le coin supérieur droit) colle normalement. Si

couplage pour obtenir un minimum et refaire le minimum CV4. Répéter cette opération qu'à l'obtention d'un courant que aussi élevé que possible en principe, l'émetteur est réglé à 144 MHz, mais si par l'un des circuits plaque du

ce n'est pas le cas « sonner » les bobines d'excitation (et vérifier le redresseur sec pour le 1547B), et si le relais est en bon état vérifier le câblage et le transformateur basse tension.

S'il n'y a pas eu de défaut constaté pour le chauffage filamentaire mettre la haute tension en agissant sur l'interrupteur (en principe fixé au microphone mais qui peut être séparé) qui met le - 100 V à masse en excitant le relais 2. En voyant rouge doit s'allumer, mais si rien n'apparaît procéder comme indiqué ci-dessus pour le chauffage filamentaire. Si le relais colle et que la haute tension n'apparaît pas vérifier les valves 5Z3GB et éventuellement l'enroulement haute tension et le câblage. Les tensions que l'on doit mesurer aux différents points du schéma sont indiquées figure 8, ces valeurs sont à 10 % près, les deux chiffres déterminés pour chaque point correspondent aux tensions en puissance nominale (chiffre supérieur) et en puissance maximale (chiffre inférieur).

Régler ensuite les condensateurs variables de la manière indiquée par les courbes de la figure 8, c'est-à-dire dans l'ordre pour 144 MHz sur les graduations 90 (CV2), 85 (CV3), 90 (CV4), 60 (CV4) mettre le couplage d'antenne au minimum en écartant la boucle de circuit d'anode. Placer le commutateur d'un Jack PL55 et relier un voltmètre continu sur un calibre 10 V, dans la prise IG Tripleur 1 et agir sur CV1 pour le maximum de déviation. Opérer de même pour les prises IG Tripleur 2 et IG Final en agissant sur les condensateurs CV2 et CV3 respectivement. Mettre ensuite le sélecteur de tension auxiliaire dans la prise IP final et agir sur CV4 pour obtenir un minimum de déviation puis sur la boucle

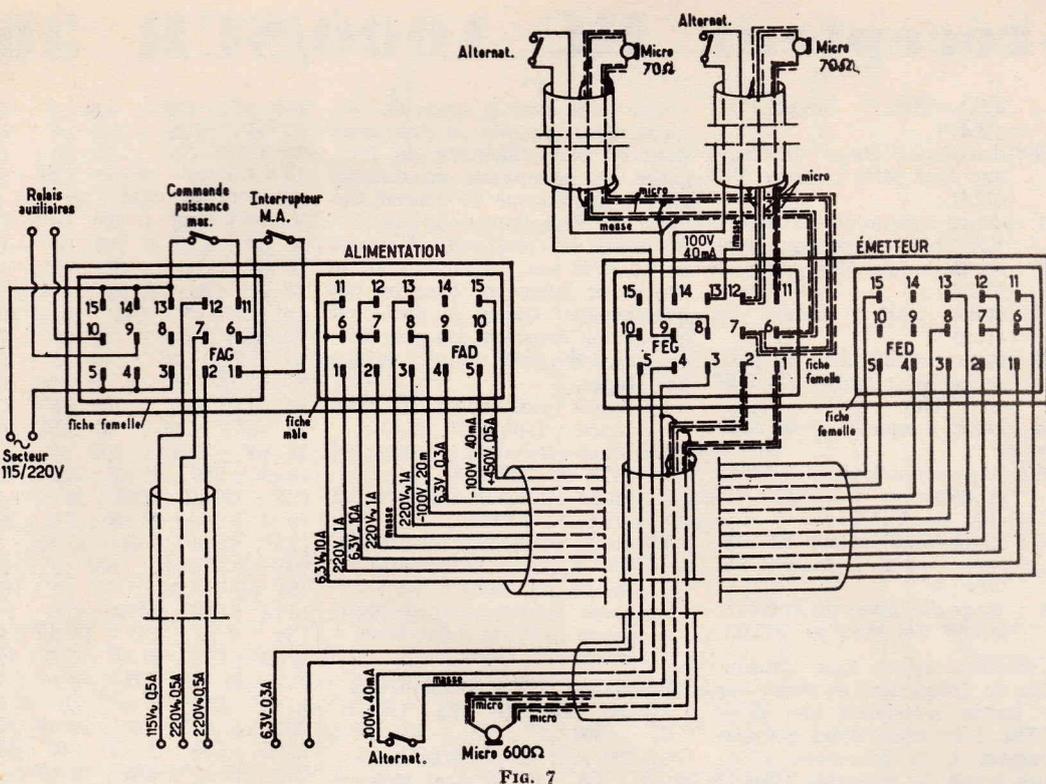


FIG. 7

- R17 = 3.000 Ω graphite 10 % 1 W.
- R18 = 1.200 Ω graphite 10 % 1/4 W.
- R19 = 25 kΩ bobinée 10 %.
- R20 = 50 Ω graphite 10 % 1/2 W.
- R21 = 1 kΩ graphite 10 % 2 W.
- R50 = 400 Ω graphite 10 % 1 W.
- R51 = 8 kΩ graphite 10 % 1 W.
- R52 = 300 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R53 = 15 kΩ bobinée 10 %.
- R54 = 300 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R55 = 1.500 Ω graphite 10 % 1/2 W.
- R56 - R57 = 20 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R58 - R59 = 100 kΩ graphite 10 % 1/2 W.
- R60 = 100 kΩ graphite 10 % 1 W.
- R61 - R62 = 100 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R63 - R64 = 30 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R65 = 5 kΩ bobinée 10 %.
- R66 = 30 kΩ graphite 10 % 1/2 W.
- R67 = 20 kΩ graphite 10 % 1/2 W.
- R68 - R69 - R70 - R71 = 100 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R72 = 100 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R73 = 480 Ω bobinée 10 %.
- R74 = 480 Ω bobinée 10 %.
- R101 = 200 kΩ graphite 10 % 2 W.
- R102 = 0,35 Ω bobinée 10 %.
- R103 = 10 Ω graphite 10 % 1 W.
- R104 = 100 kΩ graphite 10 % 1/2 W.
- R105 - R106 = 480 Ω bobinée 10 %.
- R107 = 500 Ω bobinée 10 %.

a été accordé sur une fréquence double au lieu de triple de celle d'entrée, la fréquence d'émission sera, dans ce cas, 96 MHz !...

Pour s'assurer du réglage correct, il est possible de vérifier si la position des condensateurs est la bonne, mais rien ne vaudra un ondemètre à absorption ou un grid dip VHF (VHF à transistors de R. PIAT - F3XY ; on trouvera de petits montages simples de ce genre et d'une grande utilité).

Ceci étant fait, il faudra régler le niveau de modulation (bonne de préférence) au moyen du potentiomètre double accessible avec la clé placée sur le panneau avant de l'émetteur et à moins d'un contrôle oscilloscopique de modulation, rien ne vaudra le contrôle passé par un correspondant.

Sous l'angle du TVI, si obsédant sur VHF, il convient de procéder à une modification mécanique très simple, mais d'une importance capitale qui consiste dans les deux modèles décrits à interposer une cloison métallique entre S1 (bobine plaque accordée sur 16 MHz) et V2 de manière à éviter tout couplage avec S2 (48 MHz). Dans le montage d'origine, ce couplage très important du fait de la proximité de S1 et S2, amène un battement générateur de 48 MHz-16 MHz = 32 MHz à niveau élevé dont les récepteurs de télévision ne s'accrochent absolument pas.

J.-Cl. PIAT - F2ES

NOMENCLATURE

- (pour RI 1547 et RI 1547 B)
- C1 = 330 pF mica 10 % 125 V.
- C2 - C3 - C4 - C5 - C6 = 10.000 pF mica 20 % 500 V.

- C7 = 95 pF céramique 10 % 500 V.
- C8 = 10 pF céramique 10 % 500 V.
- C9 = 10.000 pF mica 20 % 500 V.
- C10 - C11 = 40 pF céramique 10 % 500 V.
- C12 - C13 = 1.000 pF mica 20 % 500 V.
- C14 = 10.000 pF mica 20 % 500 V.
- C15 = 37 pF céramique 10 % 500 V.
- C16 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C17 = 10.000 pF mica 20 % 500 V.
- C18 = 6 pF papier 10 % 350 V.
- C19 = 1.000 pF céramique 10 % 500 V.
- C20 = 6 pF papier 10 % 350 V.
- C21 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C22 - C23 = 40 pF céramique 10 % 500 V.
- C104 - C105 = 10 μF papier 10 % 250 V.
- C106 = 3 μF 10 % 250 V.
- C107 = 1 μF 10 % 250 V.
- CV1 - CV2 = 8/70 pF.
- CV3 - CV4 = 8/44 pF.

Les tensions indiquées sont les tensions de service.

- R1 = 100 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R2 = 500 Ω bobinée 10 %.
- R3 = 50 kΩ graphite 10 % - 1 W.
- R4 = 100 kΩ graphite 10 % - 1 W.
- R5 = 3 kΩ graphite 10 % - 1/4 W.
- R6 = 500 Ω bobinée 10 %.
- R7 = 10 kΩ graphite 10 % - 1 W.
- R8 - R9 = 50 kΩ graphite 10 % 1/2 W.

- R10 = 2,2 kΩ graphite 10 % 1/4 W.
- R11 = 30 kΩ bobinée 10 %.
- R12 = 850 Ω bobinée 10 %.
- R13 = 1.000 Ω bobinée 10 %.
- R14 - R15 = 20.000 Ω graphite 10 % 1/2 W.
- C24 = 5.000 pF mica 20 % 500 V.
- C25 - C26 = 1.000 pF mica 20 % 500 V.
- C27 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C28 = 100 pF céramique 10 % 900 V.

- C50 - C51 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C52 = 0,5 μF papier 10 % 500 V.
- C53 = 0,5 μF papier 10 % 250 V.
- C54 - C55 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C56 = 0,25 μF papier 10 % 500 V.
- C57 - C58 - C59 = 0,1 μF papier 10 % 500 V.

- P1 = 2 x 500 kΩ 20 %.
- P2 = 100 kΩ 15 %.

- L1 - L2 = self de choc 2,5 mH.
- L3 - L4 - L5 - L6 - L7 - L8 = self de choc HF.

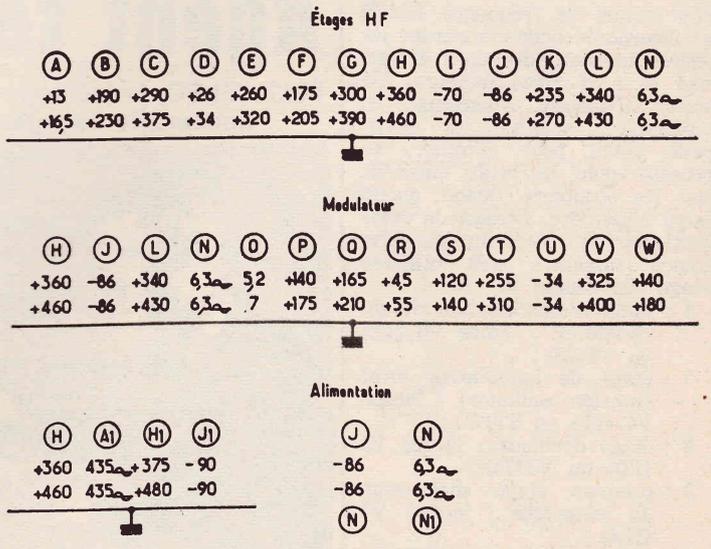


FIG. 8

- C60 - C61 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C62 = 0,5 μF papier 10 % 500 V.
- C63 = 0,25 μF papier 10 % 500 V.
- C64 = 1.000 pF papier 10 % 110 V.
- C65 - C66 = 0,1 μF papier 10 % 750 V.
- C101 = 6 μF papier 10 % 600 V.
- C102 - C103 = 6 μF papier 10 % 500 V.
- R16 = 5.000 Ω graphite 10 % 2 W.

- L9 - L10 = self de filtrage 3 Henrys.
- L11 = self de filtrage 40 Henrys.
- V1 - V2 = 6L6.
- V3 - V4 = QME 04/20 ou 832 A.
- V5 - V6 = 6M7.
- V7 - V8 = 6J7.
- V9 - V10 = 807.
- V11 = 6H6.
- V12 - V13 = 5Z3GB.
- V14 = 5Y3GB ou 5Z4.

L'émetteur-récepteur BC 1000/SCR 300

DEPUIS quelque temps l'amateur peut trouver, parmi le matériel des surplus militaires (1), un émetteur-récepteur portable qui fut utilisé naguère pour les liaisons à courte et moyenne distance dans l'armée, et plus particulièrement dans l'infanterie. C'est dire qu'on est en présence d'un matériel assez léger (poids de l'appareil complet, avec source d'alimentation : environ 17 kg). Le BC 1000 peut être alimenté soit par piles (BA70), soit par batterie extérieure de 12 V et vibreur. Bien que ses caractéristiques ne permettent pas son utilisation dans l'état, la gamme de fréquences, entre 40 et 48 MHz en FM, ne figurant pas parmi les bandes autorisées pour les radioamateurs, il est quand même intéressant d'en publier le schéma. Le faible prix auquel le BC 1000 est disponible, et l'imagination créatrice associée au sens inné du bricolage, caractéristiques de tous les amateurs, pallieront facilement ces inconvénients.

LE SCHEMA

La figure 1 représente le schéma de principe complet de l'ensemble émetteur-récepteur. Dix-huit lampes, type « batterie », équipent l'appareil au total.

Le récepteur utilise un circuit double superhétérodyne conçu pour la réception de signaux modulés en fréquence dans la bande des 40 à 48 MHz. Une commande automatique de fréquence (CAF) est incorporée pour compenser les légères inexactitudes dues à l'accord et à d'autres facteurs. Un circuit d'accord silencieux, ou « squelch », sensible est également prévu pour éliminer, au moment voulu, les bruits entendus dans les écouteurs quand aucun signal n'est reçu. Lorsque le poste fonctionne en récepteur, les seize lampes suivantes sont utilisées (étage par étage) :

- 1 : étage d'amplification HF du récepteur : lampe V6 (1T4 ou VT173) ;
- 2 : étage de l'oscillateur local (master oscillator) : lampe V4 (1T4 ou VT173) ;
- 3 : étage doubleur : lampe V3 (1T4 ou VT173) ;
- 4 : premier étage mélangeur du récepteur : lampe V7 (1L4) ;
- 5 : premier étage ampli MF du récepteur, sur 4,3 MHz : lampe V8 (1T4 ou VT173) ;
- 6 : deuxième étage ampli MF, sur 4,3 MHz : lampe V9 (1T4 ou VT173) ;
- 7 : deuxième étage mélangeur et oscillateur à quartz sur 6,815 MHz : lampe V10 (1R5 ou VT171) ;
- 8 : troisième étage amplificateur MF, sur 2,515 MHz : lampe V11 (1T4 ou VT173) ;
- 9 : premier étage limiteur, sur

- 2,515 MHz : lampe V12 (1L4) ;
 - 10 : deuxième étage limiteur, sur 2,515 MHz : lampe V13 (1L4) ;
 - 11 : étage discriminateur : lampe V14 (1A3) et section diode de la lampe V15 (1S5 ou VT172) ;
 - 12 : étage CAF : lampe V5 (1L4) ;
 - 13 : étage amplificateur de puissance BF : lampe V15 (1S5 ou VT172).
- Le circuit « squelch » se compose de :
- 14 : étage amplificateur de bruits et détecteur : lampe V16 (1S5 ou VT172) ;
 - 15 : étage amplificateur de courant continu : lampe V17 (1L4) ;
 - 16 : étage oscillateur redresseur : lampe V18 (1S5 ou VT172).

L'émetteur est du type à modulation de fréquence, et émet sur une bande s'étendant de 40 à 48 MHz. L'émetteur émet automatiquement à la fréquence à laquelle reçoit le récepteur. Quand on émet, la lampe CAF (V5) du récepteur, l'oscillateur local (V4) du récepteur et le doubleur (V3) du récepteur sont utilisés comme modulateur, oscillateur et doubleur de l'émetteur. En plus, un oscillateur à quartz de 4,3 MHz

est combiné avec la sortie du doubleur pour obtenir la fréquence désirée. L'amplificateur de puissance est commandé directement par le mélangeur et fournit environ 0,5 W à l'antenne. Les harmoniques de l'oscillateur à quartz de 4,3 MHz sont employés comme étalons de fréquence dans un but d'étalonnage. Quand le poste est en position émission, les cinq lampes suivantes sont utilisées (étage par étage).

- 1 : étage modulateur à réaction : lampe V5 (1L4) ;
- 2 : étage oscillateur : lampe V4 (1T4 ou VT173) ;
- 3 : étage doubleur : lampe V3 (1T4 ou VT173) ;
- 4 : étage mélangeur et oscillateur à quartz de l'émetteur : lampe V2 (3A4).
- 5 : étage amplificateur de puissance HF de l'émetteur : lampe V1 (3A4).

VALEURS DES ELEMENTS DU SCHEMA (fig. 1)

C1 : 500 pF ; C2 : 100 pF ; C3 : 200 pF ; C4 : 15 pF ; C5 : 10 nF ; C6 : CV à cinq sections de 11,5 à 30 pF chacune ; C7 : 500 pF ; C8 : 10 nF ; C9 : 100 pF ; C10 : 200 pF ; C11 : 20 pF ; C12 : 10 nF ; C13 : 25 pF ; C14 : 500 pF ; C15 : 500 pF ; C16 : 15 pF ; C17 : 10 nF ; C18 : 20 pF ; C19 : 10 nF ; C20 : 10 nF ; C21 :

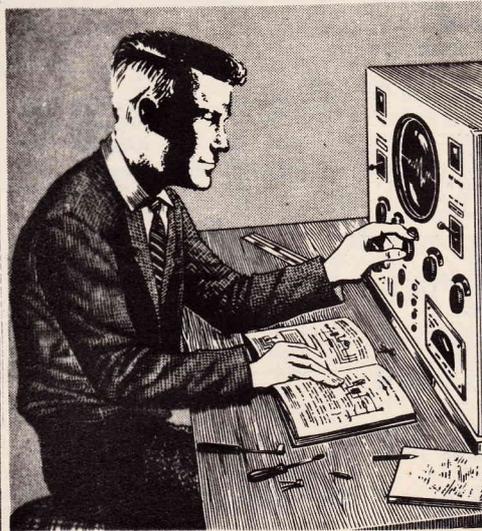
100 pF ; C22 : 8,5 pF ; C23 : 10 nF ; C24 : 100 pF ; C25 : 10 nF ; C26 : 10 nF ; C27 : 10 nF ; C28 : 25 pF ; C29 : 10 nF ; C30 : 10 nF ; C31 : 10 nF ; C32 : 10 nF ; C33 : 200 pF ; C34 : 20 pF ; C35 : 100 pF ; C36 : 25 pF ; C37 : 100 pF ; C38 : 10 nF ; C39 : 10 nF ; C40 : 25 pF ; C41 : 100 pF ; C42 : 10 nF ; C43 : manque ; C44 : 25 pF ; C45 : 100 pF ; C46 : 10 nF ; C47 : 15 pF ; C48 : 10 nF ; C49 : 25 pF ; C50 : 100 pF ; C51 : 10 nF ; C52 : 10 nF ; C53 : 25 pF ; C54 : 100 pF ; C55 : 10 nF ; C56 : 10 nF ; C57 : 25 pF ; C58 : 100 pF ; C59 : 10 nF ; C60 : 10 nF ; C61 : 10 nF ; C62 : 25 pF ; C63 : 50 pF ; C64 : 10 nF ; C65 : 100 pF ; C66 : 100 pF ; C67 : 100 pF ; C68 : 10 nF ; C69 : 10 pF ; C70 : 10 nF ; C71 : 10 nF ; C72 : 6 nF ; C73 : 10 nF ; C74 : 10 nF ; C75 : 10 nF ; C76 : 10 nF ; C77 : 10 nF ; C78 : 10 nF ; C79 : 10 nF ; C80 : 10 nF ; C81 : 10 nF ; C82 : 10 nF ; C83 : 10 nF ; C84 : 10 nF ; C85 : 10 nF ; C86 : 10 nF ; C87 : 10 nF ; C88 : 10 nF ; C89 : 100 pF ; C90 : 100 pF ; C91 : 100 pF ; C92 : 50 pF ; C93 : 10 nF ; C94 : 100 pF ; C95 : 100 pF ; C96 : 100 pF ; C97 : 10 nF ; C98 (uniquement sur les appareils dont le numéro de série est supérieur à 2.600) : 15 pF, entre masse et grille écran de V1

R1 : 220 Ω ; R2 : 220 Ω ; R3 : 1 MΩ ; R4 : 220 kΩ ; R5 : 220 Ω ; R6 : 2,2 kΩ ; R7 : 1 MΩ ; R8 : 220 kΩ ; R9 : 10 kΩ ; R10 : 5,6 kΩ ; R11 : 5,6 kΩ ; R12 : 68 kΩ ; R13 : 1 MΩ ; R14 : 2,2 kΩ ; R15 : 5,6 kΩ ; R16 : 2,2 kΩ ; R17 : 100 kΩ ; R18 : 470 kΩ ; R19 (remplacée p R75) : 15 kΩ, 10 % ; R20 : 22 kΩ ; R21 : 330 Ω ; R22 : 39 Ω, 10 % ; R23 : 680 kΩ ; R24 : 100 kΩ ; R25 : 10 kΩ ; R26 : 3,3 MΩ, 10 % ; R27 : 22 kΩ ; R28 : 220 kΩ, 10 % ; R29 : 39 kΩ ; R30 : 10 kΩ ; R31 : 220 kΩ, 10 % ; R32 : 1 MΩ ; R33 : 22 kΩ ; R34 : 220 kΩ, 10 % ; R35 : 1 MΩ ; R36 : 22 kΩ ; R37 : 100 kΩ ; R38 : 39 kΩ ; R39 : 10 kΩ ; R40 : 100 Ω, 10 % ; R41 : 22 kΩ ; R42 : 100 kΩ, 10 % ; R43 : 1 MΩ ; R44 : 22 kΩ ; R45 : 100 kΩ, 10 % ; R46 : 47 kΩ ; R47 : 220 kΩ ; R48 : 100 kΩ ; R49 : 220 kΩ ; R50 : 100 kΩ ; R51 : pot. 500 kΩ + SW ; R52 : 39 kΩ ; R53 : 220 kΩ ; R54 : 1 MΩ ; R55 : 470 kΩ ; R56 : 22 Ω, 10 % ; R57 : 4,7 Ω, 5 % ; R58 : 470 kΩ ; R59 : 470 kΩ ; R60 : 68 kΩ ; R61 : 1 MΩ ; R62 : 100 kΩ ; R63 : 3,3 MΩ ; R64 : 3,3 MΩ ; R65 : 2,2 MΩ, 10 % ; R66 : pot. 500 Ω + SW4 ; R67 : 220 kΩ, 10 % ; R68 : 68 kΩ, 10 % ; R69 : 68 kΩ, 10 % ; R70 : 1 MΩ ; R71 : 470 kΩ ; R72 : 100 kΩ ; R73 : 68 kΩ ; R74 : 1 MΩ ; R75 : remplace R76 ; R76 : 270 Ω, 10 %. Toutes les résistances sont du type 1/3 W, 20 %, sauf spécifications contraires.

Devenez plus rapidement - en Electronique

Agent technique ou cadre

MATH'ELEC, la méthode pratique de Fred Klinger vous donnera le bagage mathématique nécessaire



« Ne soyez plus un bricoleur, sachez calculer ce que vous faites ! »

Il y a 2 sortes de situations dans l'Electronique : la « maintenance » qui demande surtout une bonne connaissance du métier et du matériel, et la « maîtrise » qui exige, en plus, une formation mathématique spécialisée

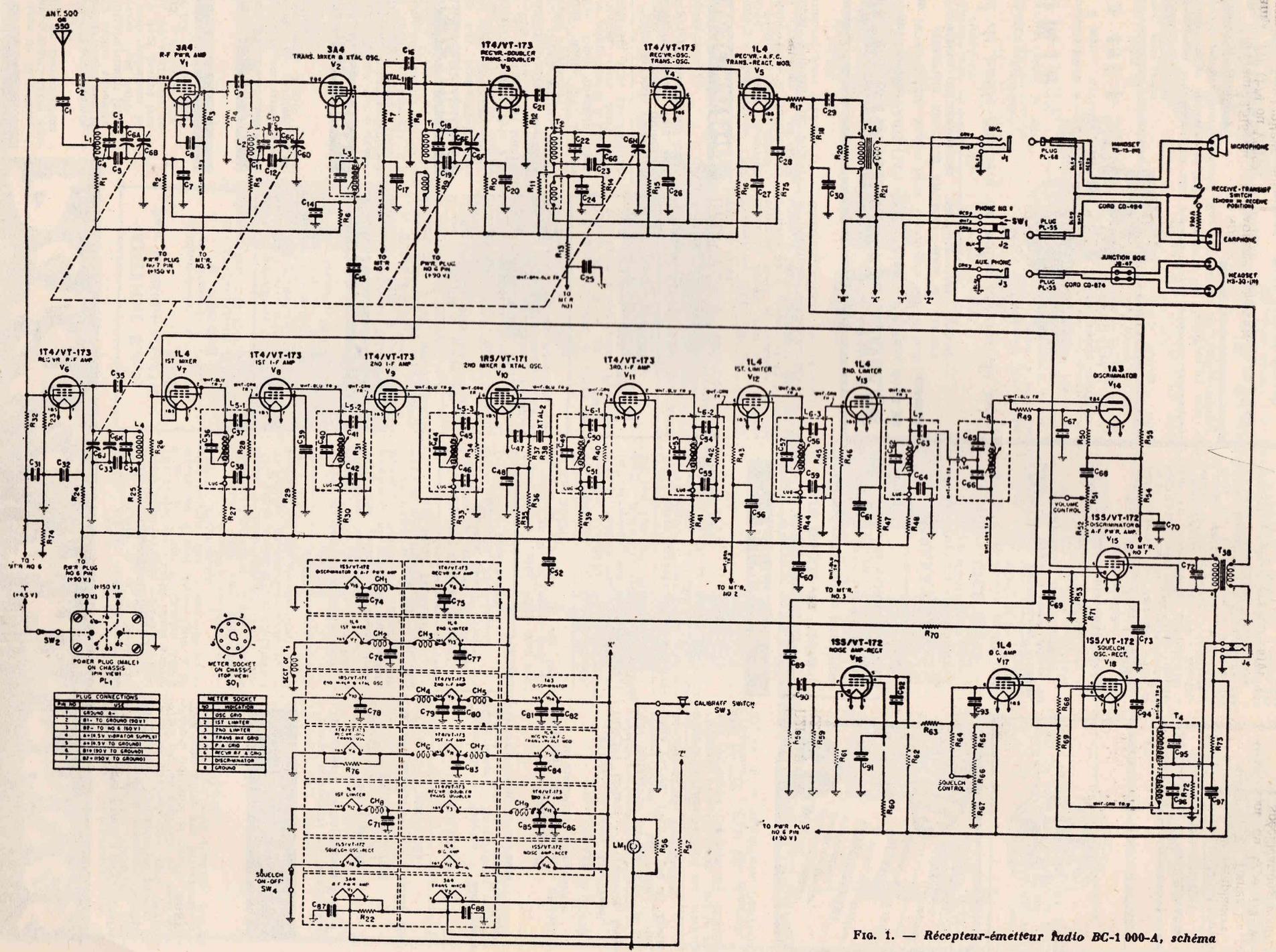
Cette formation est à votre portée : Fred KLINGER, à la fois praticien de l'électronique et professeur de mathématiques vous la fera acquérir en quelques mois, facilement pour 1,30 F par jour.

Essai gratuit. Résultat garanti. Tous les détails contre ce bon.

ÉCOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES
20, rue de l'Espérance
PARIS 13^e

BON sans frais ni engagement, notre notice explicative n° 1301 **GRATUIT** concernant MATH'ELEC

NOM & PRÉNOM
ADRESSE COMPLÈTE



PLUG NO.	CONNECTIONS
1	GROUND - A-
2	B1 - TO GROUND (100V)
3	B2 - TO NO. 8 (100V)
4	B3 - 5V. VIBRATOR SUPPLY
5	B4 - 5V. TO GROUND
6	B5 - 100V. TO GROUND
7	B6 - 100V. TO GROUND

NO.	INDICATION
1	OSC. GRID
2	1ST. LIMITER
3	2ND. LIMITER
4	TRANS. MIRR. GRID
5	P.A. GRID
6	RECVR. A.F. GRID
7	DISCRIMINATOR
8	GROUND

FIG. 1. — Récepteur-émetteur radio BC-1 000-A, schéma

TRANSISTORS PYGMY

MATERIEL NEUF
A PRIX SPECIAUX

DEUX RECEPTEURS « PYGMY »

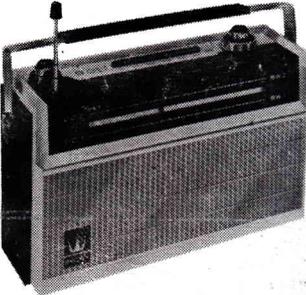
technique de classe internationale à des prix exceptionnels
Le récepteur à transistors pour les auditeurs les plus EXIGEANTS, et surtout pour ceux qui apprécient avant tout la parfaite reproduction musicale!

LE PYGMY 901

se situe au sommet de la production européenne et se classe premier dans sa catégorie.

Son prix de vente chez Radio-Tubes est exceptionnel et vous devez en profiter, même si vous avez déjà un bon transistor.

Le 901 Pygmy est sûrement meilleur!



VERSION UNIVERSELLE : 2 gammes OC (15-30 m - 30-60 m) - PO - GO - 9 transistors et 2 diodes.

Fonctionnement en voiture avec bobines spéciales - Alimentation par 6 piles 1,5 volt - Prise pour écouteur ou H.P.S. - Antenne télescopique - Réglage de la tonalité - Commutateur Local-Distance - H.P. 13 cm - Double cadran allongé, éclairé - Démultiplication cadran à double vitesse système micro-satellite - Dimensions : 275 x 175 x 85 mm - Poids avec piles : 2,450 kg.

Livrable immédiatement. Envois dans toute la France contre mandat, chèque ou virement de 195 F + 10 F pour frais de port. Emballage très soigné. Nous prenons à notre charge tout risque en cours de voyage. Faites vite, s.v.p. Merci.

Prix R.-T. 195 F (au lieu de 328,00)

PYGMY 505

Dans la prestigieuse gamme Pygmy, nous pouvons vous faire bénéficier immédiatement d'un prix exceptionnel sur ce modèle, aux performances intéressantes. Grâce à son système de sensibilité réglable, ce poste peut fonctionner dans toutes les régions avec succès.

505 PO-GO OC I (38-95 m) OC 2 (18-44 m) BE 1 (49 m) 7 transistors et 3 diodes - Coffret gainé - Commutateur distance



médium - local - Ant. télescop. - Alim. 6 piles 1,5 volt. Dim. : 290 x 180 x 85 mm. Poids : 2,100 kg, piles comprises.

Prix Radio-Tubes 159,00 (Frais de port : 10 F)

Expédition immédiate dans toute la France. Envoyez-nous un mandat ou chèque de 169 F - Vous le recevrez par retour.

PYGMY « WALTRON »

Modulation de fréquence s/MATIC 10 transistors - 3 diodes - Gammes d'ondes : PO - GO - FM - Coffret gainé - Façade plastique 330,00

PYGMY VARITRON

« S METER » 8 transistors et 2 diodes - 5 gammes d'ondes : 3 OC (10 à 167 m) - PO - GO. Prix 280,00

PYGMY « 1401 »

Modulation de fréquence - 9 transistors et 3 diodes - 3 gammes : PO - GO - MF. Prix 240,00

TRANSISTORS CSF CLARVILLE

MATERIEL NEUF
A PRIX SPECIAUX

RADIO-TUBES EST HEUREUX DE VOUS PROPOSER UN POSTE A TRANSISTORS DE GRANDE CLASSE

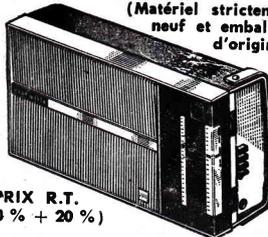
fabriqué par une des plus grandes marques françaises, au prix exceptionnel de... 109,00



- PO-GO
- CADRE FERRITE IMPORTANT
- SONORITE TRES AGREABLE
- EXCELLENTE SENSIBILITE
- ROBUSTESSE COUTUMIERE A LA MARQUE
- EXTRA-PLAT, se glisse dans le vide-poche de votre voiture
- ANTENNE AUTO

TECHNIQUE CSF

(Matériel strictement neuf et emballage d'origine.)



PRIX R.T. (20% + 20%)

149 F au lieu de 270 F

Le R 111 est un récepteur portable superhétérodyne, à contrôle automatique de gain (8 transistors + 2 diodes au germanium) et présenté dans un coffret de plastique gainé, il est muni d'un double cadran permettant la lecture des stations quelle que soit la position du récepteur.

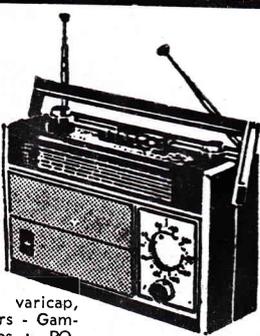
Caractéristiques générales : Gammes couvertes : GO - 150 à 280 kHz. PO - 520 à 1 605 kHz. OC - 40,5 à 51 mètres - 1 H.P. rond de 17 cm, 500 mW - Alimentation : 9 V - Antenne - Cadre à air - Prise antenne auto - Prise écouteur (500 à 2 000 Ω) - Dimensions : L 280, P 78, H 170. Poids : 1,7 kg.

PPIO CLARVILLE : Poste à transistors identique au R 111, mais sans la gamme BE. Prix catalogue : env. 240,00. PRIX RADIO-TUBES 129,00

SUPER

2001 PYGMY

Modulation de fréquence - Présentation luxueuse, enjoliveurs Zama - 16 transistors, 5 diodes, 1 varicap, 2 thermistors - Gammes d'ondes : PO, GO, FM, 7 OC dont 4 gammes OC étalées (13 m, 16 m, 19 m, 25 m) - Prise magnétophone. Prix catalogue : 930 F. PRIX SPECIAL : 666,00



TRANSISTOR PHILCO FM grande musicalité

3 gammes d'ondes : PO - GO - FM - Jolie présentation - Poignée escamotable - Antenne télescopique - Dimensions : 24 x 15 x 6 cm. Poids : 1,500 kg. PRIX 195,00

AMPLIS A TRANSISTORS TOUTES PUISSANCES

POUR GUITARES ELECTRIQUES, PICK-UP, MAGNETOPHONES, AMPLIS, VOITURES, POSTES AUTO-RADIO, CONFERENCES PUBLIQUES, ETC.

MODELE 1 : AMPLI TYPE BF19 COMPELEC

Puissance 1 watt 3 sous 9 volts.

Impédance d'entrée (1) (7)	270 kΩ
Impédance de charge (7)	5 Ω
Sensibilité (1)	90 mV
Gain en puissance (1)	62 dB
Distorsion (1)	2 %
Distorsion (1) à tension réduite	4 % (8)
Distorsion à Ps max.	2,5 % (4)
Débit sans signal.	15 mA
Débit à Ps max.	200 mA (4)
PRIX	21,00

MODELE 2 :

Ampli de 500 mw push-pull, avec double transfo driver et de sortie ; très sensible, équipé de cinq transistors - Alimentation par 2 piles classiques 4,5 volts. Potentiomètre de volume contrôle et porte-piles. HP utilisable : 2 ohms ou 20 ohms 5. Très compact, pratiquement à l'abri de pannes. PRIX 45,00

(Supplément pour le HP, facultatif : 13,00). Disponibles immédiatement.

MODELE 3 :

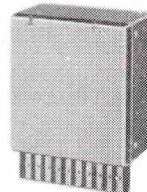
Ampli 4 watts équipé de 4 transistors, livré avec l'alimentation secteur 110 et 220 volts (peut naturellement fonctionner également avec une pile de 9 volts). Etage de sortie très puissant. Distorsion BF négligeable. Schéma de branchement avec chaque appareil. Prix (appareil complet, en état de marche) 75,00

Supplément pour HP (facultatif) : 22,00

Disponible immédiatement
Expédition par retour.

MODELE 4 : (particulièrement pratique pour des montages compacts).

MODULE AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE - HAUTE FIDELITE A TRANSISTORS BF22



Echelle : 1/3

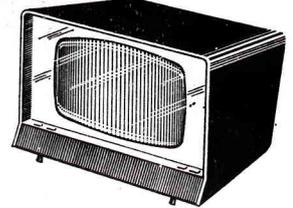
Bonnes performances sous tension réduite - Bonne sensibilité - Faible encombrement - Enfilable - Grande fiabilité - Tropicalisation - Température de stockage - 20 à + 75° C - Température de fonctionnement + 55° C - Poids : 100 g. Prix 49,00

Caractéristiques	2 w sous 9 volts
à 1 000 Hz - t = 25° C	BF 22
Impédance d'entrée	270 kΩ
Impédance de charge	5 Ω
Sensibilité	2 mV
Gain en puissance	76 dB
Distorsion	1,5 %
Distorsion à tension réduite	2,5 % (9)
Distorsion à Ps max.	4 % (5)
Débit sans signal	15 mA
Débit à Ps max.	280 mA (5)

TUBES TELE

Nouveauté intéressante pour la province : vu les frais de transport et l'abondance de notre stock de verrières, il n'est plus indispensable de nous envoyer vos vieux tubes cathodiques. Vous ne paierez pas plus cher, et vous gagnerez du temps et de l'argent. NOUVEAU BAREME

Type	RN	NEUF
40 cm/110° (portable)		150,00
43 cm/70°	100,00	165,00
43 cm/90° (« Mazda », except.)		125,00
43 cm/110° General Electric		125,00
exceptionnel		125,00
49 cm Mono	115,00	155,00
49 cm Twin	125,00	185,00
50 cm 70° 20CP4 A, exceptionnel		185,00
54 cm 70°	115,00	185,00
54 cm 90° « Mazda », exception.		175,00
54 cm 110°	125,00	185,00
59 cm Mono 110°	125,00	175,00
59 cm Twin 110°	150,00	235,00
59 cm blindé Solidex	135,00	185,00
60 cm 90° USA, exceptionnel		220,00
60 cm 110°	175,00	280,00
65 cm 110° 25MP4	155,00	220,00
70 cm 90° statique et magnét.		440,00
70 cm 110° Mono		390,00
70 cm 110° twin panel		440,00



TELEVISEURS 2° MAIN REVISES NOUVEAUX TARIFS (en baisse)

43 cm/70°	250,00
54 cm/70°	350,00
43 cm/90°	325,00
54 cm/90°	390,00
49 cm/110° Plat	440,00
54 cm/110° Plat	490,00
59 cm/110° Plat	540,00

Prix unique quelque soit la marque. Province, expédition immédiate dès réception de votre mandat.

Frais d'emballage : 20,00 + Port dû

TUBES D'OSCILLO Le seul spécialiste.

50 mm 2AP1 RCA	49,00
70 mm VCR139 A. Recommandé	49,00
90 mm VCR138 A	49,00
125 mm 5LP1 USA	75,00
125 mm 5BP1 USA	75,00
150 mm VCR97. Recommandé	49,00
150 mm VCR517 A	59,00
DG7/32	115,00

Tous ces tubes sont neufs et bénéficient d'une garantie.

TUNERS 2° CHAINE ADAPTABLES SUR TOUS TELES

livrés avec schéma, se posent facilement. Résultat positif garanti. PRIX .. 20,00

11 pour 10

OCEANIC OSCILLO-PORTABLE

Matériel révisé en bon état de marche, très utile pour le dépannage radio et télé en labo ou à domicile. Dimensions très compactes : 260 x 220 x 130 mm. Tube DG7/6 de 70 mm, 3 x 6AU6, 1 thyatron 884, 1 6AL5, 1 6X4.

Matériel ayant servi dans une grande usine, d'occasion révisé. Prix (cplet, en état de marche) 390,00

Expédition immédiate contre mandat à la commande.

RADIO - TUBES

40, boulevard du Temple, PARIS-XI

PROquette 56 45 PARKING FACILE devant le magasin. C.C.P. 3919.86 PARIS Minimum d'expédition : 40 F (10 % pour frais de port)