

radio plans

AU SERVICE DE
L'AMATEUR DE
RADIO ★ TV ★ ET
ELECTRONIQUE

XXXII^e ANNÉE — N° 214 — AOUT 1965
1,50 F — Prix au Maroc : 173 FM — Algérie : 170 F

Dans ce numéro :

- Les plans en vraie grandeur de :
- 3 modules électroniques
 - Un amplificateur de lecture pour magnétophone.
 - Un indicateur de niveau.
 - Un oscillateur d'effacement.
 - Un amplificateur universel 5W équipé avec 3 tubes à vide et un transistor
 - Un contrôleur universel



ENREGISTREUR A BANDE MAGNÉTIQUE POUR ÉMISSIONS T V

(Voir page 63)

ABONNEMENTS :

Un an F 16,50

Six mois ... F 8,50

Etranger, 1 an F 20,00

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande en
joignant 0,50 en timbres-poste.

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE LA PUBLICATION Raymond SCHALIT

DIRECTION -
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS

43, rue de Dunkerque
PARIS-X^e - Tél TRU 09-92

C. C. Postal PARIS 259-10

" LE COURRIER DE RADIO-PLANS "

Nous répondons par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois, et dans les dix jours aux questions posées par lettre par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;

3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 2,00 F.

● F. B..., Saint-Denis.

Constate sur le haut de son écran une bande plus claire de 3 à 4 cm ; voudrait en connaître la raison et le remède :

Le défaut que vous constatez sur votre téléviseur est certainement provoqué par une défectuosité du tube de puissance du balayage vertical.

Essayez de remplacer ce tube et rectifiez le réglage des dispositifs de linéarité verticale.

● M. G..., Libourne.

Quel casque faut-il employer sur une prise de haut-parleur de téléviseur ? Faut-il utiliser un ampli à transistors ?

En branchant un casque de 15 ohms sur la prise HPS de votre téléviseur, vous devriez obtenir d'excellents résultats.

Nous ne vous conseillons pas l'utilisation d'un ampli à transistors entre cette prise et le casque, car ce dernier serait saturé, ce qui entraînerait une déformation intolérable.

● R. P..., Amiens.

Pouvez-vous me dire ce qu'on trouve en trafic en-dessous de 10 m et au-dessus de 2 000 - 6 000 m de longueur d'onde ?

Au-dessus de 2 000 à 6 000 m, vous ne trouverez pratiquement rien, si ce ne sont quelques transmissions télégraphiques ; par contre, il y a énormément de choses au-dessous de 10 m notamment :

— La bande amateurs américaine autour de 50 Mhz.

— La bande amateurs française des 72 Mhz (4 m).

— Des émissions de polices autour de 80 Mhz.

— La bande de radiodiffusion en modulation de fréquence entre 85 et 100 Mhz.

— Bande amateurs des 144 Mhz (2 m).

● J. M..., Carcassonne.

Comment peut-on faire varier à volonté la puissance d'un haut-parleur de poste récepteur classique ?

Pour faire varier de façon continue la puissance d'un H.-P., la seule solution est celle que vous mentionnez dans votre lettre, c'est-à-dire l'utilisation d'un potentiomètre.

La valeur de ce dernier dans votre cas sera 10 ohms (environ trois fois l'impédance de la bobine mobile).

Evidemment, un tel dispositif modifie l'impédance de charge de la lampe finale.

● G. M..., Namur.

Je voudrais construire une antenne à deux nappes pour la TV, 12 éléments, 18 dB, mais en 300 ohms.

Nous ne vous conseillons pas l'emploi d'antennes à plusieurs nappes. La tendance actuelle est d'utiliser une seule nappe à grand nombre d'éléments. Avec 15 éléments, vous obtiendrez environ un gain de 15 dB, alors qu'avec 2 nappes de 12, il faut que le champ soit parfaitement homogène, ce qui est très rare à grande distance pour obtenir un gain à peu près équivalent.

● L. C..., Antony.

Mon récepteur s'allume et fonctionne normalement, puis devient subitement muet. A quoi cela est-il dû ?

La panne de votre récepteur peut avoir des causes multiples.

Il faudrait en premier lieu vérifier si une lampe n'est pas à l'origine. Lorsque la panne se produit, il faudrait vérifier les tensions aux différents points du montage de manière

Nous avisons nos lecteurs qu'en raison des vacances le service du courrier ne fonctionnera pas du 15 juillet au 15 août.

SOMMAIRE DU N° 214 - AOÛT 1965

Emetteur à double bande latérale sans porteuse	17
Nos problèmes de câblage	19
Trois modules électroniques	20
Amplificateur universel 5 watts	25
Nouveaux circuits TV à transistors ..	28
Système SECAM : les trois voies de chrominance	32
Récepteur original	36
Valise de dépannage (presque universelle)	37
Quelques résistances et un abaque pour quintupler la précision des mesures de tension	44
A propos de l'adaptateur longue distance	46
Emetteur expérimental ondes courtes de 1,5 watt	47
Nouvelles et nouveautés électroniques.	48
Contrôleur universel	49
Changeurs de fréquence	53
Banc de montage pratique	57
Les bases du transistor : Relaxateurs.	60
Notre couverture : Enregistrement des émissions TV	63
Récepteur 144 Mc/s tous transistors ..	64
Visite à l'usine ARENA	66

à vous rendre compte s'il ne s'agit pas d'un court-circuit d'un condensateur, soit électrochimique, soit de découplage, ou encore d'une résistance.

Nous pensons cependant qu'il est plus probable qu'il s'agisse d'une lampe défectueuse.

● C. P..., Champigny.

Comment doit-on calculer un transformateur ? Je désire obtenir 150 A au secondaire.

Les intensités secondaire et primaire d'un transfo sont en rapport inverse de celui des tensions.

Vous devez conduire le calcul comme pour un transfo ordinaire. Les intensités serviront à déterminer la puissance et, par conséquent, la section du circuit magnétique et celle des fils des enroulements.

● F..., Villemontais.

Possède un récepteur équipé des lampes suivantes : ECH3, ECF1, EBL1 5Y3GB + indicateur d'accord. Cet appareil fonctionne normalement pendant une demi-heure. Puis progressivement l'audition faiblit et se déforme pour bientôt devenir inintelligible. Suppose que la panne est occasionnée par l'indicateur d'accords et voudrait avoir notre avis à ce sujet.

Le défaut que vous constatez sur votre appareil ne provient pas, à notre avis, de l'œil magique mais plutôt d'une défectuosité de la EBL1, assez courante avec ce genre de tube.

Il s'agit, en effet, de la production d'un courant de grille qui au bout d'un certain temps de fonctionnement provoque une polarisation positive de ce tube ce qui occasionne la déformation et la baisse de puissance que vous constatez.

Le remplacement de ce tube devrait tout faire rentrer dans l'ordre.



PUBLICITE :
J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
PARIS (IX^e)
Tél. : TRINITE 21-11

Le précédent n° a été tiré à 46.519 exemplaires.

BON DE RÉPONSE *Radio-Plans*

par **A. CHARCOUCHET**

leur rendement en HF que les 6AQ5 classiques. La haute fréquence d'excitation de cet étage de sortie est appliqué en parallèle sur les deux grilles n° 1 de chaque tube. Alors que la modulation est assurée par un modulateur équilibré sur les deux grilles écran de chaque tube. L'excitation est donnée aux tubes 6AQ5 par une demi 12AT7 en oscillateur cristal, cette possibilité n'est pas restrictive et il est souhaitable d'utiliser un oscillateur variable très stable. Cette hypothèse sera étudiée plus loin.

L'autre partie de 12AT7 est utilisée comme amplificateur fournissant la modulation équilibrée. Une demi 12AU7 fonctionne en amplificateur précédé d'un filtre de bande, lui-même précédé d'un écréteur limitant l'amplitude des signaux basse fréquence.

La deuxième demi 12AU7 est utilisée comme amplificateur basse fréquence devant l'écréteur. Le microphone étant du type à faible niveau de sortie, il est nécessaire d'élever la tension de sortie de celui-ci et cette opération est effectuée par une 12AX7 dont les deux triodes sont utilisées. L'alimentation est assurée par un transformateur, une valve ou des diodes et une cellule de filtrage, le tout délivrant après filtrage une tension continue de 400 volts, sous un débit de 80 mA et une tension alternative de chauffage de 6,3 volts 2 ampères.

Fonctionnement

L'oscillateur cristal est un colpitts, analogue à l'oscillateur classique composé d'une self et d'un condensateur. Ici, le circuit oscillant est remplacé par un quartz qui se comporte d'une façon identique. Le quartz se trouve donc entre la grille et la masse en parallèle avec une résistance de 100 000 ohms et deux condensateurs en série formant un diviseur de tension fournissant la tension de phase correcte, pour entretenir la réaction entre la grille et la cathode, ce qui fait osciller le quartz sur sa fréquence. La cathode est réunie à la masse par une self de choc R 100, qui a pour but d'élever l'impédance de cette électrode par rapport à la masse. La haute fréquence est recueillie dans la plaque sur une self L1. Cette HF est appliquée à travers un condensateur de 100 pF aux deux grilles en parallèle des 6AQ5. La polarisation des tubes de l'étage final est assurée par la résistance de fuite de grille de 22 000 ohms. Les plaques des 6AQ5 sont sorties en push-pull sur un circuit oscillant composé de C1 et L2. Le point milieu de L2 est réuni à la haute tension par une self de choc, elle-même découplée à la masse par un condensateur de 5 000 pF. Ce genre de modulation étant un composé de basse fréquence et de haute fréquence, il est nécessaire de repartir vers les étages BF avant d'expliquer le fonctionnement.

A partir d'un microphone cristal, il faut amplifier la tension pour obtenir un niveau suffisant permettant une modulation correcte. Le microphone cristal attaque donc une 12AX7, montée en amplificatrice les deux parties étant en cascades, rien de particulier dans ce montage, si ce n'est que vu le gain très important de ce tube, toutes précautions doivent être prises pour éviter les couplages parasites entre plaque et grille et aussi se protéger contre le rayonnement HF de l'émetteur par un blindage sérieux. A la sortie de la 12AX7 nous trouvons un potentiomètre permettant de doser la modulation.

Ensuite nous trouvons une demi 12AU7, elle aussi montée en amplificatrice de tension, encore une fois rien que du classique

si ce n'est que comme dans l'amplificateur précédant les cathodes des tubes ne sont pas découplées, dans le but de provoquer une contre-réaction améliorant la bande passante de l'amplificateur, et de ce fait, diminuant le gain total.

La plaque de la demi 12AU7 est réunie par un condensateur de 10 000 Pf en série avec une résistance de 100 000 ohms à un écréteur, qui, comme son nom l'indique, a pour but de limiter la tension aussi bien dans les pointes positives que dans les pointes négatives. Cet écréteur est nécessaire pour la raison suivante : si les maximums de modulation ne sont pas limités par un système quelconque le signal appliqué à l'étage final sera très important, provoquant ainsi des distorsions dans l'étage amplificateur haute fréquence, lesquelles distorsions provoqueront des harmoniques indésirables et aussi élargiront les bandes latérales. Ces deux phénomènes provoqueront des perturbations. le premier chez les possesseurs de téléviseur et le second dans les récepteurs des amateurs pratiquant la même bande, les bandes latérales étant élargies outrageusement, la place occupée par la transmission sera incompatible avec les relations de bon voisinage, et surtout avec les normes imposées aux stations des radio-amateurs.

Donc il est nécessaire de limiter la modulation à une certaine valeur. Cette opération est réalisée par deux diodes OA85 ou similaires, l'une devient conductrice pour les pointes positives l'autre pour les pointes négatives. Le seuil de limitation est réglé à l'aide d'un potentiomètre permettant de doser la tension fournie aux étages suivants.

A la sortie du limiteur nous trouvons un filtre de fréquence. Ce filtre en PI est nécessaire pour éviter la production de fréquences supérieures à 3 000 périodes, fréquences qui peuvent être produites par la voix mais aussi par les harmoniques de cette voix. La suppression des fréquences supérieures à 3 000 périodes est rendue nécessaire pour réduire la largeur des bandes latérales. Nous avons vu (dans un précédent numéro) que pour une fréquence de modulation à 300 périodes par exemple nous trouvons de chaque côté de la fréquence une bande latérale située à 300 périodes de part et d'autre, si la modulation est de 3 000 périodes nous aurons deux bandes latérales situées chacune à 3 000 périodes (c'est-à-dire à 3 kc/s) de part et d'autre de la porteuse. Si pour une raison quelconque, l'émetteur produit des fréquences BF de 15 000 périodes, cela n'est pas rare, la place occupée sera de 30 kc/s (15 à droite et 15 à gauche). Dans ces conditions, la largeur de bande sera peut-être de haute fidélité, mais sera aussi incompatible avec les normes de transmission vocale. D'autre part, il a été défini que pour une bonne compréhension des messages une bande de fréquence comprise entre 300 et 3 000 périodes était largement suffisante.

Le filtre est donc composé d'une self BF et de deux condensateurs. La self a une valeur de 6 henrys et 400 ohms de résistance, une self de filtrage peut faire l'affaire à condition de posséder ces caractéristiques.

Après s'être débarrassé des pointes gênantes et de fréquences BF inutiles, il ne reste plus qu'à amplifier les signaux ainsi filtrés. Cette opération est assurée par la deuxième partie de la 12AU7. Le montage est classique, seule une particularité : la résistance de cathode est constituée par un potentiomètre qui permet de doser la tension nécessaire au fonctionnement du limiteur écréteur.

La plaque de la 12AU7 est reliée à l'étage suivant par un condensateur de 10 000 Pf, la fonction amplificatrice finale est assurée par la deuxième partie de la 12AT7, aucun problème dans cet étage, la plaque est reliée à un transformateur de liaison. Ce transformateur peut très bien être un driver de push-pull ; de toutes façons, le rapport minimum de transformation devra être 1 à 3. Les sorties symétriques du transformateur seront réunies chacune à une grille écran des deux tubes 6AQ5 du final HF.

Dans le but d'utiliser cet émetteur pour transmettre en télégraphie un inverseur a été introduit dans le retour du transformateur, pour établir une tension constante sur les grilles G2 des 6AQ5. La manipulation étant opérée dans les cathodes des deux tubes.

Réglages

Après les vérifications d'usage, à savoir : câblage tension secteur, tension filament, ligne haute tension vérifiée à l'aide d'un ohmmètre pour se rendre compte si aucun court-circuit intempestif n'a été réalisé, nous sommes prêts à procéder aux réglages.

Mettre un cristal correspondant à la bande 80 mètres, c'est-à-dire entre 3 500 et 3 800 kc/s. Appliquer la haute tension par S1, accorder la self L1 à l'aide du noyau de poudre de fer, cet accord est observé sur l'appareil de mesure placé dans le retour de grille entre la résistance de 22 000 ohms et la masse ; ne pas oublier de découpler cette résistance du côté froid pour éviter que la HF se promène dans le milliampermètre et soit perdue. L'excitation des deux 6AQ5 doit être comprise entre 3 et 4 milli. Placer le switch S2 en position télégraphie et accorder le PA par le condensateur C1, le couplage étant réglé pour observer un maximum de HF.

Il est bon de procéder au réglage sur une antenne fictive qui peut être avantageusement constituée par une lampe d'éclairage 110 volts de 15 ou 25 watts.

En position téléphonie, le réglage s'opère de la même façon pour la HF, mais il faut procéder par ordre pour le réglage de la modulation. Tout d'abord placer le potentiomètre se trouvant dans la cathode de la deuxième demi 12AU7 à mi-course, moduler et observer avec un oscilloscope les pointes de modulation.

Ce contrôle est très facile, balayer l'oscillo par une fréquence assez basse, 500 périodes par exemple. Brancher les plaques verticales directement sans passer par l'amp, à un self de couplage de 5 à 6 spires et l'approcher de la self PA de façon à obtenir une trace lisible.

Pour ce réglage, il serait préférable de posséder un générateur BF, mais à la rigueur le sifflet de l'opérateur peut convenir, à condition que celui-ci se rende compte de la fréquence émise et qu'il tente de produire le sifflement avec un niveau constant. Presque un coup de sifflet étalonné.

De toute façon les opérations sont les mêmes, la seule différence vient que, pour le générateur, le micro se trouve débranché, la BF étant appliquée à sa place.

Moduler l'entrée de l'amplificateur, et observer la courbe à l'oscillo. La courbe doit avoir l'allure de la figure 2. Mais il est possible que le limiteur ne soit pas bien réglé, on constate alors une déformation comme l'indique la figure 2 ; dans ce cas, agir sur le potentiomètre pour avoir une sinusoïde correcte. En agissant encore

sur le potentiomètre la courbe diminue de hauteur, de cette façon la modulation sera insuffisante. Le bon réglage sera obtenu pour une position du potentiomètre d'écrêtage, ou la courbe donnée par l'oscillo aura une hauteur maximum, sans toutefois présenter un écrêtage comme il a été signalé plus haut, il ne faut jamais que les signaux soient déformés même dans les fortes pointes de modulation.

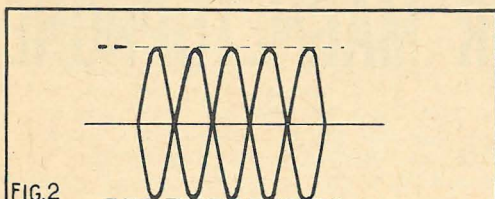


FIG. 2

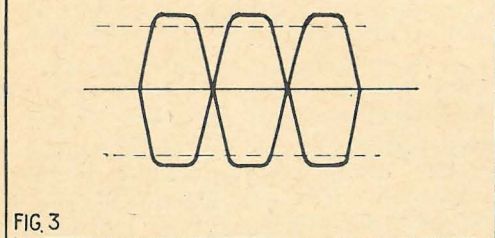


FIG. 3

Le deuxième point à contrôler consiste à s'assurer que les fréquences HF supérieures à 3 000 périodes sont très atténuées. Pour ce contrôle, augmenter la fréquence du générateur ou du coup de sifflet; et l'on doit observer à partir de la fréquence de coupure une diminution de hauteur de la trace sur l'oscillo. En augmentant la fréquence de modulation, il ne doit subsister aucune modulation aux alentours de 6 à 7 000 périodes. Si l'atténuation n'est pas assez grande, il y aura lieu de changer les condensateurs du filtre BF ou tout au moins de leur adjoindre en parallèle un condensateur de 100 pF. Cet ajustement est nécessaire car il se peut que la self composant le filtre ne soit pas exactement de la même valeur que celle de la maquette.

Cet ensemble peut servir d'excitateur pour un amplificateur plus puissant allant même jusqu'à 1 kilowatt mais nous ne le conseillons pas, tout d'abord parce que la puissance en France est limitée à cent watts et que des amplis d'une telle puissance sont assez complexes à réaliser.

Par contre, une amélioration possible consiste à lui adjoindre un VFO (oscillateur à fréquence variable); un Géliso 4/104 ferait très bien l'affaire. Il suffira de le réunir à la sortie du VFO par une ligne composée d'un morceau de twinlead 300 ohms. La HF transmise par la ligne sera appliquée à l'émetteur en lieu et place du cristal; il suffira de munir la ligne de broches prévues à cet effet, ou encore d'un vieux quartz hors d'usage.

Cet émetteur ne constitue pas le maximum de la technique mais permettra aux amateurs novices dans la transmission à bande latérale que ce soit à double ou à bande latérale unique de se faire la main en vue d'entreprendre une réalisation plus importante.

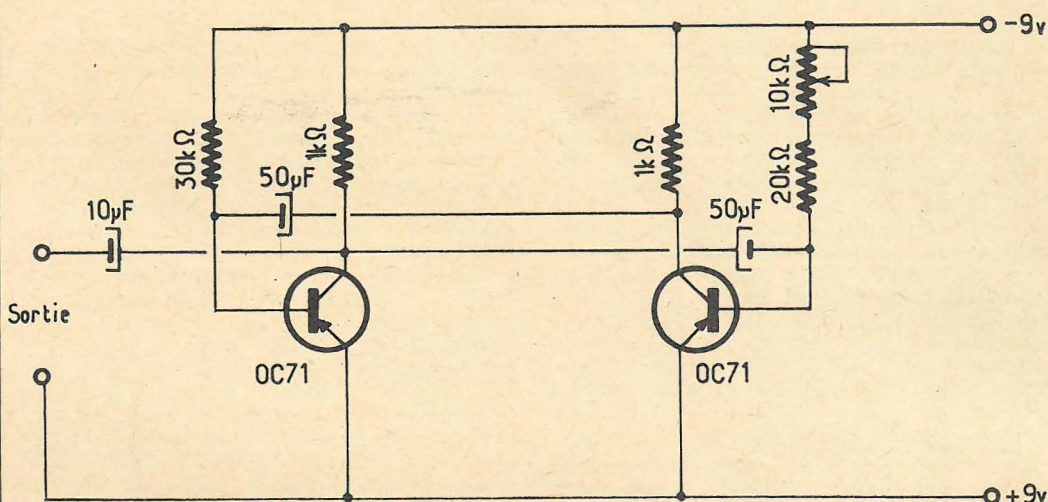
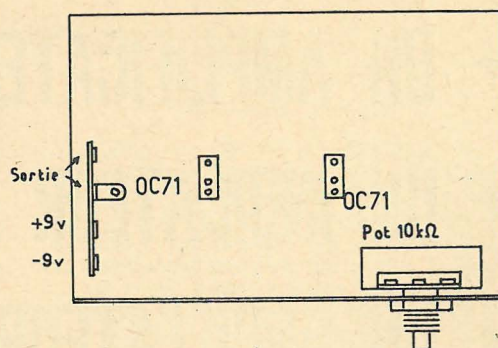
Dans un prochain article, nous verrons un autre genre d'émetteur à bande latérale unique, utilisant un déphaseur phase shift, que nous avons déjà vu dans la réalisation de l'adaptateur de réception il y a quelque temps.

Attention avant d'émettre, attendre d'avoir l'autorisation, la transmission même à faible puissance étant réglementée.

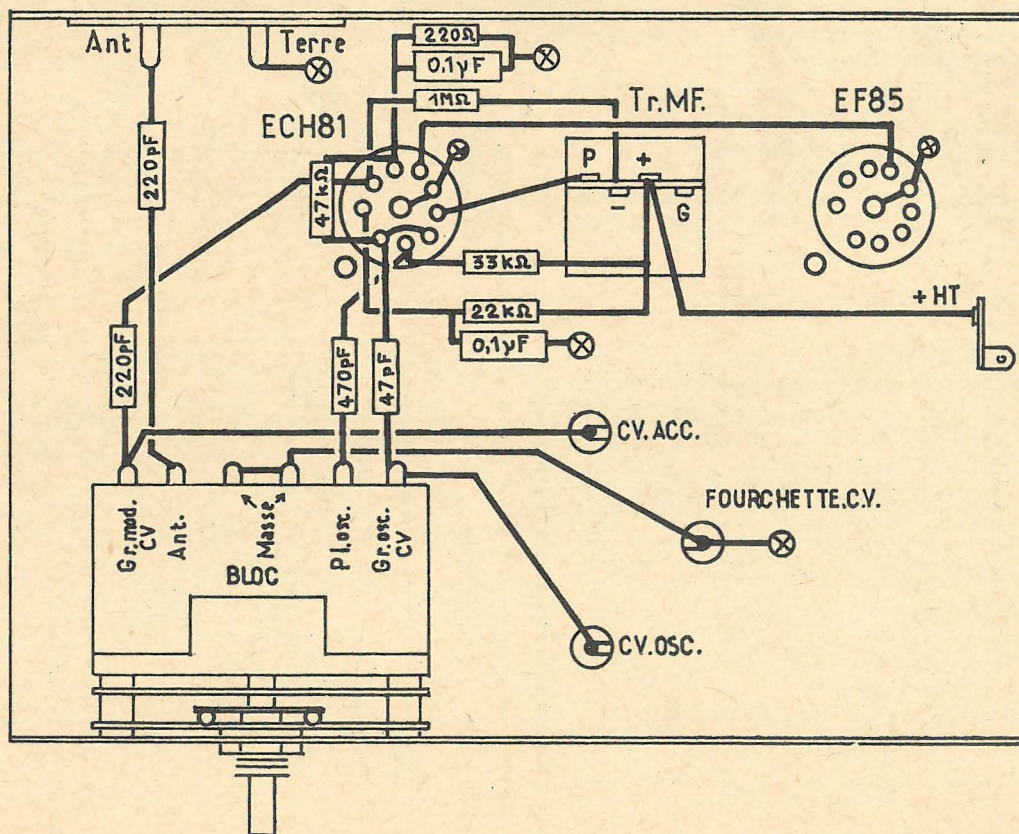
(F.9.R.C.)
A. CHARCOUËT.

Nos problèmes de cablage

Le schéma que nous vous proposons représente un multivibrateur équipé de transistors. Le problème consiste à dessiner, sur le plan d'implantation qui accompagne ce schéma, le câblage qu'il faudrait exécuter pour réaliser pratiquement ce circuit électronique. Comme d'habitude la solution sera donnée dans le prochain numéro.



Et voici la solution du problème n° 5



**Voici 3 modules électroniques
que vous pourrez réaliser facilement :**

◆ **UN AMPLIFICATEUR DE LECTURE POUR MAGNÉTOPHONE** ◆ **UN INDICATEUR DE NIVEAU** ◆ **UN OSCILLATEUR D'EFFACEMENT**

Ainsi que chacun sait la tendance actuelle en matière de montages électroniques est aux sous-ensembles ou modules pouvant être utilisés comme éléments constitutifs d'appareils très différents. Cette méthode offre de nombreux avantages. Elle permet notamment de sérier les difficultés. Il est en effet facile de câbler, de mettre au point et éventuellement de dépanner un sous-ensemble mettant en œuvre un nombre limité de composants et dont le rôle est nettement plus défini qu'un appareil complet. D'autre part, lorsque l'on dispose de sous-ensembles dont le parfait fonctionnement est assuré, la réalisation de l'appareil les utilisant devient presque un jeu.

Selon cette conception nous vous proposons trois unités qui normalement sont destinées à entrer dans la composition d'un magnétophone à transistors mais qui selon les besoins et l'imagination de leur réalisateur peuvent avoir un certain nombre d'autres applications. Nous en indiquons quelques-unes mais il est bien évident que cette énumération n'aura que le caractère d'un exemple et ne sera nullement limitative.

Amplificateur de lecture pour magnétophone

Comme nous venons de le signaler cet amplificateur peut entrer dans la compo-

sition d'un magnétophone à transistors. Il peut également être utilisé comme contrôle d'enregistrement sur un magnétophone quelconque à lampes ou à transistors déjà existant. Expliquons-nous. Lorsque l'on procède à un enregistrement sur bande, on dispose généralement comme moyen de contrôle d'un indicateur de modulation; parfois une prise pour casque est prévue. Si l'emploi de ce casque permet un contrôle plus direct, il renseigne sur ce que délivre l'amplificateur d'enregistrement mais non pas sur ce qui est inscrit sur la bande. Or en définitif c'est bien cela qui est intéressant. Ce contrôle ne peut être fait qu'à la première lecture qui a lieu l'enregistrement terminé. Si c'est bon tant mieux, mais dans le cas contraire cela risque d'être définitif surtout lorsqu'il s'agit d'une émission radio qui, par essence même, ne sera jamais renouvelée.

Le contrôle de l'enregistrement en cours effectué sur la bande elle-même présente donc un grand intérêt et peut être facilement obtenu. Il suffit de prévoir sur le

magnétophone une tête de lecture supplémentaire devant laquelle défilera le ruban magnétique après son passage devant la tête d'enregistrement. Cette tête de lecture étant reliée à l'entrée de notre amplificateur on pourra entendre en HP ce qui vient d'être inscrit et le cas échéant procéder aux corrections nécessaires.

Cet amplificateur peut recevoir en outre toutes les applications concernant le domaine de la BF. Il peut être utilisé en liaison avec un microphone pour de petites sonorisations. Dans ce sens il convient particulièrement à l'équipement d'un mégaphone pour forain. Il peut également entrer dans la composition d'un électrophone portatif ou d'un récepteur. Dans ce cas il convient de supprimer la partie pré-amplificatrice.

Le schéma

Il est donné à la figure 1. Sous cette forme l'amplificateur BF est prévu pour délivrer une puissance modulée de sortie de 750 mW avec une distorsion inférieure

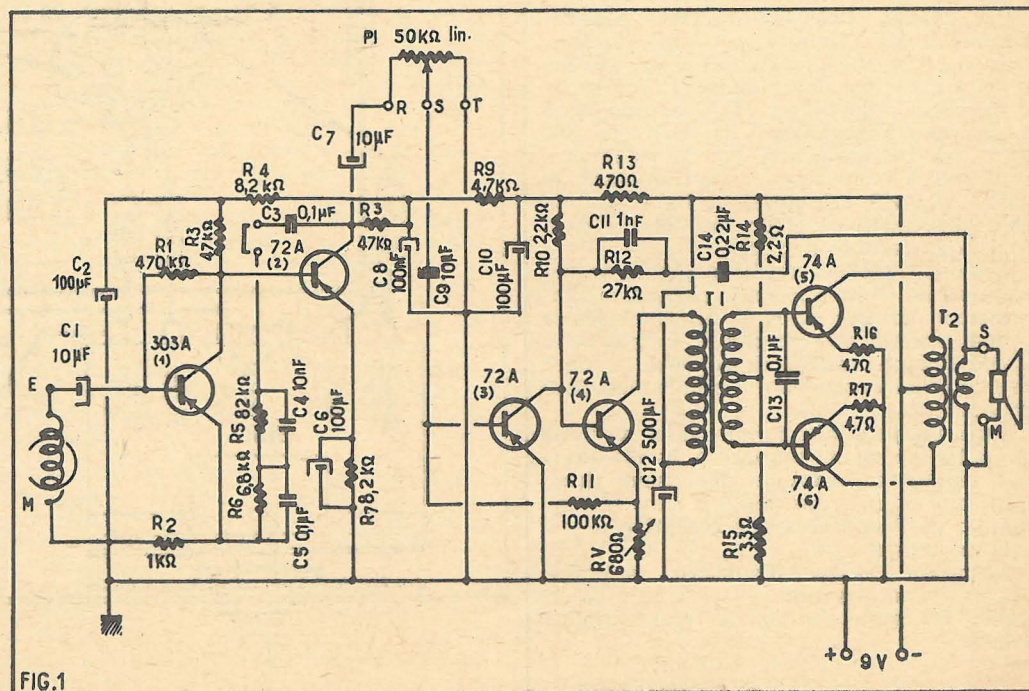


FIG.1

N° 257 - AMPLIFICATEUR DE LECTURE ou AMPLI DE MICRO

Ensemble des pièces détachées, y compris: circuit imprimé, transistors, transfo de liaison et de sortie, résistances, condensateurs, etc. (sans tête de lecture) **78,80**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (10°)
(Gare du Nord) - Tél.: 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Claude-Bernard, PARIS (5°)
(Gobelins) - Tél.: 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (20°)
(Porte des Lilas) - Tél.: 636-40-48

Service Province: **RADIO-PRIM**, PARIS (20°)
296, rue de Belleville - Tél.: 797-59-67
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.

à 10 %. L'impédance d'entrée à 800 périodes est de 5.000 à 50.000 ohms.

L'entrée sur laquelle on branchera soit la tête de lecture soit le microphone, soit tout autre traducteur attaque à travers un condensateur de 10 μ F la base d'un transistor 303A qui équipe le premier étage du préamplificateur. La polarisation de cette base est produite par une résistance de 470.000 ohms venant du collecteur. Cette disposition a pour effet d'introduire une contre-réaction qui réduit la distorsion de l'étage et contribue à la stabilisation de l'effet de température. Le circuit émetteur contient une résistance de 1.000 ohms qui par des voies différentes contribue aux mêmes corrections. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 47.000 ohms. L'alimentation générale de l'amplificateur se fait sous 9 V. Pour l'étage que nous venons d'étudier la ligne négative du circuit d'alimentation contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 8.200 ohms et d'un condensateur de 100 μ F.

Le collecteur du transistor 303A attaque directement la base du transistor 72A qui équipe le second étage du préamplificateur. Dans ces conditions la polarisation de la base de ce second transistor est fournie par la tension collecteur du précédent. Le circuit émetteur du 72 A contient une résistance de compensation de température de 8.200 ohms découpée par un condensateur de 100 μ F. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 10.000 ohms. Entre le collecteur de ce transistor et l'émetteur de celui de l'étage d'entrée est prévu un circuit de contre-réaction sélective qui introduit une correction correspondant aux courbes de lecture N.A.R.T.B. Ce circuit contre-réactif est constitué par un condensateur de 0,1 μ F en série avec une résistance de 82.000 ohms shuntée par 10 nF et une résistance de 6.800 ohms shuntée par 0,1 MF.

Ce circuit correcteur n'est nécessaire que lorsque l'amplificateur est attaqué par une tête magnétique dans le cadre de la reproduction d'un enregistrement sur bande. Lorsque l'attaque se fait par un micro cette correction doit être supprimée ce qui s'obtient en coupant la liaison VN. Dans ces conditions la sensibilité à 800 pps passe à 2 mV.

Ce second étage est alimenté à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 4.700 ohms et d'un condensateur de 100 μ F. Le signal amplifié recueilli à la sortie du préamplificateur est transmis par un condensateur de 10 μ F à un potentiomètre de 50.000 ohms qui sert à contrôler le gain et constitue en fait l'entrée de l'amplificateur de puissance.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque à travers un condensateur de 10 μ F la base d'un transistor 72A. L'émetteur de ce dernier est relié directement à la ligne + 9 V; son collecteur est chargé par une résistance de 2.200 ohms attaque directement la base d'un autre 72A qui équipe l'étage Driver. L'alimentation - 9 V se fait encore à travers une

cellule de découplage (470 ohms, 100 μ F). Le circuit émetteur du transistor Driver contient une résistance ajustable de 680 ohms. La polarisation du transistor précédent est obtenue à partir de la tension émetteur du Driver grâce à une résistance de 100.000 ohms. Dans ces conditions on comprend immédiatement que la résistance ajustable de 680 ohms sert à régler le point de fonctionnement des deux transistors.

L'étage final est un push-pull classe B équipé par deux transistors 74A. La liaison entre les bases de ces deux transistors de puissance et le circuit collecteur de l'étage Driver s'effectue par le transfo BF Tr1. La polarisation des bases est appliquée au point milieu de l'enroulement secondaire par un pont diviseur (2.200 ohms côté - 9 V et 33 ohms côté + 9 V). Chaque 74A est doté de sa propre résistance d'émetteur pour la compensation de l'effet de température (4,7 ohms). L'adaptation des circuits collecteurs à la bobine mobile du H-P. se fait par le transfo de sortie TRS2.

Un circuit de contre-réaction de tension reporte une fraction du signal BF présent au secondaire du transfo de sortie sur la base du transistor Driver. Ce réseau est constitué par un condensateur de 0,22 μ F en série avec une résistance de 27.000 ohms shuntée par un condensateur de 1 nF. A 800 pps le taux de contre-réaction de ce circuit est de 8 à 10 dB. La présence du condensateur de 1 nF augmente ce taux aux fréquences élevées ce qui constitue une correction qui renforce la fidélité de reproduction.

Le transfo de sortie est prévu pour une impédance de bobine mobile de 2,5 à 5 ohms. Le rendement maximum a lieu pour 3,5 ohms.

Si on désire utiliser l'amplificateur de

puissance seul pour un usage particulier (par exemple dans un électrophone) l'attaque doit se faire au point chaud du potentiomètre de volume. Le gain est alors de 20 à 25 dB ce qui correspond pour la puissance de sortie maximum à un signal d'attaque de l'ordre de 60 mV. L'impédance d'entrée est de 50.000 ohms à 800 pps.

La consommation au repos doit être de 18 à 20 mA et passe à 180 mA pour la puissance maximum.

Réalisation pratique

Le montage de cet amplificateur se fait sur un circuit imprimé 257 P. La figure 2 montre la face côté bakélite et la figure 2 b la face côté cuivre. Sur la face côté bakélite l'emplacement de chaque élément est représenté comme sur la fig. 2, aucune erreur n'est donc possible. En M et E on soude les cosses d'entrée. En R, S et T. n dispose celles destinées à la liaison avec le potentiomètre de volume de 50.000 ohms, celui-ci pouvant être placé à une certaine distance de la plaquette. Dans ce cas la liaison se fera de préférence à l'aide de fils blindés. On soude également les cosses S et M de liaison avec le H-P. les cosses de branchement de la pile 9 V et celles correspondant à la coupure du circuit de connection de lecture.

On soude les transfos T₁ (Driver) et T₂ (sortie). On met ensuite en place les résistances et les condensateurs. Tous ces éléments doivent avoir leur corps plaqué contre la bakélite du circuit imprimé. Sur ce dernier et sur la figure 2 les résistances sont symbolisées par un rectangle. Les condensateurs correspondent aux rectangles partagés selon une diagonale. Les condensateurs électrochimiques, donc polarisés, portent l'indication du pôle +. Enfin les chiffres correspondent aux notations du

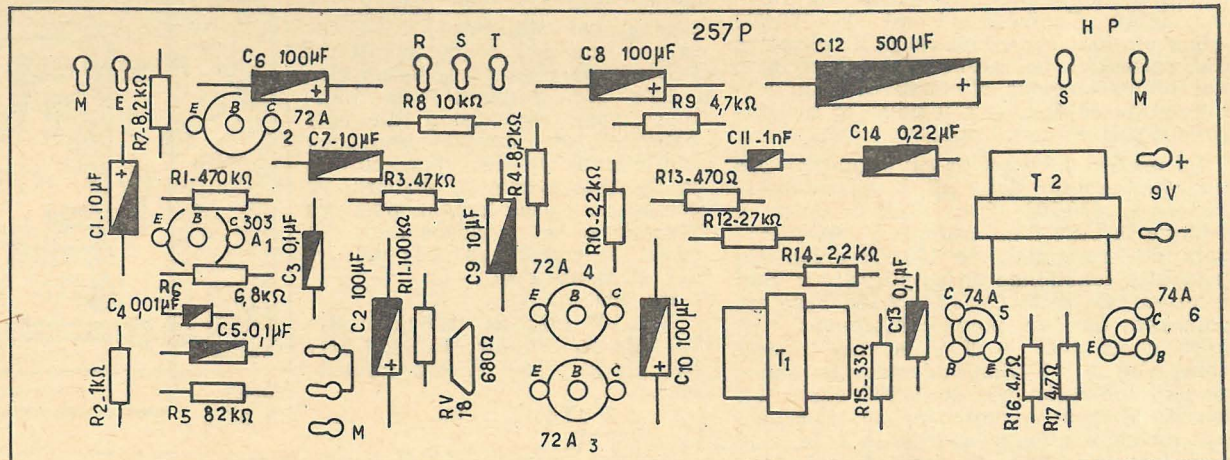


FIG.2a

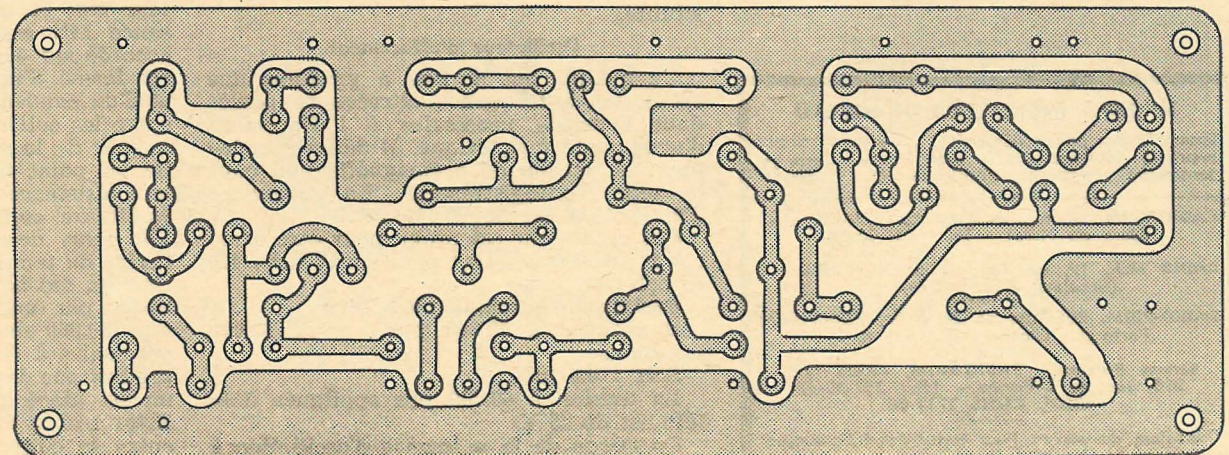


FIG.2b

schéma et permettent de déterminer la valeur de chaque élément. Voici d'ailleurs ces valeurs groupées sous forme de liste :

R_1 : 470 k Ω ; R_2 : 1 k Ω ; R_3 : 47 k Ω ; R_4 : 8,2 k Ω ; R_5 : 82 k Ω ; R_6 : 6,8 k Ω ; R_7 : 8,2 k Ω ; R_8 : 10 k Ω ; R_9 : 4,7 k Ω ; R_{10} : 2,2 k Ω ; R_{11} : 100 k Ω ; R_{12} : 27 k Ω ; R_{13} : 470 Ω ; R_{14} : 2,2 k Ω ; R_{15} : 33 Ω ; R_{16} : 4,7 Ω ; R_{17} : 4,7 Ω ; R_{18} : 680 Ω .

C_1 : 10 μ F; C_2 : 100 μ F; C_3 : 0,1 μ F; C_4 : 10 μ F; C_5 : 0,1 μ F; C_6 : 100 μ F; C_7 : 10 μ F; C_8 : 100 μ F; C_9 : 10 μ F; C_{10} : 100 μ F; C_{11} : 500 μ F; C_{12} : 0,1 μ F; C_{13} : 0,22 μ F.

On pose en dernier les transistors en observant les précautions d'usage. Les points de soudure des fils sont repérés par les initiales des électrodes auxquelles ils correspondent (E, B, C). En 1 on dispose le transistor 303 A, en 2, 3 et 4 les transistors 72A et en 5 et 6 les transistors 74 A.

La mise au point de cet amplificateur est très simple et consiste dans le réglage de la résistance ajustable de 680 ohms. Un réglage précis requiert l'utilisation d'un oscilloscope. On peut pratiquement obtenir un très bon résultat de la façon suivante : on pousse la résistance à fond vers sa valeur minimum jusqu'à ce que l'on obtienne le blocage de l'ampli; à ce moment on revient légèrement en arrière.

Indicateur de niveau

Le schéma. — Il est donné à la figure 3. Ce circuit peut être utilisé chaque fois qu'il est nécessaire de mesurer l'amplitude d'une tension alternative. Sa déviation maximum a lieu pour une tension de 0,3 V. Ses indications sont valables pour une bande de fréquence s'étendant de 50 à 20 000 périodes c'est-à-dire pour toute la gamme des fréquences audibles. Il convient donc particulièrement comme indicateur de modulation. Sa sensibilité et son impédance d'entrée qui est de 100.000 ohms en font un excellent millivoltmètre qui permettra de mesurer avec précision de faibles tensions alternatives. Son alimentation se fait sous 9 volts et sa consommation est de 1,8 mA.

La tension à contrôler est appliquée par un condensateur de 1 μ F à un potentiomètre de 100.000 ohms dont le curseur attaque la base d'un transistor 73A à travers une résistance de 100.000 ohms. Ce transistor fonctionne en amplificateur. Son émetteur est relié au + 9 V. Sa base est polarisée par un pont comprenant une 5.600 ohms côté + 9 V et une 220.000 ohms côté - 9 V. Son collecteur est chargé par une résistance de 10.000 ohms. La tension alternative amplifiée est transmise par un condensateur de 100 μ F à la base d'un transistor 72A. Le pont de polarisation est constitué côté - 9 V par une résistance de 150 000 ohms et du côté + 9 V

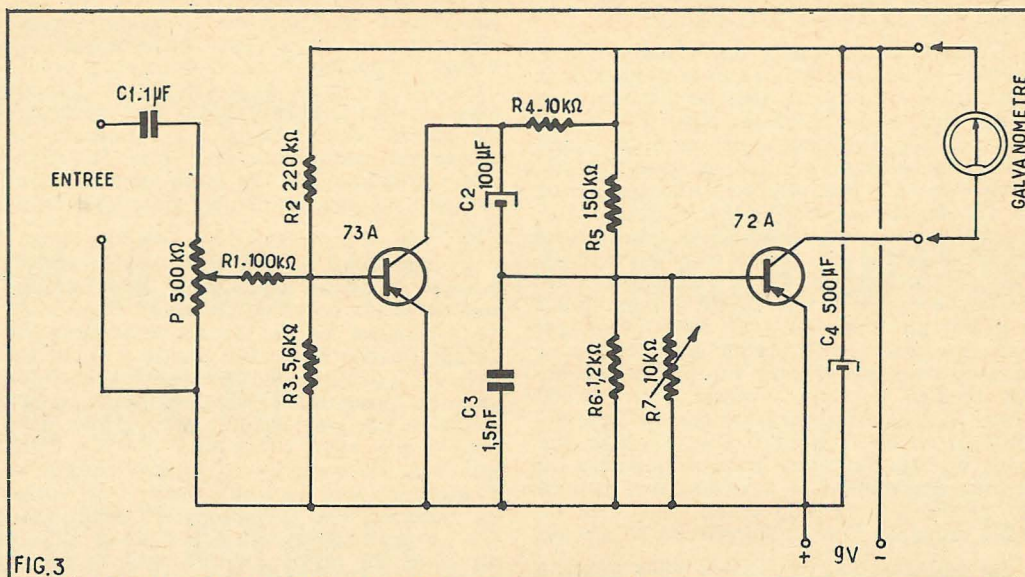


FIG. 3

par une résistance de 1,200 ohms en parallèle avec une 10.000 ohms ajustable. Ce pont permet de régler le point de fonctionnement à la naissance du courant collecteur. Dans ces conditions au repos l'indication du galvanomètre inséré dans le circuit collecteur est nulle. La déviation est proportionnelle à la valeur du signal appliqué à la base et par conséquent à la tension alternative à mesurer.

Réalisation pratique

Le montage s'opère sur un circuit imprimé 259 dont la figure 4a montre le côté bakélite et la figure 4b le côté cuivre. Le câblage est très simple et ne nécessite que peu de commentaires il suffit de placer les divers éléments aux emplacements indiqués par l'impression du côté bakélite du circuit imprimé; impression qui est reproduite à la fig. 4a. On pose d'abord les cosse de raccordement puis les résistances et condensateurs et enfin les transistors. Les valeurs des éléments sont :

P : 500 k Ω .
 R_1 : 100 k Ω ; R_2 : 220 k Ω ; R_3 : 5,6 k Ω ; R_4 : 10 k Ω ; R_5 : 150 k Ω ; R_6 : 1,2 k Ω ; R_7 : 10 k Ω (ajustable).

C_1 : 1 μ F; C_2 : 100 μ F; C_3 : 1,5 μ F; C_4 : 500 μ F.

La mise au point est très simple la résistance R_7 ajustable permet de régler le zéro et le potentiomètre P sert à ajuster la sensibilité.

Oscillateur d'effacement

Ce module est destiné à produire une oscillation à fréquence ultrasonore possédant l'énergie nécessaire à l'effacement d'une bande magnétique. Il délivre également la tension de prémagnétisation pour la tête d'enregistrement. La fréquence d'oscillation est de 60 000 PPS.

Cet oscillateur est prévu pour être associé à une tête d'effacement dont voici les caractéristiques :

Résistance ohmique : 0,8 ohm

Impédance à 60.000 pps : 10 à 12.000 ohms

Self : 0,2 mH.

La tension à 60.000 pps appliquée à la tête est de 25 V.

En raison de la puissance d'oscillation à obtenir l'alimentation se fait sous 28 à 30 V. L'intensité en charge est de 35 mA.

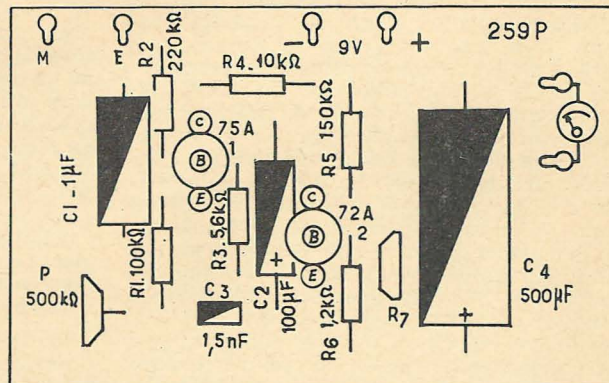


FIG. 4a

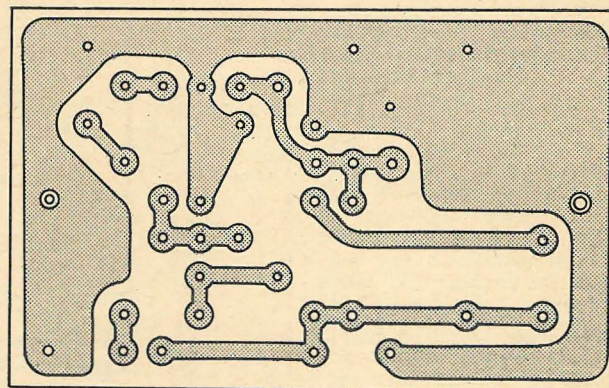


FIG. 4b

Le schéma

Il est donné à la figure 5. Cet oscillateur met en œuvre 2 transistors de puissance 14N associés à un circuit oscillant accordé sur 60.000 pps. Ce circuit oscillant est formé d'un bobinage à prise médiane et d'un condensateur de 22 nF. Il est placé entre les collecteurs des 2 transistors pôle négatif de la source d'alimentation est relié au point milieu de l'enroulement par une résistance de 4.700 ohms. Les circuits émetteurs contiennent des résistances de 100 ohms destinées à la stabilisation de l'effet de température. Les ponts de polarisation des bases sont identiques et constitués par une 4 700 ohms côté + 30 V et une 150.000 ohms côté - 30 V. Le couplage nécessaire à l'entretien des oscillations est produit par deux condensateurs de 22 nF; un est placé entre le collecteur du transistor 1 et la base du transistor 2 et l'autre entre le collecteur du transistor 2 et la base du transistor 1. La tension d'effacement est prélevée aux bornes du circuit

N° 259 - INDICATEUR DE NIVEAU

Ensemble des pièces détachées, y compris : circuit imprimé, galvanomètre à cadre, condensateurs, résistances, transistors, etc. **50,17**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (10°)
(Gare du Nord) - Tél. : 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Claude-Bernard, PARIS (5°)
(Gobelins) - Tél. : 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (20°)
(Porte des Lilas) - Tél. : 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM**, PARIS (20°)
296, rue de Belleville - Tél. : 797-59-67
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.

oscillant. Un secondaire couplé avec le bobinage de ce circuit procure la tension de prémagnétisation.

Réalisation pratique

Comme les modules précédents cet oscillateur s'exécute sur un circuit imprimé (référence 265 P). La figure 6 a montre la face côté bakélite de ce circuit avec l'indication des emplacements des éléments qu'elle comporte. La figure 6 b représente la face côté cuivre.

Ici encore aucune difficulté. On commence par mettre en place les cosses de liaison avec les éléments extérieurs (source d'alimentation, têtes magnétiques). On pose ensuite le bobinage puis les résistances et les condensateurs. On termine par les deux transistors que l'on a soin de munir d'ailettes de refroidissement.

Voici les valeurs des résistances et condensateurs entrant dans la composition de cet oscillateur :

R_1 : 4,7 k Ω ; R_2 : 4,7 k Ω ; R_3 100 k Ω ; R_4 : 100 k Ω ; R_5 : 150 k Ω ; R_6 : 150 k Ω ; R_7 : 4,7 k Ω .
 C_1 : 22 μ F; C_2 : 22 nF; C_3 : 22 nF; C_4 : 50 μ F.

Aucune mise au point n'est nécessaire, le fonctionnement correct est immédiat.

A. BARAT

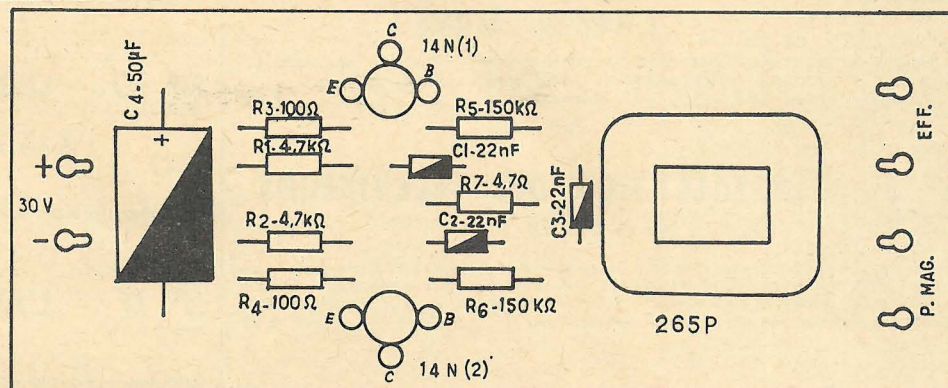
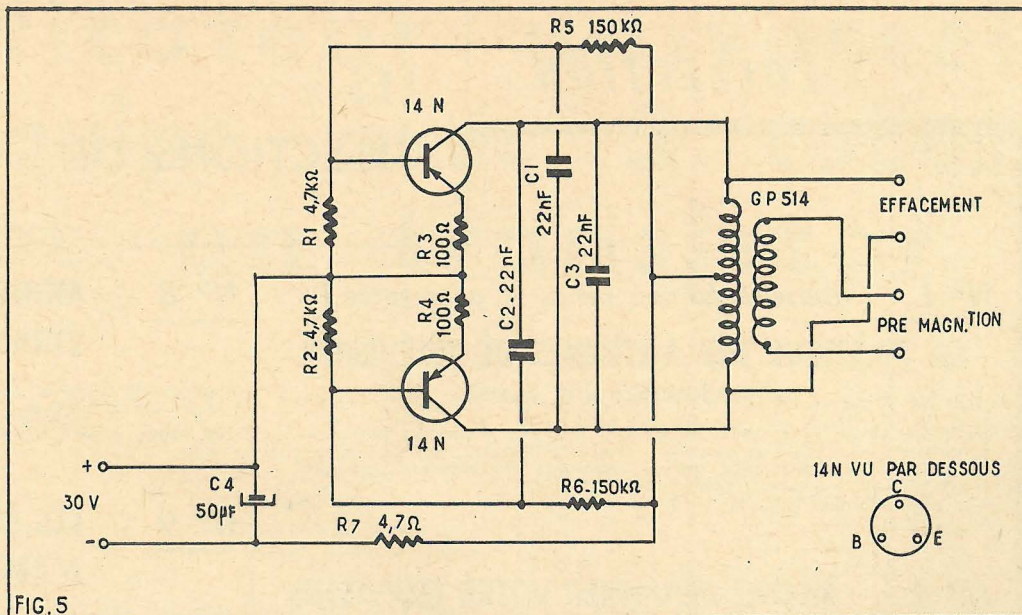


FIG. 6a

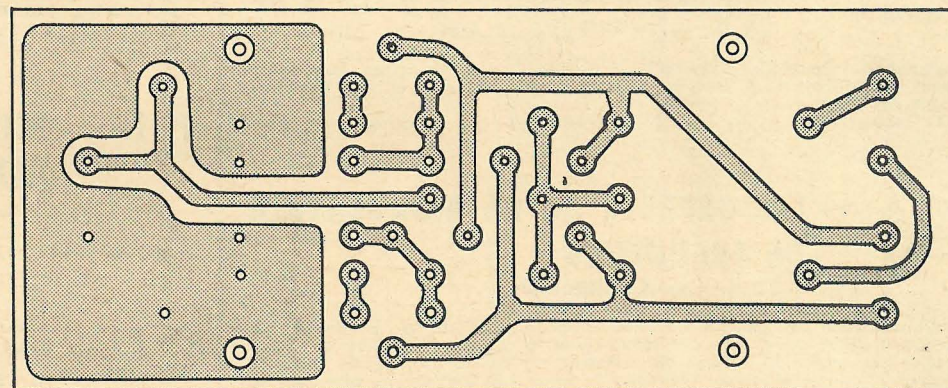


FIG. 6b

N° 265 - OSCILLATEUR D'EFFACEMENT A TRANSISTORS

Ensemble des pièces détachées, y compris : circuit imprimé, bobinage, condensateurs, résistances, transistors, tête d'effacement, etc. **55,46**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (10^e)
(Gare du Nord) - Tél. : 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Claude-Bernard, PARIS (5^e)
(Gobelins) - Tél. : 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (20^e)
(Porte des Lilas) - Tél. : 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM**, PARIS (20^e)
296, rue de Belleville - Tél. : 797-59-67
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.

Vient de Paraître :

LES CAHIERS DE SYSTÈME "D"

Numéro 37

- Pour Construire :**
- Un **DÉRIVEUR** léger
 - Un **AQUA-KART** de 5 CV
 - Un moteur hors-bord de 50 cc
 - Un **CATAMARAN** à voiles ou à pédales
- et un lexique des termes marins

LES CAHIERS DE SYSTÈME "D" — En vente partout 2,50 F et à Système "D" 43, Rue de Dunkerque Paris X^e C.C.P. 259-10



N° 1 (Nouvelle édition revue et augmentée)
LA PRATIQUE DES ANTENNES DE TÉLÉVISION
 par L. CHRETIEN et G. BLAISE

Le dipôle simple - Les antennes à lérins multiples - Données pratiques de construction - Le câble de descente - Choix de l'emplacement de l'antenne - Installation - Antennes pour UHF - Réalisation des antennes pour UHF - Antennes Yagi - Antennes UHF de forme spéciale.

112 pages, format 16,5 x 21,5, 132 illustrations 7,00

N° 2 SACHEZ DÉPANNER VOTRE TÉLÉVISEUR
 (Nouvelle édition)

Initiation au dépannage - Localisation de la panne - Quelques appareils de mesure et leur emploi - Utilisation des générateurs...

124 pages, format 16,5 x 21,5, 102 illustrations 7,50

N° 3 INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS
 par G. BLAISE

Choix du Téléviseur - Mesure du champ - Installation de l'antenne - Les échos - Les parasites - Caractéristiques des antennes - Atténuateurs - Distributeur pour antennes collectives - Tubes cathodiques et leur remplacement.

52 pages, format 16,5 x 21,5, 30 illustrations 2,75

N° 4 INITIATION AUX MESURES RADIO ET BF
 par M. LEONARD et G. BLAISE

Descriptions complètes d'appareils de mesures - Indications sur leur emploi pour la vérification et l'amélioration des radio-récepteurs et des amplificateurs BF, HI-FI.

124 pages, format 16,5 x 21,5, 97 illustrations 4,50

N° 5 LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE
 par L. CHRETIEN

La modulation en général, la modulation d'amplitude en particulier. Les principes de la modulation de fréquence et de phase. L'émission. La propagation des ondes. Le principe du récepteur. Le circuit d'entrée du récepteur. Amplification de fréquence intermédiaire en circuit limiteur. La démodulation. L'amplification de basse fréquence.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 143 illustrations 6,00

N° 6 PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATIONS DES TÉLÉVISEURS
 par G. BLAISE

Antennes - Préamplificateurs et amplificateurs VHF - Amplificateurs MF, VF, BF - Bases de temps - Tubes cathodiques 110° et 114°. Synchronisation.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 92 illustrations 6,00

N° 7 APPLICATIONS SPÉCIALES DES TRANSISTORS
 par M. LEONARD

Circuits haute fréquence, moyenne fréquence - Circuit à modulation de fréquence - Télévision - Basse fréquence à haute fidélité monophonique et stéréophonique - Montages électroniques.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 60 illustrations 4,50

N° 8 MONTAGES DE TECHNIQUES ÉTRANGÈRES
 par R.-L. BOREL

Montages BF mono et stéréophoniques - Récepteurs et éléments de récepteurs - Appareils de mesures.

100 pages, format 16,5 x 21,5, 98 illustrations 6,50

N° 9 LES DIFFÉRENTES CLASSES D'AMPLIFICATION
 par L. CHRETIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 56 illustrations 3,00

N° 10 CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ
 A LA RECHERCHE DU DEPHASEUR IDEAL

par L. CHRETIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 55 illustrations 3,00

N° 11 L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE
 par L. CHRETIEN

Principes - Rayons cathodiques - La mesure des tensions - Particularités de la déviation - A propos des amplificateurs - Principes des amplificateurs - Tracé des diagrammes - Bases de temps avec tubes à vide - Alimentation, disposition des éléments.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 120 illustrations 6,00

N° 12 PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES
 par F. KLINGER

84 pages, format 16,5 x 21,5, 150 illustrations 7,50

N° 13 LES MONTAGES DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS
 par H.-D. NELSON

Etude générale des récepteurs réalisés. Etude des circuits constitutifs.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 95 illustrations 7,50

N° 14 LES BASES DU TÉLÉVISEUR par E. LAFFET

Le tube cathodique et ses commandes - Champs magnétiques - Haute tension gonflée - Relaxation et T.H.T. - Séparation des tops - Synchronisations - Changement de fréquence - Vidéo.

68 pages, format 16,5 x 21,5 - 140 illustrations 6,50

N° 15 LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE
 par F. KLINGER

Interprétation des traces - Défauts intérieurs et leur dépannage - Alignement TV - Alignement AM et FM - Contrôle des contacts - Signaux triangulaires, carrés, rectangulaires - Diverses fréquences...

100 pages, format 16,5 x 21,5, 186 illustrations 8,00

En vente dans toutes les bonnes librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 43, rue de Dunkerque, PARIS-X°, par versement au C.C.P. Paris 259-10. Envoi franco

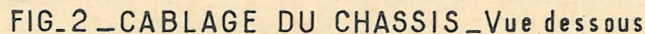
25

Le signal BF amplifié recueilli sur le collecteur est appliqué à la grille de la triode ECC82 juste avant le condensateur

Cette seconde triode est polarisée par une résistance de cathode de 6 800 ohms découplée par un 25 μ F. Entre cet en-

Maintenant que nous connaissons bien la constitution de cet appareil, nous pouvons passer à sa réalisation.

Elle est illustrée par les plans de câblage des figures 2 et 3. Comme vous pouvez le constater les étages préamplificateurs à lampes et l'étage final sont câblés sur un circuit imprimé. La première phase du travail consiste à mettre en place les différents éléments sur ce circuit. On fixe tout d'abord le condensateur électrochimique $2 \times 8 \mu\text{F}$ et on soude



La cathode de la triode ECC82 est à la masse. La polarisation est fournie par la résistance de fuite de 10 mégohms. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 27 000 ohms. Dans le but de réduire le bruit de fond cette résistance est du type « à couche ». Pour la même raison certaines résistances du montage

L'étage final est équipé par une pentode de puissance EL84. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 220 ohms shuntée par un condensateur de 50 MF. Sa grille de commande est attaquée par le circuit plaque de la seconde triode ECC82 à travers un circuit de liaison constitué par un condensateur de 50 nF, une résistance de fuite de 680 000 ohms et une résistance de 5 000 destinée à prévenir les accrochages. Dans le même but la plaque EL84 est découplée à la masse par un condensateur de 2 nF. Le circuit plaque est chargé par le primaire

Lorsque l'habillage du circuit est imprimé on procède à l'équipement du châssis. Tout d'abord on y fixe la face avant destinée à recevoir les organes de commande. Sur ce panneau on monte les

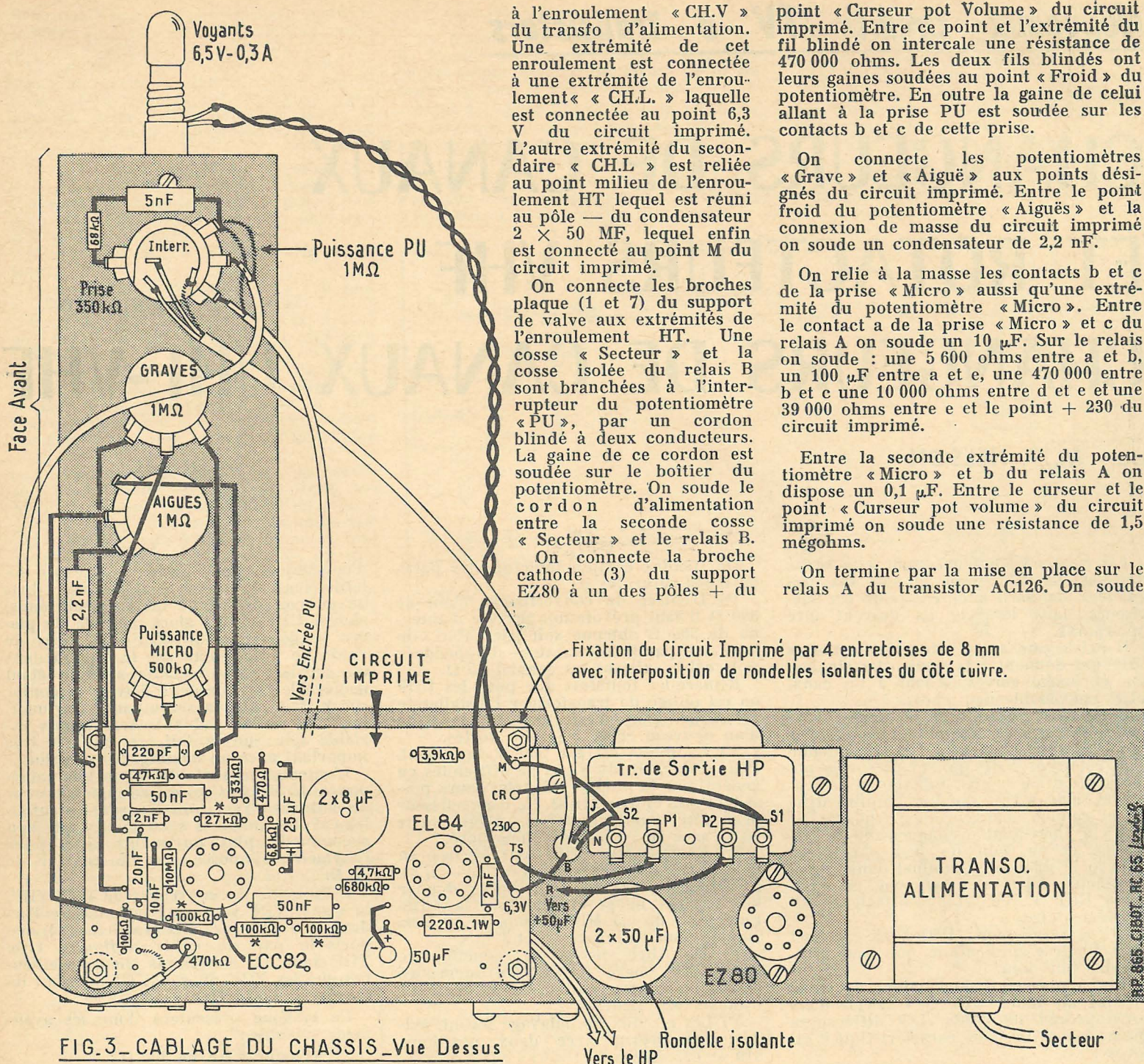


FIG. 3 - CABLAGE DU CHASSIS - Vue Dessus

quatre potentiomètres et le support de voyant lumineux. Notez que le potentiomètre « Puissance PU » est à interrupteur.

Sur le châssis on fixe le support EZ80 et le circuit imprimé. Ce dernier est monté à l'aide de quatre entretoises de 8 m/M. On interpose des rondelles isolantes entre les entretoises et la face cuivrée du circuit imprimé.

On met en place le relais A qui doit posséder 5 cosse isolées et 2 pattes de fixation. Sur la face arrière on monte les prises « Entrée Micro », « Entrée PU » et « HPS ». On termine par la mise en place sur le dessus du châssis du condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu\text{F}$, du transfo de HP et du transfo d'alimentation. Pour le condensateur il faut interposer une rondelle isolante entre le boîtier et le châssis. Sur une tige du transfo d'alimentation on prévoit le relais B.

On peut alors passer au câblage. Par une torsade de fil de câblage on relie les broches filament (4 et 5) du support EZ80

condensateur $2 \times 50 \mu\text{F}$. Entre les deux pôles + on soude une résistance de 4 700 ohms. On relie le second pôle + au point + 230 du circuit imprimé. Le premier pôle + est réuni à la cosse P2 du transfo de sortie. A l'aide d'un cordon torsadé on relie le voyant lumineux aux points 6,3 et M du circuit imprimé.

On branche le transfo de sortie et la prise HPS. Pour cela on relie la cosse P1 au point TS du circuit imprimé, la cosse S1 au point CR du circuit imprimé et aux broches a et d de la prise HPS, la cosse S2 au point M du circuit imprimé et à la broche c de la prise HPS. Le moment venu on branchera le HP incorporé aux broches b et c de la prise.

On soude le condensateur de 5 nF en série avec la 68 000 ohms entre la prise 350 000 ohms et l'extrémité « Froide » du potentiomètre PU. Par des cordons blindés on relie l'extrémité « Chaude » à la broche a de l'entrée PU et le curseur au

point « Curseur pot Volume » du circuit imprimé. Entre ce point et l'extrémité du fil blindé on intercale une résistance de 470 000 ohms. Les deux fils blindés ont leurs gaines soudées au point « Froid » du potentiomètre. En outre la gaine de celui allant à la prise PU est soudée sur les contacts b et c de cette prise.

On connecte les potentiomètres « Grave » et « Aiguë » aux points désignés du circuit imprimé. Entre le point froid du potentiomètre « Aiguës » et la connexion de masse du circuit imprimé on soude un condensateur de 2,2 nF.

On relie à la masse les contacts b et c de la prise « Micro » aussi qu'une extrémité du potentiomètre « Micro ». Entre le contact a de la prise « Micro » et c du relais A on soude un $10 \mu\text{F}$. Sur le relais on soude : une 5 600 ohms entre a et b, un $100 \mu\text{F}$ entre a et c, une 470 000 entre b et c, une 10 000 ohms entre d et e et une 39 000 ohms entre e et le point + 230 du circuit imprimé.

Entre la seconde extrémité du potentiomètre « Micro » et b du relais A on dispose un $0,1 \mu\text{F}$. Entre le curseur et le point « Curseur pot volume » du circuit imprimé on soude une résistance de 1,5 mégohms.

On termine par la mise en place sur le relais A du transistor AC126. On soude

son fil collecteur sur b son fil base sur c et son fil émetteur sur e.

Aucune mise au point n'est nécessaire ; normalement cet amplificateur doit fonctionner parfaitement aussitôt le câblage terminé. Après vérification on effectue un essai de fonctionnement au cours duquel on peut vérifier les tensions aux différents points du montage. Les valeurs moyennes sont indiquées entourées d'un cercle sur le schéma. Ces essais terminés il ne reste plus qu'à monter l'ensemble dans l'habillage que l'on a choisi : enceinte, coffret, valise, etc.

NOTA : Telle qu'elle est réalisée la prise Micro est prévue pour un microphone basse impédance. Pour utiliser un micro-guitare ou un microphone haute impédance avec cette prise il suffit d'intercaler en série une résistance de 80 000 ou 100 000 ohms.

A. BARAT

CHANGEURS DE CANAUX ET ROTACTEURS VHF CHANGEURS DE CANAUX UHF-VHF

par M. P. NELSON

Les tuners UHF fournissent à la sortie des signaux MF image et son aux fréquences standard adoptées pour les téléviseurs dans lesquels ils doivent être incorporés.

Il existe une autre catégorie de tuners UHF qui donnent à la sortie, des signaux son et image correspondant à un canal VHF convenablement choisi.

Il est alors possible de connecter cette sorte de tuner, nommé convertisseur UHF-VHF, directement à l'entrée antenne d'un rotacteur VHF qui, placé sur la position du canal choisi, fonctionne normalement c'est-à-dire comme amplificateur HF et comme changeur de fréquence.

Il y a alors double changement de fréquence et un gain un peu plus élevé qu'avec le dispositif habituel dans lequel le rotacteur VHF est transformé, en « position UHF », en préamplificateur MF supplémentaire.

Le convertisseur UHF-VHF permet aussi d'autres applications que nous indiquerons plus loin.

Celui d'Aréna est de montage analogue à celui du tuner UHF $\lambda/4$ décrit dans notre précédente étude. Les différences apparaissent dans les caractéristiques ci-après :

Impédance d'entrée 300 Ω .

Impédance de sortie 300 Ω ou 75 Ω .

Fréquences de sortie : canal 2 ou canal 3.

Gain moyen : 12 dB.

Les autres caractéristiques sont identiques à celles du tuner : forme, lignes $\lambda/4$, gamme 408 à 865 MHz, alimentation : 12 V $\pm$ 10 % sous un courant de 6,5 mA $\pm$ 1 mA. Mécanique comme celle du tuner.

Les canaux 2 et 3 ont les fréquences porteuses suivantes :

Canal	f_i	f_s	Unité
II	52,4	41,25	MHz
III	56,15	67,3	»

L'emploi du convertisseur est simple. Il suffit de le brancher à l'entrée d'un téléviseur à la place de l'antenne et de brancher sa sortie sur l'entrée du rotacteur VHF placé sur le canal II ou III pour lequel le convertisseur a été prévu.

On tiendra compte toutefois des particularités suivantes :

1°) L'entrée du convertisseur étant de 300 Ω il faut prévoir une arrivée d'antenne de 300 Ω obtenue soit par câble bifilaire soit par transformateur d'impédance si le câble existant est coaxial 75 Ω .

Remarquer toutefois que pour les UHF on est obligé de transformer l'installation existante donc d'effectuer l'installation d'un nouveau câble à faibles pertes.

2°) La sonde est sur 300 Ω également. Pour celle-ci il n'y a pas de difficultés en général car la plupart des téléviseurs possèdent une entrée 300 Ω . Le convertisseur peut être muni, toutefois, d'une sortie 75 Ω avec un « balun » incorporé.

3°) Comme les UHF sont reçues en France sur 625 lignes et $\Delta f = f_s - f_i = 6,5$ MHz, le convertisseur devra donner des signaux image et son dont la différence soit de 6,5 MHz et non 11,15 MHz comme pour les canaux 2 et 3.

4°) Un filtre spécial de réduction de bande MF image devra être incorporé dans le rotacteur pour passer au standard français 625 lignes.

5°) Les circuits de balayage seront, évidemment prévus avec deux positions, 819 et 625 lignes.

6°) Dans le cas des récepteurs, belges qui sont maintenant tous sur 625 lignes, la UHF « belge » est ou sera transmise suivant le même standard que la VHF « belge ». Il suffira, par conséquent de monter le convertisseur avant le rotacteur sans aucune modification de l'appareil.

7°) Pour les pays de standards « européens », le montage du convertisseur est encore plus simple car dans ces pays les lignes de transmission sont de 300 Ω , ou 240 Ω ce qui en pratique revient au même.

Emploi dans circuits d'antenne

Les principaux circuits d'antenne auxquels peut avoir affaire un utilisateur sont : antenne individuelle distante (sur toit), antenne collective distante, relais statique.

Le convertisseur peut alors trouver quelques applications particulièrement intéressantes, surtout celui à transistors.

Considérons d'abord le cas de l'antenne individuelle d'un utilisateur, placée sur le toit de l'immeuble. Il s'agit bien entendu

d'une antenne UHF. Dans la presque totalité des cas, on ne peut recevoir dans un endroit déterminé qu'une seule émission à UHF. Il est alors possible de placer le convertisseur UHF-VHF près de l'antenne UHF, donc sur le toit ou dans un grenier, cette seconde solution étant préférable car elle évite d'avoir à monter sur le toit pour la surveillance du tuner. La température ambiante sera moins variable que sur le toit, ce qui est très important avec un montage à transistor.

L'antenne sera établie pour une impédance de 300 Ω . Ceci est recommandé car les antennes Yagi utilisées sont essentiellement des antennes symétriques que l'on accommode plus ou moins bien pour l'asymétrie imposée par le coaxial de 75 Ω .

A la sortie du convertisseur UHF-VHF, le signal VHF sur une fréquence de l'ordre de 50 MHz sera alors facilement transportable par un câble ordinaire type VHF dans des conditions encore meilleures que les VHF du canal III qui sont de l'ordre de 200 MHz.

Ce système présentera donc les avantages suivants :

1° Antenne UHF de 300 Ω ;

2° Gain de 10 dB (HF et conversion) dû au convertisseur ;

3° Parties réduites grâce au transport par câble de signaux à fréquence de 50 MHz au lieu de 200 ou 400 - 900 MHz.

Il y a aussi des inconvénients qu'il convient de signaler. En premier lieu, l'économie réalisée sur le câble est pratiquement supprimée par le coût du convertisseur. Ensuite, se pose le problème de l'alimentation du convertisseur sous 12 V 0,65 A. Enfin, il convient de ne pas perdre de vue le glissement de fréquence de l'accord du convertisseur, en fonction de la température et de la variation de la tension d'alimentation.

Pour l'alimentation du convertisseur, une pile type capacité élevée, de 12 V conviendra mais elle devra être remplacée souvent car elle sera branchée en permanence sur le convertisseur.

Une meilleure solution est l'alimentation sur secteur qui est parfaitement réalisable, soit par dispositif placé à côté du convertisseur soit à partir du téléviseur mais dans ce cas il faut deux fils

de transmission. On pourra aussi dans ce dernier cas, couper l'alimentation pendant le non-emploi du montage.

Le problème du glissement (dérive) de fréquence, dans un dispositif non accessible à tout moment est plus grave que dans le tuner UHF incorporé dans le téléviseur dont le réglage est à la portée de l'utilisateur.

Pour le convertisseur, la déviation de fréquence est très vraisemblablement la même que pour ce tuner étant donné que les schémas des deux dispositifs sont sensiblement les mêmes :

Dérive pour 25° à 55° : 600 kHz maximum ;

Dérive pour alimentation 10,8 V à 13,2 V : 300 kHz environ en moyenne.

Dans le plus mauvais cas, la dérive pourrait être de 1000 kHz, c'est-à-dire 1 MHz.

Un glissement de fréquence aussi important est évidemment inadmissible, aussi bien pour l'image que pour le son, heureusement il y a des palliatifs absolument efficaces qui seront indiqués plus loin.

L'installation de ce système de réception individuelle doit prévoir deux antennes, une pour le canal VHF et l'autre pour le canal UHF avec transmission sur câble unique type VHF de bonne qualité courante. A l'extrémité du câble on disposera le séparateur comme nous le montrons à la figure 1. Il n'y a pas de séparateur à l'arrivée car les deux signaux sont à VHF donc le coaxial de descente sera connecté directement à l'entrée VHF du téléviseur.

Le rotacteur possèdera une barrette spéciale accordée sur un faux canal dans la bande comprise entre 48,25 et 60,75 MHz, avec f_1 et f_2 choisis par le constructeur du convertisseur et du rotacteur, par exemple $f_1 = 48,25$ MHz et $f_2 = 48,25 + 6,5 = 54,75$ MHz.

Il est évident que le séparateur devra être prévu pour une entrée sur le canal VHF reçu et l'autre sur le faux canal VHF de sortie du convertisseur.

Le seul moyen de disposer d'un séparateur bien déterminé par le calcul, les mesures et... l'expérience et d'adopter un modèle commercial.

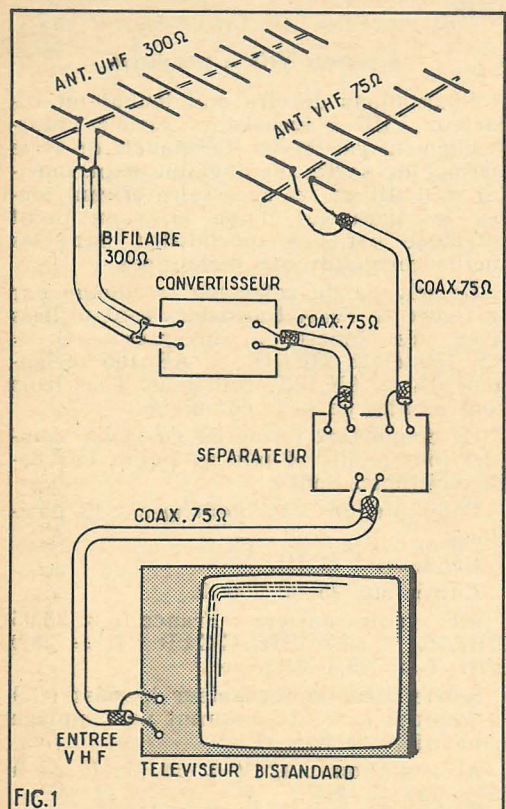


FIG. 1

Alimentation à distance

La transmission d'un courant continu de tension de l'ordre de 12 V peut être effectuée par deux conducteurs de fil lumière ou par le coaxial lui-même.

Dans les deux cas se pose le problème de la chute de tension qui peut être importante si le dispositif à alimenter est très distant de son alimentation.

Soit R la résistance totale, c'est-à-dire celle des deux conducteurs et E la tension nécessaire à l'alimentation du circuit.

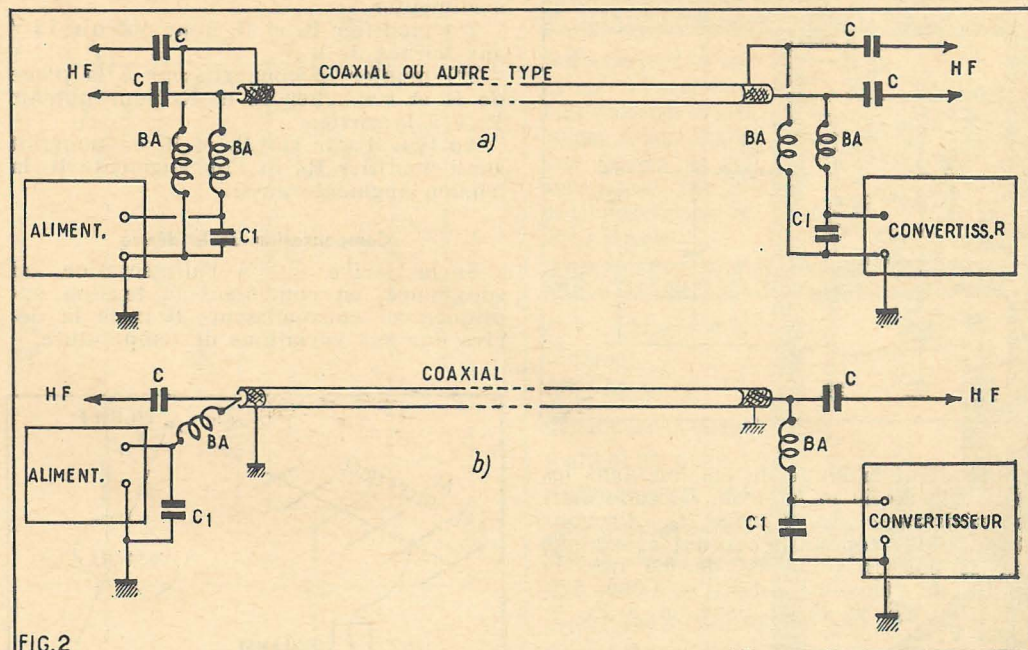


FIG. 2

La tension de l'alimentation au départ des conducteurs étant E_a on a évidemment : $E_a = E + RI$.

Étant le courant d'alimentation du circuit. Dans notre cas on a $E = 12$ V et $I = 0,0065$ A. Pour connaître R il faut mesurer la résistance du fil. A titre indicatif, du fil de cuivre de 1 mm de diamètre de section, a une résistance de 2,2 Ω par 100 m.

Supposons que la distance entre l'alimentation et le convertisseur est de 50 m, ce qui correspond à 100 m de fil. On a $R = 2,2 \Omega$, donc

$E_a = 12 + 2,2 \cdot 0,0065 = 12,15$ V environ, autrement dit la chute de tension est de 0,15 V donc peu importante. Si la longueur du fil était de 200 ou 300 mètres, la chute serait de l'ordre du volt.

Un moyen pratique est d'utiliser un fil lumière de 1 mm environ de section et de prévoir une alimentation donnant environ 13 V munie d'un réglage de tension permettant d'obtenir 12 V sur le convertisseur. Remarque qu'il est *peu important* d'avoir exactement 12 V mais *très important* de maintenir la tension adoptée constante pour éviter la dérive.

La surveillance de cette tension peut être effectuée au départ des fils où l'on mesurera la tension E_a à maintenir constante.

On aura éliminé ainsi une cause de dérive de fréquence pouvant atteindre environ ± 300 kHz comme indiqué plus haut.

L'alimentation par le coaxial lui-même se fait de la même manière mais à condition de prévoir :

1° la séparation du circuit alimenté et du circuit d'alimentation, des signaux HF du câble ;

2° d'isoler si nécessaire le câble, en continu de tout circuit auquel il est connecté en HF.

La séparation en HF se fait par bobine d'arrêt et condensateur de découplage.

Celle en continu, par condensateur, ce sont là des procédés classiques.

La figure 2 montre :

En (a) : les dispositifs appliqués aux deux conducteurs du coaxial (ou de toute autre sorte de câble HF) ;

En (b) : dispositifs appliqués au conducteur intérieur seulement, le conducteur extérieur étant d'avance à la masse donc à un des pôles de l'alimentation, ici le pôle négatif.

Les condensateurs C peuvent être de 1000 pF. Les condensateurs de découplage auront une capacité de 5000 pF en plus.

Les bobines d'arrêt devront être efficaces aux fréquences des signaux VHF transportés. On pourra réaliser une bobine d'arrêt en enroulant 30 spires jointives de fil de 1 mm émaillé sur un tube de 8 mm de diamètre.

Dans le cas du convertisseur la masse est reliée au - 12 V, donc c'est le fil relié au + qui sera le conducteur intérieur du coaxial.

Signalons aussi que l'on utilise souvent des bifilaires blindés pour les lignes de 300 Ω , la gaine blindée étant à la masse. Un des deux conducteurs intérieurs sera utilisé pour le +.

Alimentation 12 V

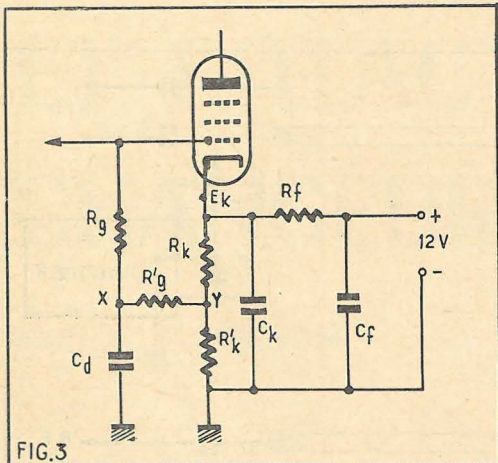
Si le téléviseur est à transistors, on dispose d'une alimentation de 12 V. En effectuant la liaison avec le convertisseur, la chute de tension étant de l'ordre de 0,15 V, on pourra se baser sur 11,85 V pour alimenter ce circuit.

Si le téléviseur est à lampes, cas actuellement le plus fréquent on adoptera une des deux solutions suivantes : alimentation prise sur un circuit cathodique de lampe finale BF (voir dans notre précédent article la figure 6), ou alimentation par dispositif indépendant.

Revenons sur l'alimentation par circuit cathodique. Dans la plupart des cas la tension de polarisation sera inférieure à 12 V et le montage indiqué devra être modifié comme nous le montrons à la figure 3.

Prenons comme exemple la lampe EL84 dont le courant cathodique est de 53,5 mA, la polarisation de 7,3 V pour une tension plaque de 250 V.

Dans le montage normal les points X et Y (fig. 3) sont à la masse. La tension E_k étant de 7,3 V par rapport au point Y (qu'il soit ou non à la masse) on a $R_k = 7300/53,5 = 136 \Omega$. En réalisant le montage modifié, le retour de grille s'effectuant au point Y avec découplage par R'_g et C_d , la polarisation de grille par rapport à la cathode ne sera pas modifiée mais E_k sera égale à $(I_k + I_c)(R_k + R'_k)$. On a : $E_k = 12 + 0,15 + E_r$.



0,15 étant la chute de tension dans les deux fils de 50 m environ, E_r celle dans la résistance de filtrage R_g . Prenons $R_g = 1 \text{ k}\Omega$; comme le courant consommé par le convertisseur est de 6,5 mA, la chute de tension est $E_r = 1000 \cdot 6,5 / 1000 = 6,5 \text{ V}$. Finalement on a $E_k = 18,65 \text{ V}$.

La résistance $R_k + R'_k$ est parcourue par un courant total de $53,5 + 6,5 = 60 \text{ mA}$ et crée une chute de tension de 18,65 V. On a, par conséquent :

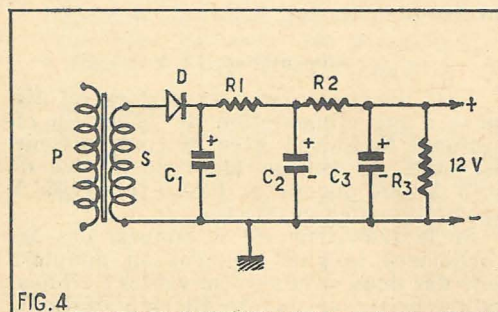
$$R_k + R'_k = 18650/60 = 310 \Omega$$

D'autre part R_k étant parcourue par le même courant, 60 mA, sa valeur n'est plus celle indiquée pour le montage normal (136 Ω) mais plus faible.

$$R_k = 7300/60 = 121 \Omega$$

d'où l'on tire $R'_k = 310 - 121 = 189 \Omega$.

On adoptera les valeurs suivantes pour les autres éléments : $R'_g = 100 \text{ k}\Omega$, $C_d = 4 \mu\text{F}$ électrochimique 15 V, $C_k = 50 \mu\text{F}$ 25 V, $C_r = 100 \mu\text{F}$ 25 V. La valeur de R_g restera celle du montage avant modification.



La lampe aura toutefois, une HT effective réduite de 11 V environ mais ceci n'a aucune importance. La mise au point expérimentale du montage se fera en branchant le convertisseur, par l'intermédiaire des conducteurs et en réglant la valeur R'_k jusqu'à obtention de 12 V ou de 12,15 V aux bornes de C_r . Si à la première mesure la tension est trop élevée on pourra augmenter R_k , ce qui améliorera en même temps le filtrage.

Alimentation autonome

Si l'on désire prévoir une alimentation séparée indépendante du téléviseur, on pourra adopter le montage de la figure 4 : primaire P selon la tension du secteur, secondaire S 18 V 6,5 mA = diode 1 N 92 (Sesco) $C_1 = C_2 = C_3 = 1000 \mu\text{F}$ 20 V, $R_1 = R_2 = 500 \Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$.

Pour la mise au point expérimentale procéder comme suit :

1°) monter à la sortie + et - 12 V, une résistance R consommant 6,5 mA sous 12 V : $R = 12000/6,5 = 1850 \Omega$ qui représentera la consommation du circuit à alimenter ;

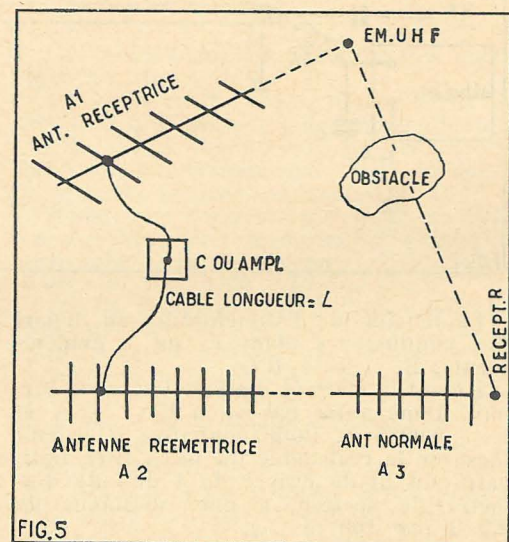
2°) modifier R_1 et R_2 pour obtenir 12 V aux bornes de R ;

3°) monter le convertisseur à la place de R et retoucher R_1 et R_2 pour obtenir 12 V à la sortie.

Au lieu d'agir sur R_1 et R_2 on pourrait aussi modifier R_3 . Si l'on augmente R_3 la tension augmente aussi.

Compensation de la dérive

Si la dérive due à l'alimentation est supprimée, en contrôlant la tension appliquée au convertisseur, il reste la dérive due aux variations de température.



En premier lieu on s'efforcera de réduire autant que possible cette variation en plaçant l'appareil dans un endroit convenablement choisi en le protégeant éventuellement par un boîtier.

En second lieu on utilisera le dispositif de correction d'accord à diode varicap décrit dans notre précédent article. Pour appliquer la tension de correction il faut disposer de deux conducteurs (fil lumière). La commande sera automatique ou manuelle. On pourra ainsi compenser des dérives de $\pm 700 \text{ kHz}$. En première phase de l'établissement de l'installation nous conseillons le réglage manuel.

Il va de soi que le lecteur pourra demander des conseils supplémentaires au fabricant du convertisseur Aréna 35 Av. Faidherbe Montreuil/-s/Bois (Seine).

Relais convertisseur ou amplificateur HF

Une autre installation intéressante réalisable avec un convertisseur est celle d'un relais. On sait que le relais le plus simple est le relais statique comme celui indiqué par la figure 5.

En raison de la présence de l'obstacle, l'antenne normale ne peut être dirigée vers l'émetteur UHF. On installe une autre antenne A_1 , dite antenne réceptrice dans un endroit où l'émetteur UHF soit

« visible ». Cette antenne capte le signal dans de bonnes conditions. Ce signal est transmis par câble de longueur convenable L à une antenne A_2 dite réémettrice qui, dirigée vers l'antenne du récepteur et en visibilité avec celle-ci, permet d'envoyer les signaux qui sont captés par l'antenne normale A_3 dirigée vers l'antenne réémettrice A_2 .

Les inconvénients de ce système de relais statique sont principalement :

1°) Les puissances reçues et retransmises sont généralement plus faibles en UHF qu'en VHF.

2°) Si la longueur L du câble placé entre les antennes du relais statique est grande, ce câble devient très onéreux car il faut du câble à faibles pertes pour les UHF.

3°) Même avec un câble UHF les pertes peuvent être grandes pour de très grandes distances.

4°) Le signal parvenant au récepteur peut lui aussi trop faible si la distance entre l'antenne réémettrice et l'antenne normale est grande.

Une bonne solution du problème est de réaliser un relais dans lequel on dispose à la sortie de l'antenne réceptrice, au point C un convertisseur UHF-VHF (voir figure 5).

La situation est alors modifiée comme suit : l'antenne A_1 , étant toujours une antenne UHF, le signal de sortie du convertisseur C est un signal VHF ce qui autorise l'emploi d'un câble moins cher. L'antenne A_2 étant une antenne VHF sera plus efficace qu'une antenne UHF et finalement, l'antenne A_3 , également pour VHF, recevra un signal plus puissant, d'autant plus que le convertisseur donne lui aussi un gain de l'ordre de 10 dB.

Les inconvénients du système sont toutefois notables : difficultés de commander et d'alimenter à distance le convertisseur.

Une autre solution est de monter un amplificateur UHF à transistors au lieu du convertisseur. Avec un amplificateur à bande suffisamment large la dérive n'est plus gênante, on profite du gain qu'il apporte mais toute l'installation reste à UHF.

Rotacteur VHF à transistors

Nous allons décrire maintenant un rotacteur VHF à transistors réalisé industriellement par Aréna. Ce modèle de série permet de sortir du domaine expérimental et d'utiliser un accessoire offrant toutes les garanties d'une mise au point effectuée par des spécialistes, dans les meilleures conditions techniques.

Le schéma du rotacteur est donné par la figure 6. Trois transistors sont utilisés avec les fonctions suivantes : $Q_1 = \text{AF } 109 \text{ étage HF}$, $Q_2 = \text{AF } 106 \text{ mélangeur}$, $Q_3 = \text{AF } 106 \text{ oscillateur}$. Tous trois sont montés en base commune.

Ce composant forme un ensemble complet tout monté et mis au point. Les caractéristiques sont :

Commutation et bobinages : 13 positions.

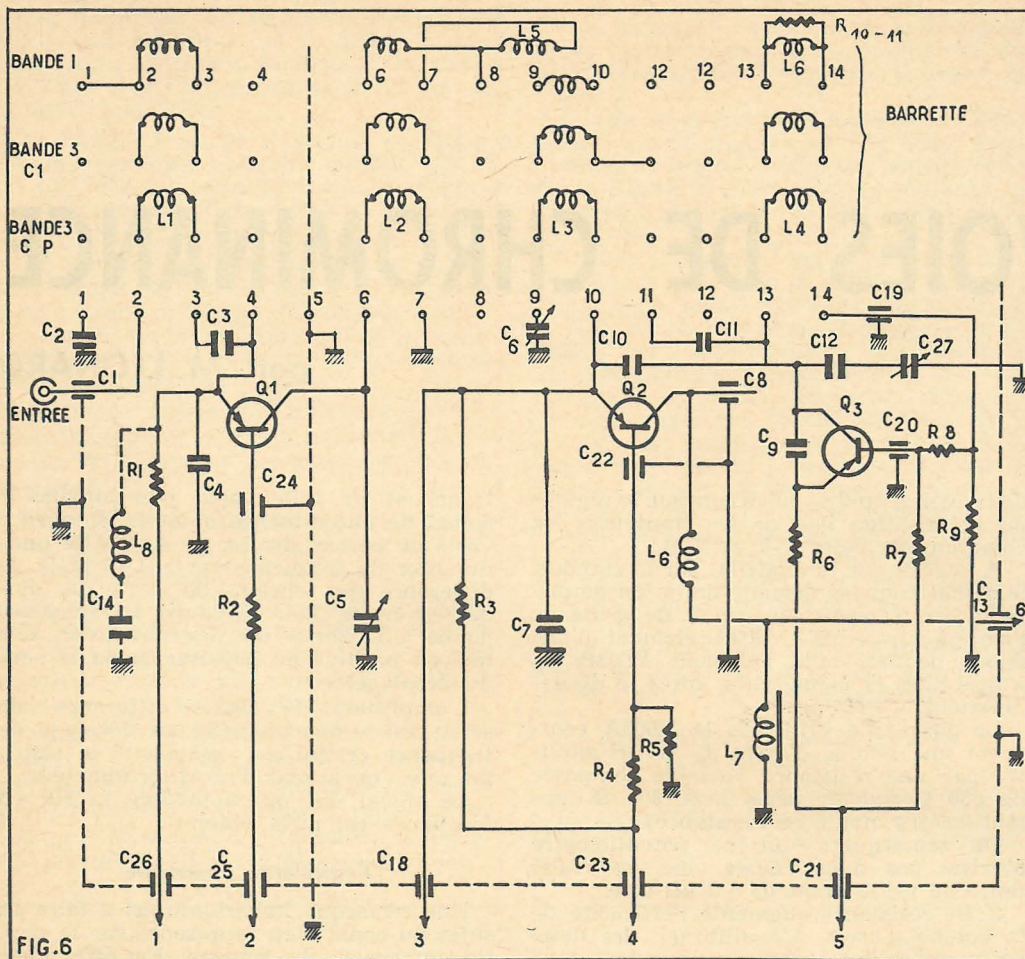
Bandes : I et III.

Entrée sur 75 ou 300 Ω .

MF : toutes normes : France $f_1 = 28,05 \text{ MHz}$, $f_s = 39,2 \text{ MHz}$, C.C.I.R. : $f_1 = 38,9 \text{ MHz}$, $f_s = 33,4 \text{ MHz}$, etc.

Sortie : sur condensateur by-pass (C_{13}) et bobines $L_6 - L_7$ assurant un couplage capacitif à la base.

Alimentation : $12 \text{ V} \pm 10 \%$, le - à la masse.



Bande passante : norme française 13 MHz, norme CCIR 8 MHz.
Gain : 25 dB en moyenne (en puissance).

Souffle : 4,5 dB (moy.) canal 2.

6 dB (moy.) canal 12.

CAG : entrée sur condensateurs by-pass C₂₆.

Les branchements du rotacteur sont : points 1, 4 et 5 à la ligne + 12 V, point 3 test (mesures et mise au point), point 6 sortie MF, point 2 CAG.

Analyse du schéma

À l'entrée, le signal fourni par l'arrivée du coaxial d'antenne est appliqué à un circuit accordé série constitué par L₁ est transmis par C₃ à l'émetteur de Q₁ électrode d'entrée, polarisée par R₁.

En bande I, le condensateur d'appoint C₂ est monté entre L₁ et masse.

La base de Q₁ est polarisée à travers R₂ par la tension de CAG et découplée par C₂₄ et, après R₂, par C₂₅.

L'accord de L₁ s'effectue par les capacités entre masse et les points 2 et 3.

Le signal amplifié, sur le collecteur est transmis par filtre de bande L₂ — L₃ à l'émetteur du mélangeur Q₂. Pour la bande I un couplage supplémentaire est assuré par L₅.

En bande III canaux inversés (CI) le condensateur C₁₁ se branche en parallèle sur C₁₀ pour l'application du signal « local » de l'oscillateur à l'émetteur, électrode d'entrée, du mélangeur Q₂.

La base de Q₂ est polarisée par le diviseur de tension R₄ — R₅ et découplée par C₂₂ et, après R₄, par C₂₃. Sur le collecteur de Q₂ on trouve les signaux MF image et son, résultat du changement de fréquence réalisé par battement entre les deux signaux incidents : image f_i et son f_s, avec le signal local f_h appliqués sur l'émetteur de ce transistor mélangeur.

Les signaux MF sont disponibles au point 6. L'accord MF se fait par un filtre de bande constitué par L₆ et L₇ avec couplage par la base par C₁₅.

Le point 6 sera connecté à l'entrée de l'amplificateur MF destiné à suivre ce rotacteur.

L'oscillateur Q₃ est à base commune, polarisée par le diviseur de tension R₇ — R₈ — R₉.

Le collecteur de Q₃ est alimenté à travers R₆ à partir de la ligne négative (masse) et la bobine L₄, le découplage par C₁₀ s'effectuant sur le point 14 de la bobine oscillatrice, opposé au point 13 relié au collecteur.

L'oscillation est obtenue par couplage électrostatique par C₆ entre collecteur et émetteur.

Ce dernier est polarisé par R₆ reliée au point 5 qui est à la ligne positive d'alimentation 12 V.

L'accord est réalisé par les capacités parasites et par C₁₂ en série avec C₂₇ variable. Ce dernier permet ce réglage vernier d'accord oscillateur, pratiquement, la retouche de l'accord pour l'émission reçue. Cette retouche se fait pour que le son soit reçu au maximum d'intensité. Le pointillé représente le blindage du rotacteur mis à la masse.

En écrivant aux annonceurs
recommandez-vous de
RADIO-PLANS

TECHNICIEN D'ELITE... BRILLANT AVENIR...

...par les cours progressifs par correspondance

ADAPTÉS A TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION

ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR

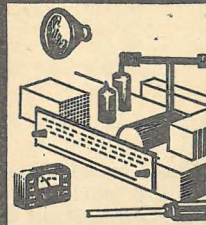
Formation, Perfectionnement, Spécialisation

Préparation aux diplômes d'état : CAP-BP-BTS

etc... Orientation professionnelle - Placement

RADIO-TV-ELECTRONIQUE

Quelles que soient vos connaissances actuelles, l'Électronique vous offre des horizons d'avenir illimités. Vous franchirez les plus hauts sommets dans l'industrie électronique par des études sérieuses.



TECHNICIEN

Radio Electronicien et TV

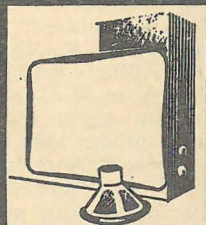
Monteur,

Chef-Monteur,

dépanneur-aligneur,

metteur au point.

Préparation au CAP



TECHNICIEN SUPERIEUR

Radio Electronicien et TV

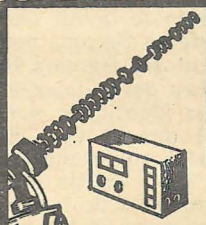
Agent Technique

Principal et

Sous-Ingénieur

Préparation au BP

et au BTS



INGENIEUR

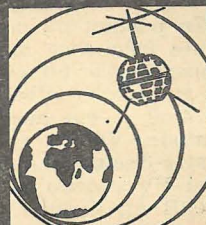
Radio Electronicien et TV

Accès aux échelons

les plus élevés de

la hiérarchie

professionnelle.



infra

MÉTHODES SARTORIUS

TRAVAUX PRATIQUES : sur matériel d'études professionnel ultra-moderne. Montage HI-FI à construire. Amplis, récepteurs de 2 à 18 tubes, transistors, TV et appareils de mesures. Émetteurs-Récepteurs avec plans détaillés. Stages. **FOURNITURE** : pièces détachées. Outillage et appareils de mesures. Trousse de base du Radio-Électronicien sur demande.

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue JEAN-MERMOZ PARIS 8^e - BAL 74-65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F.D. Roosevelt

BON (à découper ou à recopier)
Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite **RP 55** (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi

NOM

ADRESSE

La T.V. en couleurs

Système SECAM

LES TROIS VOIES DE CHROMINANCE

par M. LEONARD

Nous avons étudié précédemment la première partie du dispositif de chrominance comportant le limiteur, l'amplificateur HF, la ligne de retard, le permutateur et la bascule bistable.

Le permutateur met en évidence les signaux HF à 4,43 MHz modulés en fréquence dits « rouge » et « bleu », en réalité R-Y et Y-B qui, par la suite, ajoutés avec un signe convenable au signal Y donneront les trois signaux R, B et V dont on a besoin pour faire fonctionner le tube cathodique trichrome.

La partie qui suit le permutateur est connectée au point C et D de celui-ci. La figure 37 reproduit ce permutateur et donne le détail des circuits qui, grâce au système Sécam, peuvent amplifier séparément les signaux R-Y et Y-B.

Les deux voies R-Y et Y-B étant à peu près identiques nous n'analyserons en détail que la voie R-Y représentée sur la partie supérieure du schéma de la figure 37, à partir du point C. La voie Y-B commence de la même manière au point D.

Voie R-Y

En partant du point C, le signal R-Y à haute fréquence modulé en fréquence est transmis par un condensateur de 470 pF au système limiteur à deux diodes D_1 et D_2 où il est appliqué à l'amplificateur pentode V603A suivi du discriminateur Foster-Seeley à diodes D_{11} et D_{12} . Le signal FV obtenu est appliqué à la lampe V603B et, depuis la sortie de celle-ci il parvient au point W (rouge) qui correspond à un point d'entrée sur le tube cathodique portant la désignation 32PV6, en fait, le wehnelt du canon « rouge » du tube trichrome dont nous nous occuperons par la suite.

Le limiteur à diodes D_1 - D_2 est monté avec les diodes en opposition, les anodes étant réunies. En ce point de jonction, il y a une résistance de 10 k Ω , reliée au système de réglage, représenté dans le rectangle pointillé, disposé au milieu du schéma.

La limitation de l'amplitude du signal de sortie est déterminée par la polarisation des anodes des diodes par rapport à celles des cathodes qui sont au potentiel de la masse grâce aux résistances de 10 k Ω qui les relient à celle-ci.

La polarisation positive des anodes est obtenue en raison de la liaison de la résistance de 15 k Ω au curseur du potentiomètre de 2 k Ω (contraste), monté dans le diviseur de tension composé, à partir du point + 210 V, de la résistance fixe de 27 Ω , de la résistance variable de 10 k Ω (saturation) du potentiomètre de 2 k Ω mentionné plus haut et de la résistance de 1 k Ω reliée à la masse.

Le condensateur de découplage de 0,1 μ F permet de séparer, en haute fréquence les

deux voies, tandis qu'en continu, le réglage de polarisation des diodes limiteuses est commun aux voies R-Y et Y-B.

A la sortie de la diode D_1 , sur la cathode, le signal convenablement limité en amplitude, est transmis au circuit de grille de l'amplificatrice HF, V603A élément d'une triode pentode dont l'élément V603B est utilisé dans la même voie, après le discriminateur.

Le circuit de grille de la V603A comporte une bobine d'arrêt de 70 μ H shuntée par une résistance variable composée de 680 Ω fixe en série avec 500 Ω (potentiomètre monté en résistance).

On remarquera que ce potentiomètre n'existe pas dans l'autre voie, la résistance de grille étant de 1,2 k Ω fixe.

Cette résistance augmente l'efficacité de la bobine d'arrêt. L'équilibrage des deux voies est réalisé en agissant sur le potentiomètre de 500 Ω .

Le signal HF à 4,43 MHz modulé en fréquence est alors amplifié par la pentode V603A.

Celle-ci est polarisée par la résistance de 180 Ω entre cathode et masse shuntée par un condensateur de découplage de 10 000 pF, largement suffisant à cette fréquence. La grille 3 est reliée à la cathode. L'écran et le retour du circuit de plaque sont découplés ensemble par un condensateur de 10 000 pF, l'alimentation en HT, à partir de la ligne + 210 V étant réalisée par l'intermédiaire de la résistance de 3,9 k Ω .

La liaison entre plaque et l'ensemble discriminateur est effectuée par le transformateur de liaison spécial.

Discriminateur

Ce discriminateur dit de phase est en fait une des nombreuses variantes de celui de Foster-Seeley qui est, comme on le sait, supérieur au discriminateur de rapport mais, n'étant pas autolimiteur comme ce dernier, nécessite un étage limiteur avant la discrimination.

Le transformateur de liaison qui suit la lampe V603A comprend plusieurs enroulements accordés sur 4,43 MHz.

La prise médiane sur le secondaire est réalisée dans ce montage par les deux capacités égales de 49 pF qui, mises en série, accordent ce secondaire, en association avec le condensateur de 2,7 pF et diverses capacités parasites.

Le primaire est amorti par 8,2 k Ω afin que le transformateur transmette le signal avec la bande passante correcte.

Le signal du primaire est transmis à la prise médiane capacitive par l'enroulement qui se trouve sur le schéma entre primaire et secondaire qui sont aussi couplés par induction magnétique.

Chaque diode peut être considérée comme une détectrice fournissant chacune une tension de sortie. Les deux tensions se re-

tranchent de telle sorte que lorsque le signal de chrominance, dont la fréquence varie de part et d'autre de 4,43 MHz (modulation de fréquence) et à 4,43 MHz, la différence des tensions de sortie des diodes est nulle. Tout décalage de fréquence donne à la sortie du discriminateur, une tension positive ou négative selon le sens du décalage.

L'amplitude du signal différence, de sortie est proportionnelle au décalage de fréquence ce qui est exactement le résultat que l'on attend d'un discriminateur.

Le signal VF qui a modulé la HF en fréquence est ainsi obtenu.

Particularité importante

Une remarque importante est à faire au sujet du canal bleu représenté sur la partie inférieure du schéma. En effet dans celui-ci les diodes D_{11} et D_{12} du discriminateur sont orientées en sens opposé de celui adopté pour les diodes D_{11} et D_{12} du discriminateur du canal « rouge » dans lequel les diodes sont montées avec les anodes du côté sortie et les cathodes du côté HF.

Grâce à cette inversion, les signaux VF qui sortent des discriminateurs sont bien R-Y et B-Y et non R-Y et Y-B comme ils l'étaient avant la discrimination.

On notera aussi le fait très important suivant : si la commutation effectuée par le permutateur ABCD est en mauvaise phase, les signaux VF deviennent Y-R et Y-B et il convient de remédier à ce défaut. Cette opération particulièrement ingénieuse est quelque peu compliquée, du moins pour l'explication, mais absolument indispensable pour assurer à l'utilisateur de l'appareil, une image correcte sans qu'il ait à procéder à un réglage quelconque, la correction s'effectuant automatiquement comme nous le montrerons en détail plus loin.

Amplification VF

Revenons à la sortie du discriminateur de la voie rouge en partant de l'anode de la diode D_{11} , son homologue de l'autre canal étant la cathode de la diode D_{12} . Le signal VF est appliqué à la grille de l'amplificateur finale V603B, élément pentode de la double pentode dont l'autre élément pentode est V603A utilisé dans la même voie, avant le discriminateur.

La V603B à la cathode et la grille 3 à la masse, la grille écran directement reliée à la ligne + 210 V et la plaque alimentée à travers 27 k Ω , à partir de la tension + 390 V.

Le circuit d'entrée de la V603B comporte un filtre rejeeteur de la sous-porteuse. Ce filtre est, par conséquent, accordé sur 4,43 MHz. La valeur des éléments de ce filtre est indiquée : bobine 500 μ H, capacité 2,2 pF, amortissement par 39 k Ω .

Le circuit de sortie comprend un système RC parallèle composé de 470 k Ω et 0,1 μ F, relié au point de sortie W (rouge) qui est le wehnelt du canon « rouge » du tube cathodique trichrome.

Le même montage se retrouve pour la voie *bleu* avec la pentode V604B et la sortie W (bleu) et le potentiomètre de réglage.

On peut voir, en effet, entre la plaque d la V604B et la grille un circuit composé de 470 k Ω , en parallèle sur 10 k Ω et une ajustable de 1-8 pF complété par deux condensateurs de 18 pF en série et du filtre pour 4,43 MHz. L'ensemble de cette boucle de contre-réaction réalise la désaccatuation en VF, complémentaire de la préaccatuation VF réalisée en cours de codage c'est-à-dire à l'émission. L'ajustable permet de régler la désaccatuation..

Pour le signal « vert », nous savons qu'il est mis en évidence par combinaison du signal complet Y, des signaux « rouge » et « bleu ».

Comme le signal Y est déjà inclus dans les deux autres voies il suffit d'appliquer à la voie « vert » les deux signaux R-Y et B-Y. On les applique à la grille de la V602B par l'intermédiaire d'un système RC composé d'une résistance de 270 kΩ shuntée par 1-8 pF, l'ensemble étant relié à la masse par 18 kΩ. Le signal R-Y est pris sur la plaque de la V603B et le signal B-Y sur la plaque de la V604B. Pour ce dernier, un système RC analogue est adopté pour la liaison mais avec des valeurs différentes des éléments : 680 kΩ et 0,3-3 pF ce qui se justifie par le fait que l'on doit transmettre les deux signaux dans de proportions différentes : 0,3 (R-Y) et 0,11 (B-Y). La lampe V604 est montée comme les deux autres lampes finales et la sortie W (bleu) est reliée au wehnelt du canon « vert » du tube cathodique.

Reste encore à considérer le cas d'un mauvais aiguillage du permutateur ABCD (figure 33 précédent article et figure 37 dans le présent article).

Il est donc indispensable de contrôler et, éventuellement de corriger la phase du permutateur par rapport à celle du commutateur R-Y et B-Y du système codeur de l'émission.

Pour l'opération contrôle, correction et interdiction, on utilise un circuit nommé bascule de Schmitt qui fonctionne avec des signaux spéciaux, prévus pour cette opération et nommés *lignes d'identification*. Ces lignes d'identification sont émises pendant une fraction de l'intervalle dit « noir tramé ».

La bascule de Schmitt est incluse dans le schéma de la figure 33 de notre précédent article, que le lecteur voudra bien



consulter avec le présent texte. Elle comprend les lampes V601A et V601B, la seconde étant également utilisée comme amplificatrice, comme on l'a indiqué précédemment.

Principe du fonctionnement

Le fonctionnement comprend trois opérations : identification, remise en phase, extinction.

Occupons-nous d'abord de l'identification.

Les lignes d'identification sont transmises pendant une fraction de l'intervalle « noir-trame ». Elles possèdent en VF une polarité déterminée. Si l'aiguillage effectué par le permutateur ABCD est mauvais elles présentent la polarité opposée.

laire comprenne pendant une demi-période deux alternances au lieu d'une seule comme on le montre en (c). Ce résultat sera obtenu si le signal à impulsion se présente comme indiqué en (d) : à la fin d'une certaine alternance, qui pourrait être négative comme on le voit en (a) ou positive, une impulsion positive a lieu normalement, au temps t_0 , ce qui, dans le cas de la figure 39 (a), donne le basculement et crée une alternance positive. Si au temps t_1 , placé au milieu de l'alternance (donc $t_1 - t_0 = 0,25 T$) il y a une impulsion spéciale supplémentaire positive (voir figure 39 [d]), le basculement se produira à ce temps t_1 et le signal passera à l'alternance négative comme on le voit en (c).

Au temps t_2 , une nouvelle impulsion, arrivant normalement, provoquera le basculement vers l'alternance positive.

le système RC composé de 220 k Ω en parallèle sur 100 pF, les deux en série avec 10 k Ω .

Le deuxième couplage est cathodique. Il est réalisé par la résistance commune aux deux cathodes, de 2,2 k Ω . Le découplage par 10 000 pF agit à la fréquence de 4,43 MHz mais pour les impulsions à la fréquence de 15 625 Hz, ce découplage est insuffisant et le couplage cathodique subsiste.

Ainsi, la réactance d'une capacité de 10 000 pF à 15 000 Hz est :

$$X_c = \frac{10^{-8}}{6,28 \cdot 15 \cdot 10^{-3}} \text{ ohms}$$

ce qui donne $X_c = 10 \text{ k}\Omega$ environ, valeur élevée par rapport à la résistance de 2,2 k Ω .

A 4,43 MHz la réactance X_c est d'environ 300 fois plus faible c'est-à-dire de 30 Ω environ (exactement 36 ohms), le découplage est donc efficace.

Le montage de la lampe triode pentode V601A-V601B en bascule permet également à la pentode, comme on l'a vu précédemment de fonctionner en amplificatrice HF sur 4,43 MHz pour le signal de chrominance, avant la permutation.

En tant que bascule, l'ensemble V601A-V601B possède deux entrées.

Première entrée

Elle est au point A. Ce point, relié au point « vers killer V601A » (voir figure 37, circuit des plaques des lampes finales V603B, et V604B), permet d'appliquer à la grille de la triode V601A de la bascule, un signal pris sur les sorties des amplificateurs VF R-Y et B-Y.

Les branchements vers la grille de la triode V601A (nommée « killer ») s'effectuent par l'intermédiaire de systèmes RC constituant d'abord un circuit intégrateur et ensuite un circuit différentiateur.

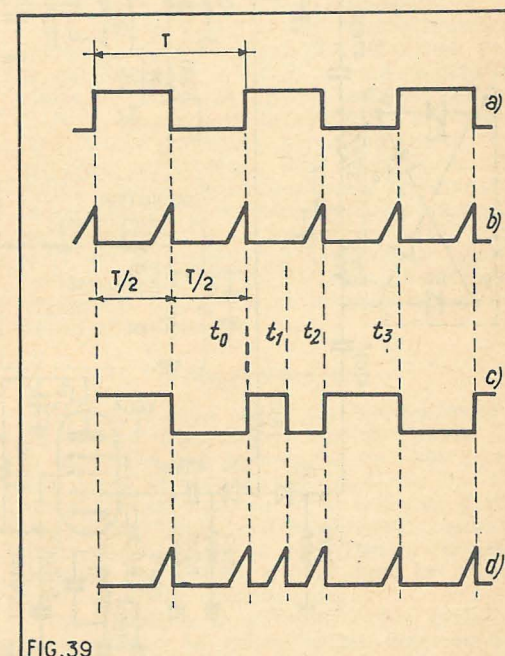


FIG. 39

Le circuit intégrateur se compose de la résistance de 200 k Ω montée entre la plaque de la lampe finale (V603B ou V604B) et le point A et du condensateur 4 700 pF disposé entre le point A et la masse.

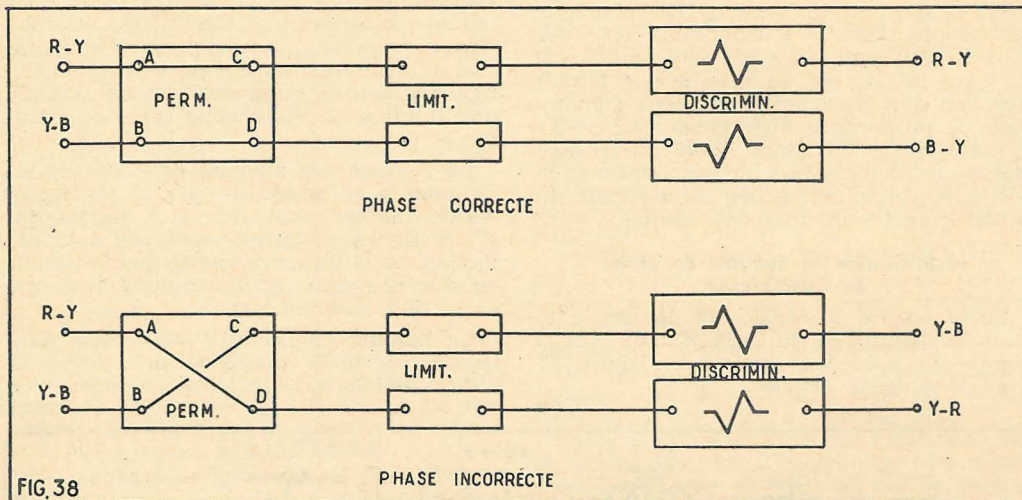


FIG. 38

La figure 38 montre, en haut le cas du montage fonctionnant en phase correcte (c'est-à-dire permutateur en concordance avec le commutateur de l'émetteur) et en bas le montage fonctionnant en phase incorrecte, le signal qui devrait sortir au point C sort par le point D et réciproquement.

On voit qu'en phase incorrecte, le discriminateur de la voie « rouge » donne le signal « bleu » tandis que le discriminateur de la voie « bleu » donne le signal « rouge ». De plus, leur signe est inversé, les Y étant positifs au lieu de négatifs et R et B étant remplacés par -B et -R.

On voit, en examinant les signaux intégrés R-Y et Y-R ont des formes inverses ; il en est de même pour les signaux B-Y et Y-B. Passons à la remise en phase,

Cette opération se réalise par la commande de la bascule. Considérons les signaux de la figure 39. La bascule fournit à la sortie des signaux rectangulaires comme indiqué en (a) figure 39. Si ces signaux sont inversés, il convient d'agir sur la bascule de manière à ce qu'il se produise une nouvelle inversion qui les remette en phase.

Le signal rectangulaire (a) comporte dans une période, une alternance positive suivie d'une alternance négative. Chaque alternance, qui dure une demi-période du signal, est déclenchée par une impulsion positive de commande qui se produit au début de la demi-période donc à la fréquence double de celle du signal rectangulaire. Si la période est T on a $f = 1/T$ et $2f = 1/0,5 T$.

Pour obtenir la correction, c'est-à-dire l'inversion des alternances, il suffit d'agir sur la bascule pour que le signal rectangu-

En comparant les alternances qui se produisent pendant le temps $t_0 - t_2$ on voit que celle corrigée (c) est positive alors que sans correction elle serait négative (a).

On notera que le basculement est provoqué par des impulsions qui sont toujours de même polarité, qu'il s'agisse de passer d'une alternance positive à une alternance négative ou réciproquement.

La troisième opération est l'extinction. Elle est provoquée au moment convenable par blocage de l'étage amplificateur V601B (voir figure 33) qui est placé à la suite du limiteur à diodes recevant le signal de chrominance à l'entrée « chroma ».

Montage pratique des circuits

La bascule de Schmitt utilisée pour les opérations dont nous venons d'indiquer le principe, possède deux états stables, l'un permet le passage d'un signal et l'autre le blocage c'est-à-dire l'interdiction aux signaux de chrominance d'être transmis aux circuits suivants.

Analysons le montage de cette bascule sur la partie du schéma de la figure 33 représentant les circuits des lampes V601A et V601B.

Pour réaliser une bascule, il faut créer deux couplages entre les deux tubes. Dans la bascule à triodes V605A-V605B (figure 33) les deux couplages sont croisés comme pour le multivibrateur d'Abraham et Bloch.

Dans celui à lampes V601A-V601B (en fait une seule lampe triode pentode) les deux couplages sont analogues à ceux du multivibrateur de Potter dit à couplage cathodique.

En effet, le premier couplage entre la triode V601A et la pentode V601B est produit par la liaison entre la plaque de la triode et la grille de la pentode à travers

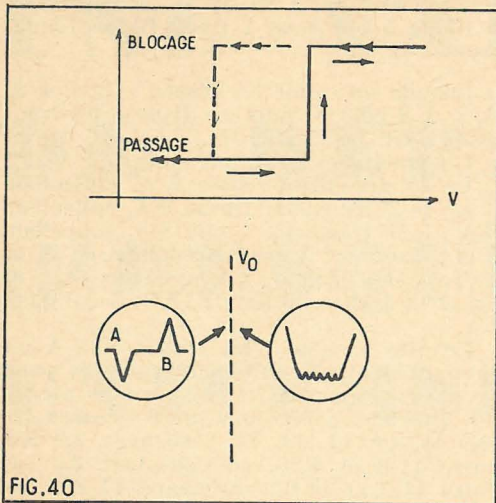


FIG. 40

Le circuit différentiateur se compose de la capacité de 2 200 pF et des résistances de 470 kΩ, 82 kΩ et « R Y » cette dernière étant à régler sur une valeur comprise entre 15 et 22 kΩ.

La fonction du circuit intégrateur est d'extraire les lignes d'identification du signal de sortie et des composantes de souffle (« bruit ») parasite.

La fonction du circuit différentiateur est de supprimer le contenu moyen de l'image qui pourrait modifier le point de polarisation de la bascule.

Seconde entrée

Passons à la seconde entrée de la bascule de Schmitt V601A-V601B. Sur la figure 33 cette entrée est au point « I trame 37 B » et aboutit par l'intermédiaire d'un circuit RC à la grille de la V601B pentode. Elle est reliée à un point de la base de temps image désigné par 37PV6 relié par 0,47 μF à la grille de la triode V702 de cette base de temps, comme on le verra lors de l'étude des bases de temps.

Grâce à cette seconde entrée la bascule de Schmitt reçoit des impulsions de retour vertical du spot, à la fréquence de déviation verticale ($f = 50$ Hz).

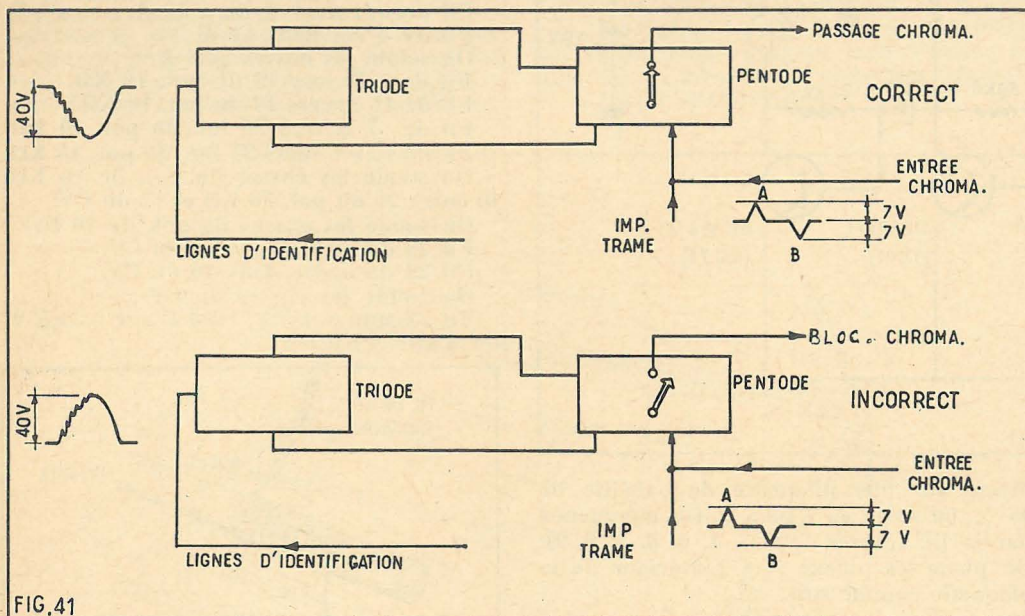


FIG. 41

Ces impulsions étant appliquées à la grille, à partir du point d'entrée « I trame », à travers un circuit différenciateur composé de 1 500 pF et 10 kΩ, on obtient sur la grille un signal comme celui indiqué sur la figure 40 en bas et à gauche : une impulsion A suivie d'une impulsion de sens opposé B.

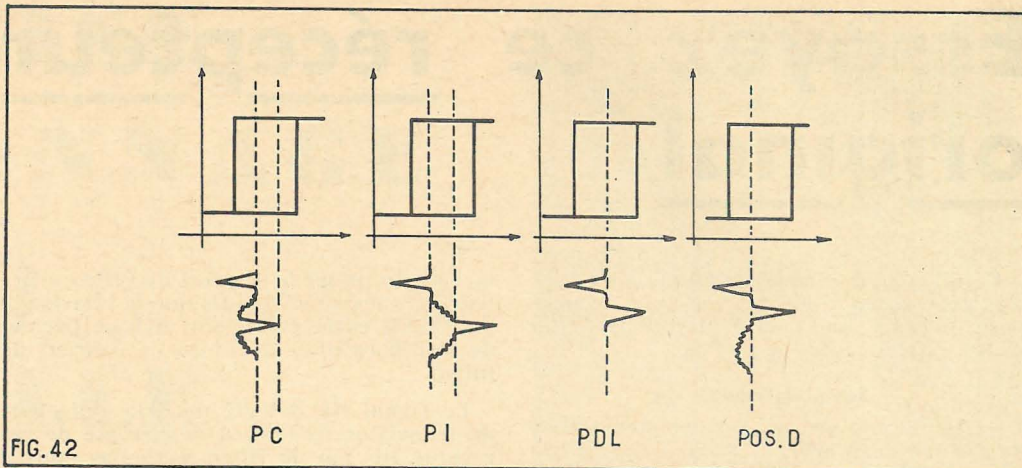


FIG. 42

Action des impulsions A et B

Les deux états stables de la bascule sont schématisés sur la partie supérieure de la figure 40. L'état « passage » est obtenu par l'application de l'impulsion A et l'état « blocage » par l'impulsion de sens opposé B.

L'impulsion A agit pour la position « passage » quel que puisse avoir été l'état précédent de la bascule.

L'impulsion B provoque le branchement vers l'état blocage sauf si les lignes d'identification ont la polarité correcte et sont bien positionnées. Dans ce dernier cas la bascule reste dans l'état « passage » et l'impulsion A de la trame (image) suivante ne provoquera pas de basculement.

Le système à impulsions A et B reste sans effet tant que la réception est correcte.

Si les lignes d'identification sont incorrectes, l'impulsion B provoquera le « blocage » jusqu'à ce que l'impulsion A de la trame suivante provoque le basculement dans le sens blocage à passage qui crée l'impulsion supplémentaire de remise en phase.

Cette dernière ayant été effectuée, les lignes d'identification auront la bonne po-

larité. La pentode fonctionne (passage) donc le signal au point entrée chroma est amplifié et transmis.

En bas, cas de l'état « blocage ». Les lignes d'identification sont incorrectes, la pentode est bloquée et le signal chroma n'est pas transmis.

Les diverses formes des signaux « lignes d'identification » sont montrées à la figure 42 : PC : polarité correcte ; PI : polarité incorrecte ; PDL : pas de lignes ; Pos. D : positionnement défectueux. L'impulsion B provoquera le blocage dans les trois derniers cas.

Position noir et blanc

En fermant le commutateur 38-39 (fig. 33) la bascule de Schmitt est polarisée de façon permanente en position blocage. Les signaux chroma (c'est-à-dire de couleur) ne passent pas et on a une image noir et blanc.

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat faites-nous-en part.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat faites-nous-en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10,00 à 50,00 F ou exceptionnellement davantage.

Essayez ce récepteur original

Ce récepteur ultra-économique à transistors avec antenne incorporée nous est proposé par un ami belge et vaut la peine d'être expérimenté.

Ses performances

— Economie de piles : consommation de l'ordre de 7 mW.

— Excellente sélectivité grâce à l'antenne ferrite et à la bonne prise sur celle-ci.

— Excellente sensibilité : en effet, il permet de recevoir confortablement.

a) De jour (à Bruxelles) :

— Bruxelles 1^{er} programme, émissions francophones.

— Bruxelles 1^{er} programme, émissions flamandes.

— Anvers (48 km) 2^e programme, émissions flamandes.

— Hilversum (Hollande) (1).

b) De nuit :

— Quelques dizaines d'émetteurs étrangers (anglais, allemands, etc.) dont Prague, Moscou, Monte-Carlo.

Schéma (Fig. 1)

La sensibilité est obtenue grâce à un transistor AF115 monté en détecteur à réaction. La réaction se fait entre collecteur et base via le circuit oscillant qui déphase la tension de réaction de 180° pour la mettre en phase sur la base.

Le potentiomètre de 20 KΩ linéaire sert

met de diminuer le courant de fuite collecteur vers les 50 μA tandis que la résistance de 47 KΩ entre collecteur et base permet de stabiliser plus ou moins ce courant de fuite.

Le signal HF détecté dans le collecteur du transistor AF115 est débarrassé de ses résidus HF par le filtre passe-bas constitué d'une résistance de 2,2 KΩ et d'un condensateur de 2,2 nF. Le signal BF dosé par le potentiomètre de volume de 10 KΩ (potentiomètre miniature) est appliqué à travers un condensateur de 0,1 μF à la base du transistor OC 304/1 ou son équivalent l'OC 71.

Le transistor est stabilisé par une contre-réaction de tension (résistance de 56 KΩ entre base et collecteur). La tension amplifiée aux bornes de la résistance de charge de 2,2 KΩ est appliquée à travers la base du deuxième transistor BF qui est monté de la même façon que le premier et ceci pour les mêmes raisons. Le dernier transistor est chargé par un écouteur de 1 000 ohms d'impédance.

Construction du récepteur (Fig. 2)

Le cadre est constitué par un bâtonnet de ferrite de 1 cm de Ø et de 95 mm de long sur lequel on bobine à spires jointives, 75 spires de fil de Litz 35 brins avec une prise à 15 spires qui se fait selon la figure 3. On dispose ensuite les différentes

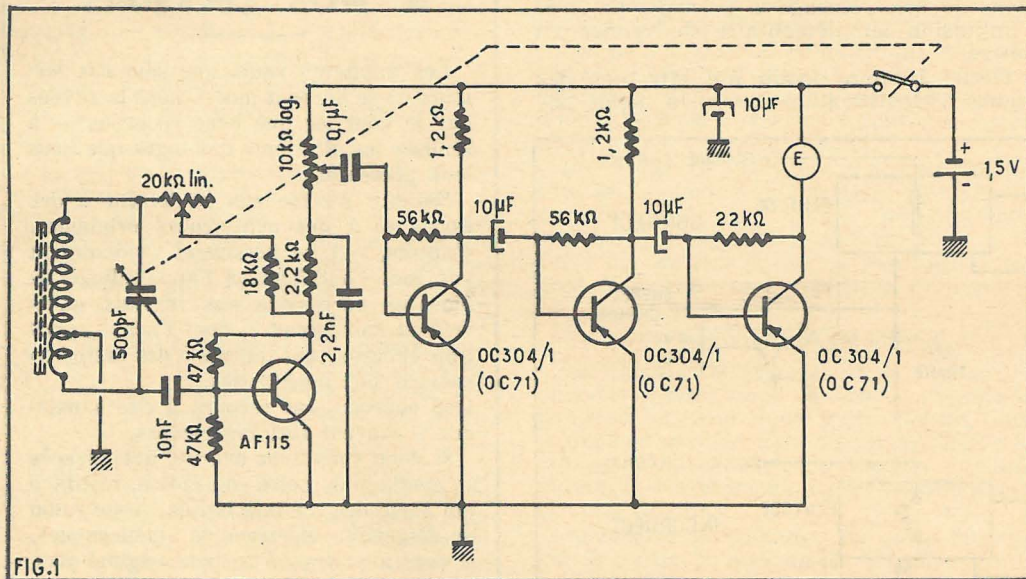


FIG.1

à doser la réaction. La prise sur le cadre permet de déphaser le signal de réaction et en même temps permet de faire un compromis entre sensibilité et sélectivité. En effet, plus on déphase la prise vers le potentiomètre de réaction plus la sensibilité augmente et plus la sélectivité diminue. Inversement, plus on rapproche la prise de la base du transistor plus la sélectivité augmente et plus la sensibilité diminue.

La prise optimum se situe vers les 15 spires côté base. La polarisation de la base du transistor est particulière. La résistance de 47 KΩ entre base et masse per-

pièces sur une plaquette de bakélite de 95 × 60 selon la figure 2. On commence par la BF (cosses 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9). On place les pièces vers l'intérieur de la plaquette comme suit.

Résistance 22 KΩ entre 8 B et 9 B ; condensateur 10 μF entre 5 B et 8 B (respectez les polarités des condensateurs électrolytiques) ; résistance 56 KΩ entre 5 B et 6 B ; condensateur 10 μF entre 3 B et 6 B ; résistance 1,2 KΩ entre 4 B et 5 B ; résistance 56 KΩ entre 2 B et 3 B ; résistance 1,2 KΩ entre 1 B et 3 B ; 1 fil (2) en-

tre 4 B et 1 B ; 1 fil de 5 cm dans 4 B ; 1 fil de 5 cm dans 1 B ; 2 fil de 10 cm dans 7 B.

Ensuite on soude les cosses 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 côté B, puis on dispose les transistors OC 304/1 (OC 71).

Les émetteurs vont tous en 7 A :

Le 1^{er} transistor : base 2 A, collecteur 3 A ; le 2^e transistor : base 6 A, collecteur 5 A ; le 3^e transistor : base 8 A, collecteur 9 A ; écouteur 1 000 ohms entre 9 A et 4 A ; condensateur 0,1 μF entre 2 A et cosse 18 du pot. 10 KΩ ; 1 fil de 5 cm dans 1 A.

Ensuite on soude les cosses côté A en prenant des précautions thermiques pour les transistors. Puis on dispose les pièces du détecteur à réaction sur les cosses relais 10, 11, 12, 13, 14, résistance 2,2 KΩ entre 11 B et 12 B, condensateur 2,2 nF entre 11 B et 14 B ; résistance 47 KΩ entre 12 B et 13 B ; résistance 47 KΩ entre

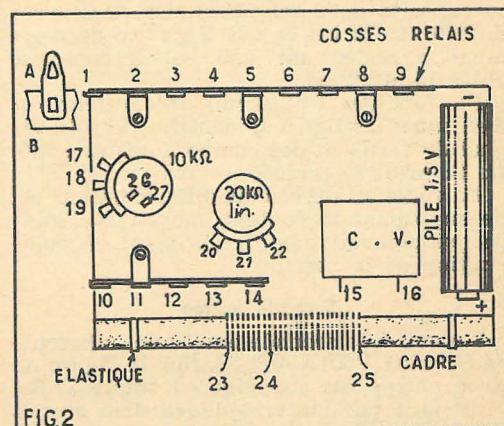


FIG.2

13 B et 14 B ; condensateur 10 nF entre 13 B et le CV cosse 15 ; condensateur 10 μF entre 10 B et 14 B ; fil 24 du cadre dans 14 B.

On fait les soudures sur les cosses côtés B, on place AF115.

AF115 : collecteur 12 A, base 13 A, émetteur + blindage 14 A.

Fil venant de 7 B dans 14 A.

Fil venant de 1 A dans 10 A.

Fil de 5 cm dans 11 A.

On soude les cosses côté A :

Fil de 1 B vers 19 du pot. 10 KΩ.

Fil de 11 A vers 17 du pot. 10 KΩ.

Fil de 7 B vers 26 int. du pot. 10 KΩ.

Fil de 15 cm dans 27 int. du pot. 10 KΩ.

On soude les cosses du pot. de 10 KΩ, fil entre 21 du pot. 20 KΩ et 16 du CV.

On soude les cosses du pot. de 20 KΩ :

Fil 23 du cadre dans 15 du CV.

Fil 23 du cadre dans 16 du CV.

On soude les cosses du CV :

Fil 27 sur + 1,5 V, fil 4 B sur - 1,5 V, on soude les piles.

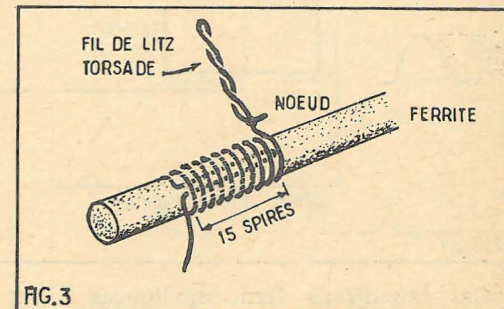


FIG.3

Conclusion

Ce récepteur facile à réaliser (même pour un débutant) d'un prix de revient relativement faible distraira un grand nombre de nos lecteurs.

J.-P. GLOWACKI

(1) France Inter (Lille) est reçu très faiblement.

(2) Les fils seront souples de préférence.

UNE VALISE DE DÉPANNAGE (PRESQUE) UNIVERSELLE

2^e partie : Réalisation pratique

par P. FRANÇOIS

La description qui suit n'est donnée qu'à titre d'exemple. Chaque réalisateur devra l'adapter au matériel qu'il possède ou qu'il a pu se procurer.

Les pièces principales sont fabriquées par M.B.L.E. Les lecteurs belges n'auront aucune difficulté pour se les procurer. Les lecteurs français pourront les obtenir à la Coprim, 7, passage Charles-Dallery, Paris (11^e). Les numéros de référence sont ceux utilisés par M.B.L.E.

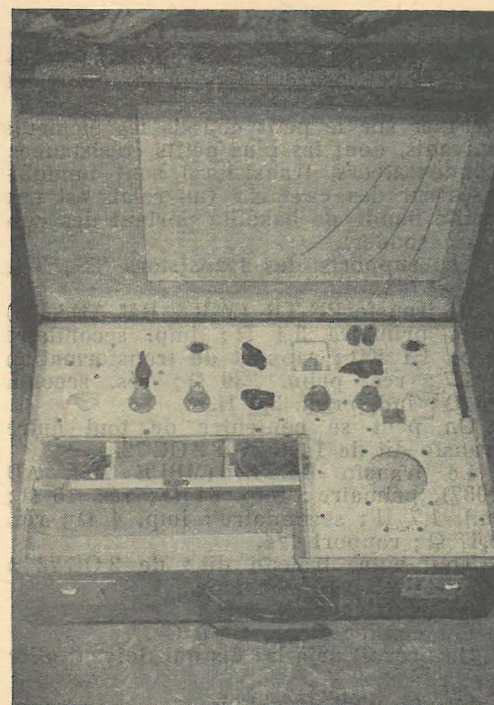
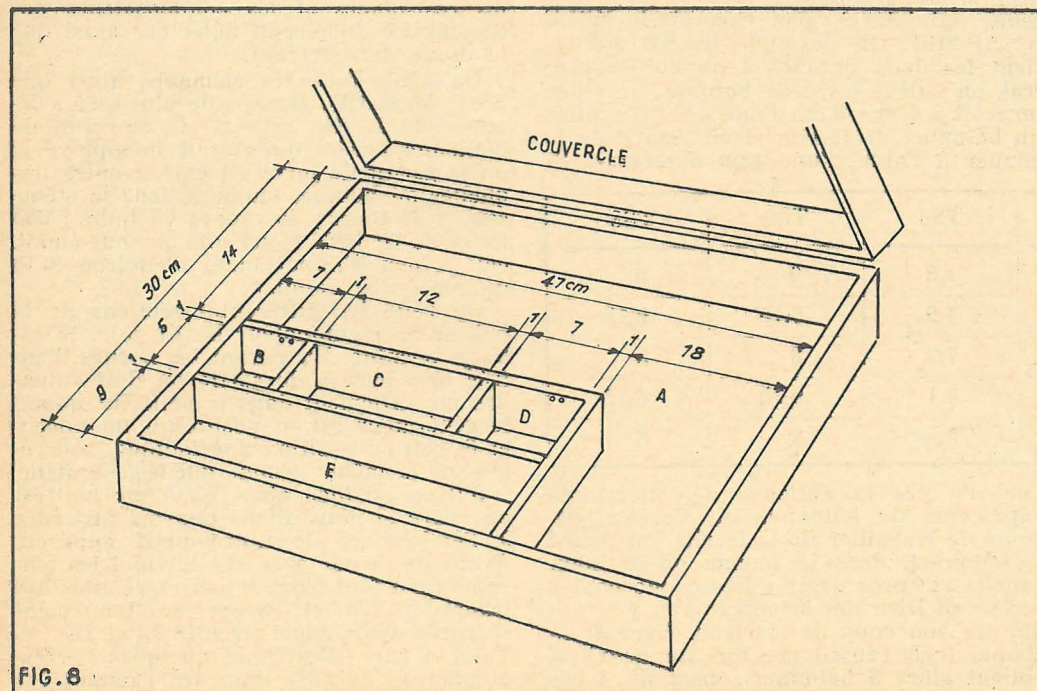
1. La valise (fig. 8)

Elle doit mesurer au minimum $47 \times 30 \times 10$ cm (dimensions intérieures). Elle a été aménagée ainsi que l'indique le croquis ci-contre. Une série de planchettes verticales la divise en cinq compartiments. Le compartiment A contient l'appareil proprement dit, B contient les deux piles de 4,5 V alimentant le générateur, C peut contenir des piles de réserve,

D contient les deux piles de 4,5 V alimentant le signal tracer et E contient les sondes et les accessoires.

La valise étant ainsi compartimentée et la plaque A (en forme de L) soigneusement découpée, il faut y déposer tous les éléments qu'elle devra porter et dessiner les trous à percer (voir croquis).

Après découpage on fixe provisoirement tous les éléments. Si tout va bien on enlève les pièces et l'on calque la plaque découpée sur une feuille de bristol que l'on rangera jusqu'à la fin des opérations. On recouvre ensuite la face intérieure du panneau découpé, d'une feuille de papier d'aluminium que l'on colle sur le bois. Cette feuille formera un blindage suffisant pour empêcher l'effet « main » lorsqu'on utilise la partie HF de l'appareil. On refixe ensuite tous les éléments sur le panneau en ayant soin d'éviter de faire des court-circuits entre les éléments et la feuille d'aluminium.



Pour rappel, le panneau avant doit déjà supporter à ce stade :

Les deux combineurs de gammes B₁ et B₂.

Le combineur « mesure » B₁.

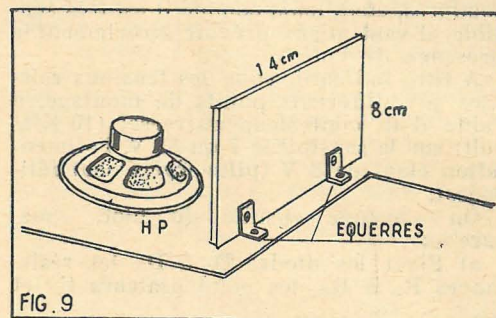
Le combineur de fonctions B₂.

Les potentiomètres de fonctions B₂.

Les potentiomètres de tonalité (Pot.) de sortie (Pot.) de volume (Pot.) de gain (Pot.).

Deux prises bifilaires femelles (sortie et entrée).

Deux condensateurs variables (fréquence et accord).



Une prise bifilaire femelle (S.C.L.).

Un inverseur monopolaire (H.P.).

Deux grosses bornes (mes. ext.).

Un micro-ampèremètre (μA).

Un haut-parleur miniature (H.P.).

On prépare ensuite une petite plaquette (triplex ou bakélite) de $14 \text{ cm} \times 8 \text{ cm}$ que l'on fixe provisoirement à l'aide de deux petites équerres à côté du H.P. Ce sera le châssis « ampli BF ».

Après avoir vérifié que le panneau ainsi préparé s'ajuste exactement dans la valise, on enlève la plaquette « ampli BF » et l'on peut se préparer à câbler le montage.

FIG. 8. — B, C et D sont normalement fermés par un couvercle amovible. E reste ouvert. A est entièrement recouvert d'une plaque de contreplaqué de 4 mm d'épaisseur fixée sur une latte qui entoure tout le compartiment. Cette plaque forme le panneau avant de l'appareil. B et D sont percés de 2 petits trous permettant le passage des fils d'alimentation qui vont des piles aux combineurs.

Câblage

On peut câbler l'appareil dans n'importe quel ordre. Mais voici un ordre recommandable :

Fixer sur le petit châssis les éléments suivants, dont les plus petits (résistances, condensateurs, transistors) sont immobilisés sur des « relais » (un relais est une petite bande de bakélite portant des coses à souder).

Les supports des transistors TS₅, TS₆, TS₇ et TS₈.

Le transfo BF TR₁ (MBLE Réf. AD 9038) imp. primaire 3,4 Ω ; imp. secondaire 2 × 1,1 KΩ ; rapport de transformation 1/1,7 ; rés. prim. 230 Ω ; rés. second. 85 Ω ; ind. prim. 2,6 H.

On peut se contenter de tout autre transfo dit de 1 OC 71 à 2 OC 72.

Le transfo BF TR₂ (MBLE Réf. AD 9037), primaire : imp. 64 Ω ; rés. 16 Ω ; ind. 1,7 H ; secondaire : imp. 4 Ω ; rés. 0,47 Ω ; rapport 1/4.

Tout autre transfo dit : de 2 OC 72 à H.P. 4-5 Ω peut convenir.

Les résistances R₁₇ à R₂₇.

Les condensateurs C₁₅ à C₂₀.

On prévoit déjà les fils qui doivent aller à B₂ et à + 9 V.

Le pot. d'ajustage Pot₂.

On câble le tout (y compris Pot₁ auquel on fixe déjà C₁₄) sauf R₁₉ que l'on ne fixe que provisoirement.

On soude provisoirement un fil volant à C₁₄ et l'on se prépare à effectuer un premier essai. Pour cela on relie C₁₄ et la masse à n'importe quel appareil possédant une sortie HP supplémentaire (poste de radio, magnétophone) ou directement au bras d'un pick-up. On recherche quelle valeur il faut donner à R₁₉ pour obtenir le meilleur résultat musical (de 2 à 3 KΩ) et l'on règle Pot₂ au max de puissance. Si l'ensemble accroche il faut augmenter la valeur de Pot₂, qui introduit une contre-réaction dans l'émetteur de TSF. En principe l'ampli ne doit pas accrocher, à condition que toutes les précautions normales aient été prises (transfos à angle droit, bonnes soudures, etc.), mais comme il est très sensible, il vaut mieux prévoir directement la présence de Pot₂.

A titre indicatif, voici les tensions relevées aux différents points de montage, à l'aide d'un contrôleur universel (10 KΩ/volt) sur la sensibilité 7 ou 35 V, l'alimentation étant de 8 V (piles légèrement fatiguées).

On s'occupe ensuite du bloc « mesure » :

a) Fixer les diodes D₃ à D₆, les résistances R₂₈ à R₃₀, les condensateurs C₂₁ et C₂₂.

Câbler les différents éléments formant le bloc « mesure » et le combinateur B₁ (à 11 positions actives et 2 circuits).

	TS5	TS6	TS7	TS8
Masse-émetteur	1,3	1,8	0	0
Masse-base	1,2	1,9	0,15	0,15
Masse-collecteur	4	7,2	8	8
Emetteur-base	0,05	0,1	0,15	0,15
Emetteur-collecteur	2,8	5,5	8	8

On possède ainsi, en mettant le combinateur « mesure » sur la position 10 V, un excellent voltmètre pour mesurer les différentes tensions du bloc « ampli BF ».

Il est à noter que les indications données par l'appareil de mesure sont exactes en courant continu et en BF. En HF l'erreur est importante, l'appareil se comporte en « comparateur » de tensions

plutôt qu'en véritable voltmètre.

Nous pouvons maintenant commencer le bloc « générateur ».

On fixe le transfo L₅ L₆, les supports des transistors TS₁, TS₂ et TS₃, la self de choc L₇, toutes les résistances et condensateurs qui font partie de l'étage oscillateur BF (TS₁) et de l'étage de sortie (TS₂).

Le transfo BF L₅ L₆ est un MBLÉ n° AD 9048. Primaire : inductance 1,1 H ; résistance 106 Ω ; rapport primaire secondaire 0,65.

La self de choc est une self « Geloso » n° 558 de 10 mH, 240 Ω, 40 mA.

On connecte M, au combinateur « mesure » et on alimente provisoirement l'ensemble (— 9 V en B₂ et + 9 V à la masse). Ne pas oublier de relier le pôle + des deux alimentations à la masse. Si tout est correct, et en reliant les bornes de sortie S aux bornes d'entrée E de l'ampli BF, on doit entendre un sifflement dans le H.P. La hauteur de ce sifflement peut être modifiée en tournant Pot₁ (tonalité). Si l'ensemble n'oscille pas, il faut inverser les fils arrivant au primaire du transfo BF L₅ L₆.

Voici les tensions relevées aux transistors TS₁ et TS₂, en fonctionnement (1^{er}

	TS ₁	TS ₂	
Masse-émetteur	Tensions variables suivant la position du pot. de tonalité	1,5	1
Masse-base		1	1
Masse-collecteur		5,6	6,7
Emetteur-base		+ 0,3	0,15
Emetteur-collecteur		4,1	5,7

nombre) et après avoir court-circuité le secondaire L₆, c'est-à-dire TS₁, n'oscillant pas :

Dès que ces deux étages fonctionnent convenablement, on peut fixer le support du transistor TS₂, les résistances et les condensateurs.

Il nous reste maintenant un travail délicat à effectuer : la fabrication des bobines oscillatrices PO et GO L₁ L₂ et L₄.

Au départ il faut se procurer une antenne ferrite complète pour poste à transistors, de grandeur normale (pas l'antenne miniature), par exemple la MBLÉ n° AP 2131. On dessoude les fils qui relient les deux bobines à un collier central, on enlève les deux bobines, on trace un trait à 4 et à 8 cm d'une des extrémités du bâtonnet de ferrite et on essaye de le couper à l'aide d'une scie à métaux. Si

primitive. Au cas où vous n'auriez pas de chance, je vous signale que les bâtonnets portent la réf. n° 571.0.523.

On enfila la bobine PO sur un bâtonnet et le bobine GO sur l'autre et on conserve soigneusement le long morceau restant. Chaque bobine est formée de deux enroulements : l'un à grand nombre de spires, l'autre de 4 spires sur la bobine PO et d'une dizaine de spires sur la bobine GO. On place ces deux bobines aussi loin que possible l'une de l'autre, mais aussi près que possible du combinateur B₁ et on effectue le câblage, on observant ce qui suit : les enroulements à grand nombre de spires sont représentés par L₁ pour la bobine PO et par L₂ pour la bobine GO, les enroulements secondaires (petit nombre de spires) sont respectivement L₃ et L₄. On soude soigneusement L₁ et L₃, mais on ne fait qu'attacher provisoirement les extrémités de L₂ et de L₄. L'enroulement secondaire étant bobiné sur une des extrémités de l'enroulement primaire, c'est cette extrémité qui doit être reliée à C₃ (point froid du circuit). On peut maintenant continuer à câbler le combinateur B₂ et mettre l'alimentation 9 V en circuit. Mettez B₂ sur la position

PO (HF modulé), reliez les bornes S par un double fil aux prises « antenne » et « terre » d'un poste de radio ordinaires, fonctionnant en PO et tournez le condensateur variable CV₁. Si un horrible sifflement jaillit du H.P. c'est que tout va bien. Faites le même essai en GO. Si par contre rien ne sort du H.P. inversez les connexions de L₂ et de L₄. Tout doit rentrer dans l'ordre. Dès que vous êtes certain que votre générateur fonctionne, vous pouvez définitivement souder L₂ et L₄. Il ne vous reste plus qu'à vous occuper de l'étage détecteur.

Il faut donc : fixer le support de TS₄, les résistances et les condensateurs qui font partie du circuit détecteur ainsi que la diode de détection.

On câble tous ces éléments, ainsi que B₃, E, M₂ et CV₂. Il ne reste plus qu'à s'occuper de L₅. On reprend le morceau de l'antenne ferrite qui restait inemployé et on la garnit de joutes en carton entre lesquelles on bobine, toujours dans le même sens : 25 tours ; 25 tours ; 75 tours ; 200 tours de fil isolé (sous soie ou sous émail, cela a peu d'importance) d'environ 3/10 de mm (voir croquis).

On relie les différentes sections de la bobine au combinateur B₃. Et voici le câblage terminé. En reliant les bornes d'entrée aux bornes de sortie on doit entendre un sifflement dans le petit HP quand le générateur est en position « modulée » et B₃ soit en position apériodique, soit réglé sur la même gamme que le générateur.

S'il en est bien ainsi, c'est que tout est en ordre et nous allons pouvoir procéder à l'étalonnage de notre petit appareil. Avant de passer à ce stade, voici les tensions qu'il faut trouver aux extrémités des transistors TS₄ et TS₅ en fonctionnement et après avoir court-circuité L₂ et L₄.

Voici à titre d'exemple quelques correspondances de base dans les gammes PO et OM₁.

	TS ₁	TS ₂	
Masse - émetteur	3	0,3	0,8
Masse - base	2,6	0,2	0,6
Masse - collecteur	5	6,8	5
Émetteur - base	0,15	0	0,15
Émetteur - collecteur	2	5,9	4,2

Étalonnage

L'amateur qui réalise cette valise ne possède probablement pas d'autres appareils de mesure. Il lui est donc impossible de procéder par comparaison. Dans ce cas, il doit au moins posséder un récepteur PO-GO muni d'un œil magique. C'est tout mais ce récepteur est indispensable. Et voici maintenant la façon de procéder.

Réunir par un fil, la borne « chaude » sortie à la borne « antenne » du récepteur.

Régler le récepteur en GO sur Droitwich (200 Kh). Il faut *entendre* la station et ne pas se contenter de mettre l'aiguille du récepteur sur le nom imprimé sur le cadran.

Mettre le générateur en marche en tournant le sélecteur de fonctions sur HF non modulée et le sélecteur de gammes sur GO₂. En tournant le condensateur « fréquences » on entend un moment donné un sifflement aigu qui devient grave puis à nouveau aigu.

Au moment où le sifflement est le plus grave, l'œil magique se ferme complètement. Le générateur est donc accordé sur 20 Kh. Vous mettez le récepteur sur PO sans toucher au générateur et vous balayer toute la gamme PO. Vous devez entendre une série de sifflements espacés de 200 Kh. Ce sont les harmoniques du générateur.

Ils se situent près de Lyon (602 Kh 498 m) München (800 Kh 375 m) Hilversum II (1007 Kh 298 m) München (1196 Kh 251 m) Luxembourg (1439 Kh 208 m). Petite émetteurs locaux (1595 Kh 188 m). Vous notez soigneusement les fermetures nécessaires de l'œil magique par un petit trait sur le cadran du récepteur. Vous avez ainsi un récepteur étalonné en fréquences.

Vous préparez un cadran provisoire pour votre générateur et vous le collez légèrement sous le bouton « fréquences ». Ce cadran aura été divisé en 100 parties égales. Ensuite générateur sur GO₂-200 Kh. (Droitwich). Le bouton doit indiquer une graduation aux environs de 20. Vous passez en GO₁ et devez retrouver 200 Kh vers la graduation 100. Si tel n'est pas le cas, vous devez légèrement retirer ou enfoncer le noyau de ferrite de la bobine GO. En résumé, vous devez déplacer le noyau de la bobine GO jusqu'à obtenir 200 Kh aussi bien en fin de graduation en GO₁ qu'en début de graduation en GO₂. Lorsque ce résultat est atteint, vous immobilisez le noyau par une goutte de colle cellulosique ou une goutte de cire à cacheter.

En mettant le récepteur sur PO (800 Kh) et le générateur sur GO₁, vous devez entendre sur la graduation 20 un sifflement et voir l'œil magique se fermer. Le générateur est alors réglé sur la fréquence 400 dont l'harmonique 2 interfère aux München. Ensuite : Gén. sur PO. Récepteur sur 1 400 Kh. « Fréquences » sur la graduation 10. Enfoncer ou retirer le noyau de ferrite de la bobine PO jusqu'à fermeture de l'œil magique. Le Gén. est réglé sur 1 400 Kh. Récepteur sur 800 Kh : on doit observer la fermeture de l'œil

magique vers la graduation 65. Si c'est bien le cas, vous pouvez fixer définitivement le noyau de la bobine PO.

Dès que tous ces résultats sont obtenus, vous pouvez déposer le panneau complet dans la valise, raccorder défini-

Gamme	Graduation	Fréquence (Kh)
PO	10	1 400
	27	1 200
	46	1 000
	68	800
OM ₁	40	600
	90	500

tivement les piles et en vous armant de patience, dessiner tout le panneau droit sur la feuille de bristol préparé dès le début de la construction. Vous fixerez ensuite le tout, feuille de bristol et panneau par quelques vis à bois sur la latte qui court le long de la valise.

Il ne vous reste qu'à établir, avec précision, le graphique d'étalonnage du générateur et du signal-tracer.

Voici comment j'ai procédé. J'ai d'abord reporté sur un papier millimétré l'étalonnage de 200 en 200 Kh du récepteur dont le cadran portait une échelle divisée arbitrairement en 100 parties égales. On reporte verticalement les indications en Kh et horizontalement les divi-

récepteur et générateur n'étaient pas réglés sur la même fréquence (harmonique du générateur ou battement avec le 2^e harmonique du récepteur). Comme le récepteur ne permet pas de recevoir les fréquences entre 500 et 250 Kh, il faut utiliser l'harmonique 2 du générateur : la fréquence 260 Kh se reçoit alors sur 520 Kh, etc. La figure 10 montre l'allure des courbes d'étalonnage que vous devez trouver.

Dès que le générateur est bien étalonné, on le réunit au signal-tracer en mettant le bouton mesure sur détection. Chaque fois que le signal-tracer est accordé sur la même fréquence que le générateur, l'aiguille du μA mètre indique un max. (attention aux harmoniques !) On peut alors établir le même graphique pour le signal-tracer. On termine en collant les deux graphiques dans le couvercle de la valise. Vous voilà maintenant en possession d'une petite valise de dépannage. Il ne reste plus qu'à penser aux sondes.

Construction des sondes

Il est utile de se construire une série de « sondes ». Toutes se terminent par une fiche mâle qui peut indifféremment être branchée dans la fiche « Sortie » ou « Entrée » de la valise.

Le tableau suivant résume les caractéristiques de ces sondes.

N°	Câble de liaison	Fiche (s) terminale (s)
1	bifilaire non blindé	fiche mâle indentique à fiche femelle du châssis
2	bifilaire non blindé	2 pinces crocodiles
3	bifilaire blindé	1 pince crocodile 1 terminaison à liaison directe
4	bifilaire blindé	idem
5	bifilaire à 1 fil blindé	1 pince crocodile 1 terminaison à faible capacité
6	idem	idem

sions arbitraires, puis on trace une belle courbe. En graduant maintenant l'échelle des fréquences de 10 en 10 Kh on peut régler son récepteur sur n'importe quelle fréquence. En résumé, il faut par n'importe quel moyen, obtenir un récepteur exactement gradué en fréquences. (Tout ce travail est inutile si l'on possède déjà un générateur étalonné, mais voilà je n'en ai pas et vous... ?). On étalonne ensuite le générateur, de 10 en 10 Kh en procédant comme pour la recherche des fréquences de base. On note encore une fois les résultats sous forme d'une courbe sur papier millimétré. Si certains points tombent manifestement hors de la courbe, c'est que

Les terminaisons à liaison directe sont simplement constituées par de vieux « BIC » dans lesquels passe un fil soudé à l'extrémité (après avoir fait sauter la bille). Les terminaisons à faible capacité sont également constituées par d'anciens « BIC » hors d'usage, dans lesquels j'ai soudé un fil isolé d'environ 10 cm.

Autour de ce fil est enroulé l'extrémité du câble de liaison. La faible capacité qui existe entre les deux fils permet le passage de la HF sans modifier les caractéristiques du circuit testé.

Il reste un dernier étalonnage à effectuer, grâce auquel vous allez pouvoir effectuer des *mesures* peu courantes.

Munissez-vous d'abord d'une série de condensateurs fixes dont les valeurs sont comprises entre 0 et 500 pF (par exemple des condensateurs au styroflex à 2,5 % de 10, 25, 50, 100, 150, 250 et 400 pF). Reliez directement (sonde n° 1) la sortie du GEN à l'entrée du signal-tracer. Réglez le GEN sur 600 Kh environ. Mettez le bouton « mesure sur la position détection et le signal-tracer sur la position « Apériodique ». Mettez le condensateur d'accord sur zéro et réglez les pot. de sortie et de gain

FIG. 10. — Voici les limites des gammes : PO de 1 500 à 650 Kh, OM₁ de 650 à 490 Kh, OM₂ de 490 à 410 Kh, GO₁ de 450 à 200 Kh, GO₂ de 200 à 160 Kh, GO₃ de 160 à 130 Kh. FIG. 11. — a) Galette à 11 positions vue par-dessous en position de repos (l'ergot sous le flotteur ; b) Représentation schématique du combinateur. Position 4 signifie que l'ergot mobile est en contact avec la 4^e cosse, dont que la cosse n° 4 est à ce moment reliée à la cosse n° 1. La position 1 est donc la position de départ

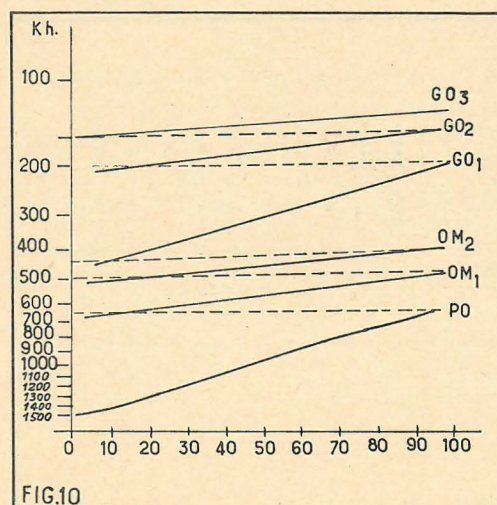


FIG.10

HF pour que le μA dévie au maximum. Si à ce moment vous tournez le bouton « accord » vous verrez le μA baisser de 50 à 8. Ce qui est compréhensible puisque le condensateur d'accord se trouve placé en parallèle sur la self de choc. Remettez l'accord à zéro (CV au minimum) le μA indique à nouveau 50. Mettez un cond. fixe de 250 pF aux bornes SCL. Le μA va baisser jusqu'à un certain point X.

Enlevez le cond. fixe et tournez le bouton d'accord jusqu'à retrouvez ce point X. A ce moment indiquez sur le cadran du C.V. : 250 pF. Recommencez avec tous vos condensateurs. Vous aurez finalement le cadran du C.V. gradué en pF. Notez que cette indication est indépendante de la fréquence. Vous verrez dans quelques instants l'utilité de cet étalonnage.

Certains amateurs, encore peu familiarisés avec les problèmes pratiques rencontreront peut-être quelques difficultés dans le câblage des combineteurs. Voici pour les aider, quelques renseignements utiles. Personnellement, j'ai utilisé des combineteurs rotatifs « Carpentier ». On peut se procurer les mécanismes et les galettes séparément. Toutes nos galettes ont 11 positions actives et 1 position de repos. Il nous faut 4 mécanismes et 14 galettes. Ces galettes sont formées d'une couronne de bakélite fixe portant 12 cosse à souder et d'un disque central mobile garni d'un anneau, de cuivre argenté portant un seul ergot. Les onze cosse extérieures peuvent donc être mises à tour de rôle en contact par l'ergot mobile avec l'anneau central qui est lui-même toujours en contact avec la 12^e cosse qui est munie d'un frotteur. Lors du montage des galettes dans le combineteur, il faut s'assurer que tous les ergots sont bien sous le frotteur, ce qui est la position « repos », car une erreur de 180° est vite commise.

Comme il nous est impossible de donner le plan de câblage réel de tous ces combineteurs, nous les représenteront schématiquement de la façon suivante en tenant compte qu'ils sont vus par le dessous et que les cosse sont numérotées dans le sens *inverse* des aiguilles d'une montre à partir de la cosse repos (celle munie du long frotteur). Voir figure 11.

Je pense que grâce à tous ces détails vous avez pu mener à bien, et sans difficultés, la construction de votre valise.

Mais avant de vous en servir d'une façon pratique je vous conseille de la manipuler toute une soirée afin de bien connaître son comportement et ses possibilités.

Voici donc une liste d'essais à effectuer. Pour abrégier le texte nous utiliserons les abréviations suivantes : G : générateur ; R : signal-tracer ; FG : fré-

FIG. 12. — Câblage des combineteurs. — Combineteur n° 1 « gammes » du générateur 3 galettes (I, II, III) 1 position de repos et 6 positions actives. Position 1 : repos. Position 2 : PO. Position 3 : OM. Position 4 : OM. Position 5 : GO. Position 6 : GO. Position 7 : GO.

quence du G ; GG : « gamme » du G ; TG : VR « volume » du R ; Gain R « gain HF » tonalité du G ; BG bornes de sortie du G ; FCG : « fonction » du G ; SG : « réglage de sortie » du G ; M : sélecteur de mesure ; μA : lecture fuite sur le μA (0 à 50), du R ; GR : « gamme » du R ; FR : « accord » du R ; BR : bornes d'entrée du R ; HPM : haut-parleur en marche ; HPA : haut-parleur à l'arrêt ; SCL : bornes de sortie du « capacimètre ».

Tous les potentiomètres sont gradués de 0 à 10. Pour le pot. de tonalité 0 = note la plus grave ; 10 = note la plus aiguë.

1^{er} essai : Comparaison des tensions BF délivrées par le générateur dans différentes conditions. Etalonnage du μA en V

Matériel nécessaire : 1 contrôleur universel et une résistance de 1000 Ω .

A) Positions de départ : FCG sur BF. — M sur « sortie » — SG sur 1 - 5 et 10 — TG sur 0 - 5 - 10. — Contrôleur universel aux bornes BS. (Le contrôleur a une résistance interne de 35 K Ω en alternatif).

B) Comme A, mais en shuntant la sortie par 1 K Ω .

Ce double essai m'a permis de relever les tensions suivantes :

	Sortie sur 35 K Ω						Sortie sur 1 K Ω					
	SG = 1		SG = 5		SG = 10		SG = 1		SG = 5		SG = 10	
	E ∞	μA	E ∞	μA	E ∞	μA	E ∞	μA	E ∞	μA	E ∞	μA
TG = 0	—	1	1,2	40	2,5	—	—	—	0,3	11	0,7	28
TG = 5	—	1	1,5	51	3	—	—	—	0,6	22	1,2	46
TG = 10	—	1	1,3	46	2,8	—	—	—	0,65	24	1,1	44

En triturant un peu ces résultats on trouve que le générateur a une impédance de sortie moyenne de 1 620 Ω .

Ce premier essai permet d'étalonner le μA en volts alternatifs et met en évidence l'influence du condensateur de liaison. On peut également remarquer la parfaite linéarité des indications du μA (fig. 16).

2^e essai : Comparaison des tensions HF délivrées par le générateur dans différentes conditions. Etalonnage du μA en HF

Ne disposant pas d'appareil de mesure HF il ne m'a pas été possible d'étalonner

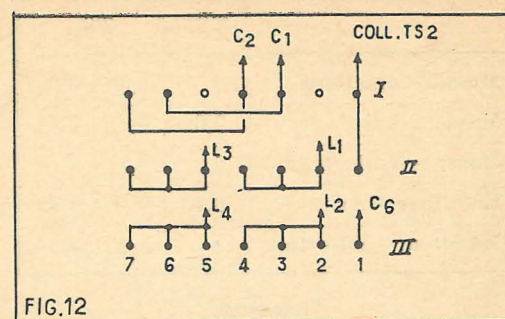


FIG.12

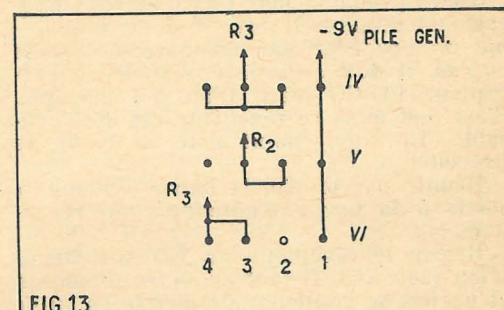


FIG.13

FIG. 13. — Combineteur n° 2 « fonctions » du générateur 3 galettes (IV - V - VI) 1 position de repos et 3 positions actives. Position 1 : repos. Position 2 : HF pure. Position 3 : HF modulée. Position 4 : BF.

le μA par comparaison. Voici néanmoins un essai très intéressant à effectuer. En shuntant la sortie du générateur par une

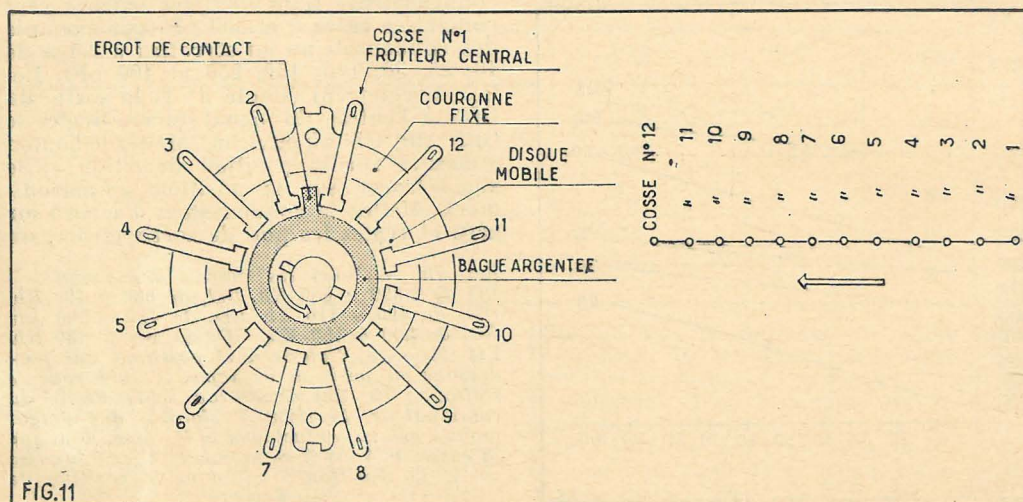


FIG.11

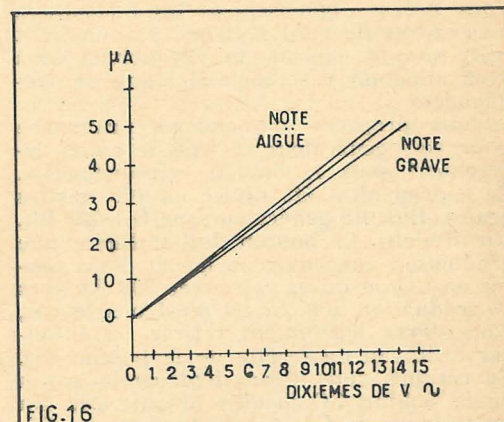


FIG.16

diode OA79, on charge le cond. de sortie à une tension $\pm$ égale à la tension de pointe de la HF. Cette tension redressée peut se mesurer à l'aide d'un contrôleur universel muni d'une sonde spéciale. Sans diode en sortie, le μA mesure bien une tension HF, car son redresseur à 4 diodes ne charge pas le cond. de sortie. Nous avons aussi constaté que la présence d'une diode en sortie ne modifiait en rien les indications du μA . Il est donc possible de graduer le μA en volts de pointe HF.

Matériel nécessaire : un contrôleur universel et sa sonde spéciale.

Positions de départ : GG sur PO, OM, OM, etc. — FCG sur HF pure — M sur sortie — SG sur 5 - 10.

Première constatation : pour toutes les fréquences le μA dépasse 50 avant d'arriver à SG = 5.

Nous avons donc mis M sur arrêt pour ne mesurer que la HF redressée.

Conclusions :

1) la tension HF redressée moyenne est de 3 V (max.). Elle varie de $\pm 0,3$ V suivant les gammes utilisées.

2) l'atténuateur de sortie SG remplit son rôle.

Nous n'avons pas calculé le K interne de la sortie en HF. A titre indicatif, une résistance de 1 K Ω en shunt sur la sortie fait tomber la tension redressée de 1,2 V à 0,8 V.

Au cours de cet essai nous allons comparer la tension BF que l'on trouve sur le demi-primaire du transfo de sortie à la tension BF injectée à l'entrée du R.

1^{re} constatation : En réglant SG sur 0 et en tournant VR de 0 vers 10 on obtient déjà 1,4 V (= 50 μA) alors que VR n'est encore que sur 9.

2^e essai préliminaire : en réglant SG de façon à obtenir 0,025 V à la sortie de G on obtient en réglant VR sur 1, 2, 3... 10 les tensions suivantes à la sortie du R.

L'amplification dépasse donc largement 1,4
 $\frac{1,4}{0,025} = 56$.

obtient également un résultat satisfaisant en utilisant à l'entrée un micro à cristal et en mettant VR sur 7.

5^e essai : Influence de « Gain HF » lorsque R est en position « Apériodique »

Nous allons comparer les indications du μA , branché alternativement en « sortie » et en « détection » pour différentes valeurs de FG et de « Gain HF » lorsque R est en position apériodique (avec FR à zéro).

(Voir tableau en haut de la page suivante.)

Conclusions :

1) L'amplification moyenne est de 0,5 à

Kh	PO			OM ₁			OM ₂		GO ₁			GO ₂			GO ₃		
	1 500	950	650	650	580	500	490	410	450	300	200	200	180	160	160	150	130
SG = 5	1,7	1,7	1,6	1,6	1,6	1,6	1,5	1,5	1,6	1,5	1,5	1,5	1,5	1,4	1,4	1,4	1,3
SG = 10	3,3	3,3	3,2	3,2	3,2	3,1	3	3	3,2	3,2	3	3	2,9	2,8	2,8	2,8	2,7

En HF nous avons pu établir le graphique (fig. 12) donnant les indications du μA en fonction de la tension redressée.

3^e essai : Sensibilité du signal-tracer en B.F.

1^{er} essai préliminaire : positions de départ : FCG sur BF — TG sur 5 — BE à BR par réunion des deux bornes « chaudes » — GR sur BF — HPA — M alternativement sur Sortie et sur BF.

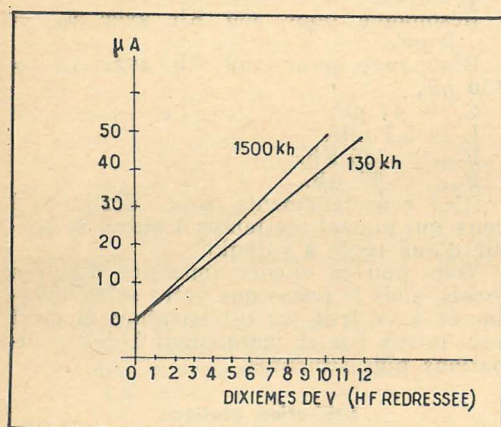
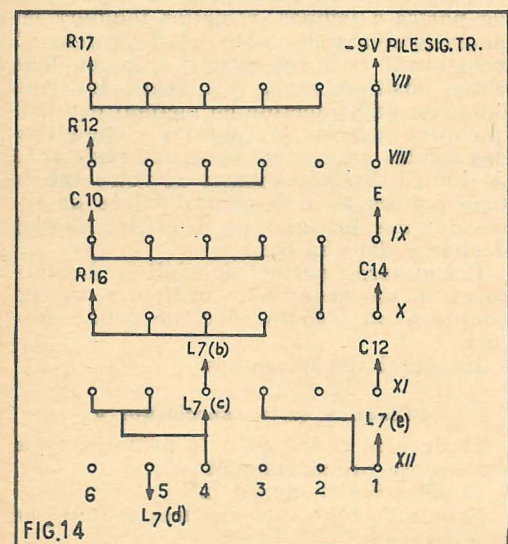


FIG. 14. — Combinateur n° 3 « gammes » du signal tracer 6 galettes (VII à XII) 1 position repos et 5 positions actives. Position 1 : repos. Position 2 : BF. Position 3 : apériodique. Position 4 : PO. Position 5 : OM. Position 6 : GO.



Essai définitif : shunter BG par deux résistances en série, l'une de 10 Ω à la masse, l'autre de 1 000 Ω au point « chaud ». Réunir le milieu (?) du pont ainsi formé à la borne active du R. De cette façon la tension envoyée au R sera la 1/100^e partie de la tension lue. Mettre VR sur 10 (amplification max.)

Constatation : on obtient 1,4 V en sortie pour 1/100 de 0,22 V, soit donc une amplification max. de $\frac{1,4}{0,0022} = 630$.

4^e essai : Résistance d'entrée du signal-tracer en B.F.

Même position que précédemment, mais en intercalant une résistance variable entre les bornes d'entrée et de sortie. Dé-

VR	E ∞
0	0
1	0,1
2	0,2
3	0,3
4	0,4
5	0,5
6	0,6
7	0,7
8	1,4 (= 50 μA)
9	+ de 1,4
10	+ de 1,4

terminer la valeur de cette résistance en fonction de la position de VR pour qu'une tension de sortie donnée baisse de 50 %.

On relève les valeurs suivantes :

Conclusions : Cette importante variation de la résistance d'entrée est très utile dans notre appareil, car suivant la position de VR on peut adapter (?) cette résistance à l'impédance du composant à l'essai. A titre indicatif, on obtient un son très acceptable dans le petit HP de la valise en utilisant comme micro un HP de 5 Ω et en mettant VR sur 10. On

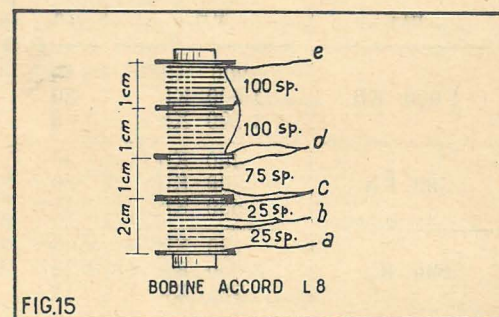


FIG.15

± 10 , suivant la position du réglage « Gain HF ».

2) Une anomalie apparaît vers 1 500 Kh où il est impossible d'obtenir 50 μA . Cette anomalie est probablement due aux trop grandes capacités parasites des circuits.

3) Lors de l'usage de l'appareil en « capacimètre 0-400 pF » ne pas utiliser la gamme PO du générateur.

6^e essai : L'appareil peut-il servir de « Fréquence-mètre » ?

1) Pour des tensions suffisamment élevées.

Si les tensions à l'entrée sont suffisantes pour faire dévier le μA mis sur « détection », on peut se rendre compte du moment où l'aiguille passe par le max. avec une erreur de ± 10 Kh en PO et de ± 20 Kh en grandes ondes.

Voici quelques nombres relevés lorsque FG est réglé sur la fréquence centrale et que FR varie de ± 10 %.

Conclusion : très mauvaise sélectivité, i nous avons monté un récepteur, mais c'est un signal-tracer, ne l'oublions pas, et dans ce cas la résonance est suffisamment visible.

2) Pour des tensions très faibles

Voici un procédé qui donne de très bons résultats pour déterminer à ± 5 Kh

VR	Ri	VR	Ri	VR	Ri
10	250 Ω	7	150 K Ω	4	230 K Ω
9	13 K Ω	6	200 K Ω	3	240 K Ω
8	50 K Ω	5	210 K Ω	2	240 K Ω
				1	250 K Ω

GG	FG (Kh)	μA « Sortie »	μA « Détection »	
			Gain 0	Gain 10
PO	1 500	3 (16)	0,5 (4)	20 (30)
	650	8	3	50
OM ₁	650	8	4	50
	490	4	2	50
OM ₂	450	6	3	50
GO ₁	450	6	3	50
	200	4	2	50
GO ₂	180	4	3	50
	150	5	4	50

près la fréquence du signal injecté aux bornes BR, lorsque celui-ci est trop faible pour faire dévier le μA .

Exemple : mesurer la fréquence en Kh d'un émetteur local.

FG	FR	μA
1 000 Kh	900 Kh	10
	1 000 Kh	30
	1 100 Kh	8
500 Kh	450 Kh	20
	500 Kh	30
	550 Kh	12
200 Kh	180 Kh	6
	200 Kh	30
	220 Kh	12

Positions de départ : GR sur la gamme de l'émetteur local. Gain HF sur 10 - VR sur 10 - HPM. Introduire un bout de fil constituant « antenne » dans la borne active du R. (Relier l'autre borne à la terre, si l'émetteur n'est pas très puissant). Régler FR pour entendre l'émetteur au max. (Ce qui donne une idée approximative de sa fréquence, mais le réglage est très... étendu).

Mettre ensuite FCG sur HF pure — SG sur O — GG sur la gamme de fréquence de l'émetteur. Ne pas relier G à R (G rayonne suffisamment tout seul). Tourner FG. On entend une série de sifflements successifs dont un très puissant). Régler FG pour obtenir le battement nul (ou le plus grave possible). Il ne reste plus qu'à lire sur FG la fréquence exacte (± 5 Kh) de l'émission reçue.

A noter que ce procédé permet de vérifier de temps à autre l'étalonnage de FG.

7^e essai : Détermination de la pureté de l'onde émise par le générateur

L'onde émise par le générateur est chargée d'harmoniques, elle est donc très impure*. Voici quelques nombres que l'on peut relever en réglant G sur 150 Kh, en le reliant directement à R, et en réglant FR sur 150 Kh, 300 Kh, 450 Kh, etc.

Remarque : au-dessus de 1 350 Kh, l'aiguille reste sur 10 (sélectivité insuffisante).

Conclusion : la présence de si nombreux harmoniques est parfois gênantes mais aussi parfois utile, par exemple dans l'étalonnage du cadran d'un récepteur OC.

8^e essai : Production d'une fréquence étalon

Si vous avez sous la main un quartz 1 000 Kh, mettez-le entre les bornes actives du G et du R en les réglant tous les

FR (Kh)	γA
150	44
300	43
450	34
600	30
750	32
900	12
1 050	10
1 200	10
1 350	10
+ 1 350	10

deux sur 1 000 Kh. Vous pourrez constater :

1) qu'en mettant FCG sur HF pure, l'aiguille du γA ne bouge que pour une position très précise de FG (en mettant M sur « Détection »).

2) qu'en mettant FCG sur HF modulée, l'aiguille du γA saute deux ou trois fois en déplaçant très (mais alors très) légèrement FCG. Vous avez ainsi mis en évidence les bandes latérales de modulation de votre générateur. (Il est pratiquement impossible d'arriver à caler l'aiguille sur un maximum, la variation de fréquence du G étant trop rapide).

(*) L'heureux possesseur d'un oscilloscope cathodique me ferait grand plaisir en me faisant parvenir des photos de cette onde qui a probablement une allure... bizarre.

9^e et dernier essai : Détermination de la valeur de l'inductance du bobinage L_s en PO-OM et GO

Le circuit oscillant L_s CV₂ est constitué, lorsque CV₂ est à zéro, d'une inductance pure L_s et d'un condensateur C_x = aux capacités parasites. Lorsque CV₂ est réglé sur CpF, l'ensemble résonne sur une fréquence différente et naturellement plus basse (fig. 13).

Si nous appelons ΔC , la différence entre les valeurs ($C + C_x$) et C_x , c'est-à-dire dans l'exemple ci-dessus C, la formule

$$C_x = \frac{\Delta C}{\frac{f_1^2}{f_2^2} - 1} \text{ permet de déterminer } C_x.$$

D'autre part, la formule $\frac{253,28 \cdot 10^3}{f^2 C}$ = L permet de déterminer l'inductance.

Nous avons procédé à ces mesures et nous avons trouvé ce qui suit :

1) En PO :

Résonance pour 1 400 Kh avec $C_x + 50$ pF.

Résonance pour 1 000 Kh avec $C_x + 175$ pF.

Ce qui permet de déterminer $C_x = \frac{125}{1 400^2} = \pm 80$ pF.

$$\frac{1 400^2}{1 000^2} - 1$$

Dans ce cas $L = \frac{253,28 \cdot 10^3}{(50+80) 1 400^2} = 103 \gamma H$.

Comme ΔV varie de 0 à 450 pF, les limites de la gamme sont :

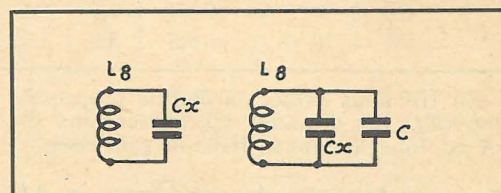
$$F_{\max} = \frac{1,5915 \cdot 10^5}{\sqrt{103 \times 80}} = 1 750 \text{ Kh.}$$

$$F_{\min} = \frac{1,5915 \cdot 10^5}{\sqrt{103 (80+450)}} = 680 \text{ Kh.}$$

Ces nombres sont en parfait accord avec la courbe d'étalonnage PO.

2) EN OM :

Résonance pour 800 Kh avec $C_x + 18$ pF.
Résonance pour 300 Kh avec $C_x + 350$ pF.



Tous calculs effectués, on trouve :

$C_x = 55$ pF.

$L = 695 \mu H$.

$F_{\max} = 840$ Kh.

$F_{\min} = 270$ Kh.

3) En GO :

Résonance pour 300 Kh avec $C_x = 9$ pF.

Résonance pour 150 Kh avec $C_x = 150$ pF.

$C_x = 47$ pF.

$L = 5,7$ mH.

$F_{\max} = 305$ Kh.

$F_{\min} = 95$ Kh.

(Ces renseignements sont destinés à ceux qui aiment, de temps à autre, se servir d'une règle à calcul.)

Vous pouvez encore imaginer d'autres essais, mais je pense que votre soirée consacrée à ce jeté jeu est terminée et qu'il vaut mieux passer maintenant à des occupations plus sérieuses.

Utilisation pratique

Cet appareil s'utilise de la même façon que tous ses frères. Que ceux qui ne savent vraiment pas se servir d'un signal-tracer lisent la brochure de H. Schreiber « Le Multi-traceur ».

Une seule remarque, mais utile. Si vous employez cet appareil pour le dépannage de postes à lampes, remettez toujours les potentiomètres de sortie et de volume à zéro avant et après chaque essai et dans cette position zéro, déchargez les conducteurs de protection en mettant pendant quelques instants les pointes « chaudes » des sondes au contact avec une résistance de 100 Kh fixée à la masse de votre valise. Ceci évitera au transistor d'entrée de recevoir une brusque (et peut-être fatale) décharge dans sa base.

Cet appareil permet de réaliser des mesures qu'un générateur ordinaire, même couplé à un signal-tracer, ne peut effectuer.

En voici quelques-unes.

Utilisation en « capacimètre »

1) de 0 à ± 450 pF : le principe en a été exposé précédemment ;
2) 450 pF à + de 0,1 mF.

Principe : toutes les mesures se font par comparaison.

Exemple : tirer dans un lot de condensateurs tous ceux de 1 000 pF, vérifier s'ils ne sont ni coupés ni en court-circuits.

Il faut, pour effectuer ce travail, au moins un condensateur de 1 000 pF en parfait état.

Mode opératoire : mettre le générateur en marche (FCG sur HF pure) sur n'importe quelle gamme (PO si les condensateurs sont de faible capacité, GO si leur capacité est un peu plus élevée). M sur « sortie », ajuster SG pour obtenir la déviation maxi. du γA (50). Relier le « bon » condensateur de 1 000 pF aux bornes SG. Le γA baisse immédiatement jusqu'au point X. Enlever ce bon condensateur et essayer à tour de rôle tous les condensateurs à trier. Tous ceux qui font baisser l'aiguille jusqu'au point X sont des 1 000 pF. Tous ceux qui font :

1) baisser l'aiguille jusqu'à un point supérieur à X sont de plus faible capacité (— de 1 000 pF) ;

2) baisser l'aiguille au-delà de X ont une capacité plus élevée (+ de 1 000 pF) ;

3) tomber l'aiguille à zéro, sont ou de très faible capacité ou coupés.

Pour essayer des condensateurs de valeur élevée, il suffit de procéder de la même façon, mais en mettant FCG sur « BF ».

L'appareil fonctionne donc très bien en « comparateur » de condensateurs.

Utilisation en self-mètre

Le même essai que précédemment, mais en remplaçant les capacités par des bobines BF, donne des résultats surprenants. Il arrive que l'aiguille du γA indique une augmentation de tension au lieu d'une diminution. Ce fait est dû à un phénomène de résonance self-capacité de sortie. L'appareil n'est donc pas utilisable comme comparateur d'inductances BF.

L'appareil permet néanmoins de déterminer avec assez d'exactitude les valeurs des bobinages HF et MF que l'on utilise normalement en radio.

Et c'est par une détermination de ce genre que nous allons clôturer notre description.

Détermination de la self (en pF) de la capacité d'accord (en pF) et de la fréquence de résonance d'un circuit accordé inconnu.

Pour effectuer cet essai, j'ai sacrifié un transfo MF « Geloso ». J'en ai extrait une de deux bobines avec son condensateur d'accord fixe et son condensateur d'accord ajustable.

J'ai d'abord mesuré la capacité totale (C fixe + C ajustable) à l'aide de la valise montée en « capacimètre » 0-450 pF. Pour effectuer cette mesure, il faut, bien entendu, dessolder les fils qui relient les condensateurs à la bobine.

Cette mesure m'a donné 220 pF.

En branchant ensuite le bobinage aux bornes SCL, j'ai trouvé qu'il entraînait en résonance pour 415 Kh avec AR sur 0 pF et sur 300 Kh avec AR sur 300 pF.

La capacité inconnue branchée en parallèle sur le bobinage était donc de :

$$300 \text{ pF} = 333 \text{ pF.}$$

$$415^2 = 1$$

$$300^2 = 1$$

La capacité totale mise en parallèle sur la bobine était donc de 300 + 333 pF pour une fréquence de résonance de 300 Kh.

$$253,28 \cdot 10^3$$

$$\text{Donc } L = \frac{253,28 \cdot 10^3}{300^2 \times 633} = 445 \text{ } \mu\text{H.}$$

Mais comme cette bobine était en parallèle sur la self L^s du signal-tracer, self dont

nous avons calculé précédemment l'induction = à 5,7 mH, j'ai corrigé la valeur

$$\text{trouvée en posant } \frac{1}{L} = \frac{1}{445} - \frac{1}{5700}, \text{ d'où}$$

$$L = 481 \text{ } \mu\text{H.}$$

Or une self de 481 μH accordée par 220 pF oscille sur :

$$\frac{1}{1,5915 \cdot 10^5} = 489 \text{ Kh, et comme il n'a}$$

$\sqrt{481 \times 220}$ pas été tenu compte de la capacité répartie du bobinage, le résultat final doit être légèrement inférieur à 489 Kh. Ce qui fut parfaitement confirmé par le boîtier du transformateur qui portait l'indication : 485 Kh. Voilà donc un résultat exact à $\pm$ un centième près.

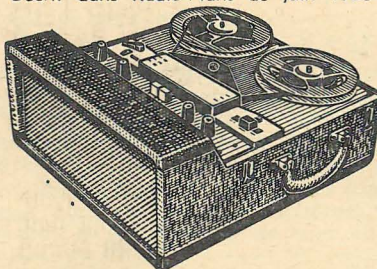
N'est-ce pas merveilleux pour une si modique petite valise ?

FRANÇOIS P.

MAGNETOPHONE 3 VITESSES

MARCO PERFECT

Décrit dans Radio-Plans de juin 1965



Le magnétophone **PARFAIT** pour l'AMATEUR EXIGEANT - Etudié et réalisé par les plus grands spécialistes européens.

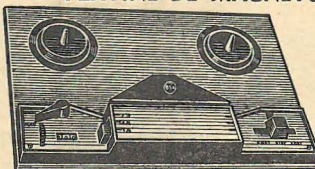
MAGNETOPHONES HAUTE FIDELITE QUI REUNISSENT TOUS LES PERFECTIONNEMENTS

● 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 heures 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 **SURIMPRESSION** ● 2 **HAUT-PARLEURS** : grand elliptique + tweeter et filtre ● **CONTROLE SEPARÉ** graves, aigus ● **AMPLI DIRECT DE SONORISATION** : Micro-guitare-PU-Radio ● **CONTROLE PAR CASQUE** et **VU-METRE**. Ruban magique ● **MALLETTE TRES LUXUEUSE 2 TONS**, formant enceinte acoustique. Jamais encore un appareil aussi complet et parfait n'avait été offert à un prix de lancement aussi compétitif.

COMPOSANTS KIT

302. 1/2 piste	574,00
304. 4 pistes	650,00
EN ORDRE DE MARCHÉ :	
302. 1/2 piste	665,00
304. 4 pistes	756,00

PLATINE DE MAGNETOPHONE



2 et 4 pistes
2 et 3 têtes
3 VITESSES
DEPUIS
336,00

FERMETURE : 15 AOUT
REOUVERTURE : MARDI 14/9

UNIVERSAL ELECTRONICS

117, rue Saint-Antoine
PARIS (4^e) - TUR. 64-12
PREMIER ETAGE. Entrée par le cinéma « Studio Rivoli »
de 9 à 12 h 30 et de 14 h à 19 h. Samedi 18 h.
FERME DIMANCHE ET LUNDI - METRO : St-Paul
CREDIT POSSIBLE ● DETAXE EXPORT

DOCUMENTATION ET TARIF CONFIDENTIEL
CONTRE 1,20 F

EXPEDITIONS : 10 % à la commande, le solde contre remboursement. Taxe 2,83 % en sus
C.C.P. 21.664-04 - PARIS

Vous n'avez peut-être pas lu tous les derniers numéros de

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment

N° 213 DE JUILLET 1965

- Ensemble récepteur-émetteur pour télécommande.
- Téléviseur bistandard.
- Valise de dépannage.
- Nouveautés électroniques.
- Système Secam.

N° 212 DE JUIN 1965

- Magnétophone de haute qualité.
- Quelques conseils aux néophytes.
- Le code des couleurs des condensateurs.
- Récepteur reflex à quatre transistors.
- Nos problèmes de câblage.

N° 211 DE MAI 1965

- Préampli miniature pour micro.
- Quelques condensateurs spéciaux.
- Tuner FM stéréophonique à transistors.
- Interphone bilatéral de poche.
- Un meuble acoustique.

N° 210 D'AVRIL 1965

- Poste du mélomane.
- Cellule FM haute fréquence et détectrice.
- Commande à distance photo-électrique pour changement de chaîne TV.
- Récepteur portatif à 6 transistors.

N° 209 DE MARS 1965

- Chaîne HI-Fl.
- Alimentation régulée à hautes performances.
- Les circuits équivalents.
- Vecteurs et imaginaires.

N° 208 DE FEVRIER 1965

- Tableau des pannes TV.
- Relais de proximité à 2 transistors.
- Adaptateur universel à transistors.
- Conception et réalisation chaîne HI-Fl.

N° 207 DE JANVIER 1965

- Nouveautés électroniques.
- Nouveaux balayages horizontaux.
- Analyse pratique d'un récepteur TV en couleurs.
- Ampli stéréophonique.
- Electrophone portatif.

1.50 F le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10

Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux Messageries Transports-Presse.

Quelques résistances et cet abaque

QUINTUPLERONT LA PRÉCISION DE NOS MESURES DE TENSION

La tension lue sur un voltmètre n'est exacte que si la résistance interne R_g de la source de tension V_r est nulle ou si la résistance R_m du voltmètre est infinie (fig. 1). Ces deux cas limites n'étant pratiquement jamais atteints, nous pouvons dire que toute tension V lue sur un voltmètre est entachée d'une erreur absolue $\Delta V = V_r -$

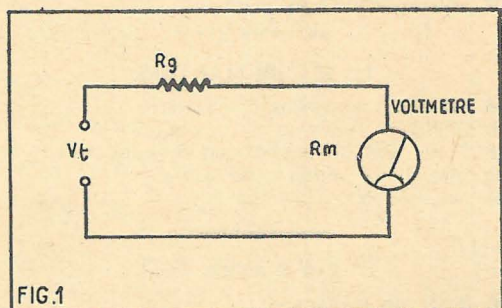


FIG.1

V ou d'une erreur relative (en % de la tension réelle V_r) égale à $\frac{100 \Delta V}{V_r}$. Exemple : tension réelle 50 V ; tension lue 38 V ; $\Delta V = 50 - 38 = 12$ V ; erreur relative $\frac{100 \times 12}{50} = 24$ %.

R_m est la résistance réelle de l'appareil de mesure. Elle est égale à sa résistance par volt multipliée par le maximum de l'échelle utilisée. Exemple : un voltmètre de 10 k Ω par volt a une résistance réelle de 10 k $\Omega \times 140 = 1,4$ M Ω lorsqu'il est utilisé sur l'échelle 0 — 140 V.

La tension lue $V = I R_m$ avec $I = \frac{V_r}{R_g + R_m}$. Elle est donc égale à $\frac{V_r \cdot R_m}{R_g + R_m}$. L'erreur absolue $\Delta V = V_r -$

$$\frac{V_r \cdot R_m}{R_g + R_m} = V_r \left(1 - \frac{R_m}{R_g + R_m} \right) \text{ quand}$$

$R_m = \infty$ ou quand $R_g = 0$ la fraction devient égale à 1 et $\Delta V = V_r \times 0 = 0$; ce qui correspond aux deux cas limites énoncés ci-dessus. Dans tous les autres cas :

$\Delta V = (f)$ de R_m , de R_g et de V_r .

L'erreur relative

$$\frac{100 \Delta V}{V_r} = \frac{100 V_r \left(1 - \frac{R_m}{R_g + R_m} \right)}{V_r} = 100 \left(1 - \frac{R_m}{R_g + R_m} \right)$$

Conclusion : l'erreur relative ΔV n'est fonction que de R_m et de R_g .

Elle est maxima quand $R_m = 0$ ou que $R_g = \infty$.

Elle diminue d'autant plus que le rapport $\frac{R_m}{R_g + R_m}$ augmente vers la limite 1.

Comme R_g est la résistance de la source de tension à mesurer, sur laquelle on ne peut agir, il ne reste pratiquement qu'à augmenter R_m pour diminuer l'erreur relative. Mais en augmentant R_m on diminue I , ce qui oblige à rendre l'équipage mobile du voltmètre de plus en plus sensible, donc de plus en plus fragile et coûteux.

Remarquons que pour $R_g = R_m$, l'erreur relative est de 50 % et que pour réduire cette erreur à 10 %, il faut avoir $R_m = 9 R_g$. Ainsi pour lire 9 V (au lieu de 10) entre les points A et B du circuit fig. 2, avec un voltmètre mis sur échelle 0-10 V, R_m doit être de 900 K Ω , soit donc 90 K Ω par volt, ce qu'aucun appareil de mesure (non amplificateur) ne possède.

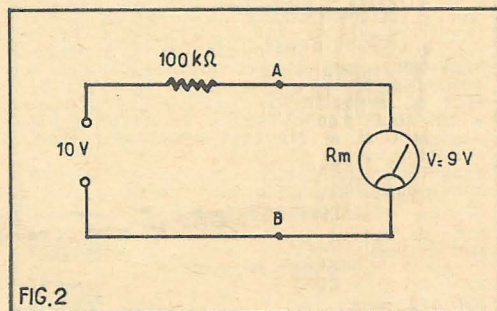


FIG.2

Rappelons que 10 K Ω par volt est une bonne moyenne et que 20 K Ω par volt n'est l'apanage que de rares appareils fragiles et coûteux.

Cela signifie-t-il que les possesseurs d'un voltmètre de résistance interne disons moyenne (5 à 10 K Ω par volt) doivent renoncer à mesurer des tensions exactes ?

Heureusement non, car il existe des procédés de mesure (par compensation par exemple) qui permettent d'obtenir de bons résultats. Mais ces procédés relèvent plus de la technique de laboratoire que de la mesure courante.

Aussi est-ce pour permettre à tous ceux qui veulent mesurer rapidement des tensions avec une précision suffisante tout en ne possédant qu'un voltmètre de résistance interne moyenne que nous avons élaboré un petit accessoire fort peu onéreux à construire et à utiliser conjointement avec l'abaque publiée ci-contre.

Principe de base

(que le lecteur qui n'aime pas la théorie peut passer)

Puisque V est fonction de V_r , de R_m et de R_g , V varie en fonction de R_m .

V sera égal à V_1 pour $R_m = R_1$ et à V_2 pour $R_m = R_2$.

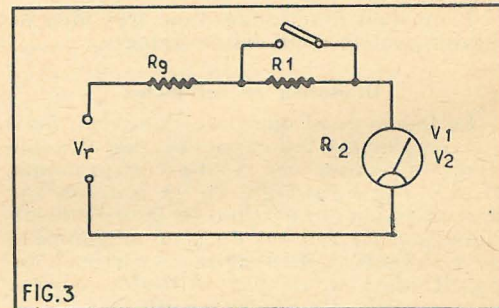


FIG.3

Mais puisque R_g et V_r ne varient pas, ne serait-il pas possible de déterminer V_r connaissant V_1 , V_2 , R_1 et R_2 ?

Raisonnons sur le circuit fig. 3.

Le générateur produit une tension V_r et possède une résistance interne R_g . R_2 est la résistance interne du voltmètre (résistance connue), R_1 est une résistance additionnelle qui peut être mise en série avec le voltmètre. Choisissons $R_1 = R_2$. Dans ces conditions si R_1 est court-circuitée nous lisons V_1 .

$$V_1 = I_1 R_2 \text{ avec } I_1 = \frac{V_r}{R_2 + R_g} = \frac{V_r}{R_2}$$

si R_1 est en série, nous lisons V_2

$$V_2 = I_2 R_2 \text{ avec } I_2 = \frac{V_r \cdot R_2}{R_g + V_r} = \frac{V_r}{R_2}$$

V_r est la somme des tensions qui apparaissent aux extrémités de R_g et de R_2 ou de R_g et de $(R_1 + R_2)$

donc $V_2 = R_g I_1 + V_1 = R_g I_2 + 2 V_1$

$$\text{ou } V_r = R_g \frac{V_1}{R_2} + V_1 = R_g \frac{V_2}{R_2} + 2 V_1$$

$$\text{Posons } \frac{V_1}{R_2} = Q_1 \text{ et } \frac{V_2}{R_2} = Q_2$$

$$R_g Q_1 + V_1 = R_g Q_2 + 2 V_1$$

$$R_g (Q_1 - Q_2) = 2 V_1 - V_1$$

$$R_g = \frac{2 V_1 - V_1}{Q_1 - Q_2}$$

$$\text{d'où } V_r = \left(\frac{2 V_2 - V_1}{Q_1 - Q_2} \times \frac{V_1}{R_2} \right) + V_1$$

d'où l'on tire finalement

$$V_r = \frac{V_1 V_2}{V_1 - V_2}$$

formule qui montre que V_r ne dépend que de V_1 et V_2 .

Pour éviter de devoir effectuer la soustraction $V_1 - V_2$, on peut transformer cette formule de la façon suivante :

$$V_r (V_1 - V_2) = V_1 V_2$$

$$V_r V_1 - V_r V_2 = V_1 V_2$$

$$\frac{V_r V_1}{V_2} - \frac{V_r V_2}{V_2} = V_1$$

$$\frac{V_r V_1}{V_2} - V_r = V_1$$

$$V_r \left(\frac{V_1}{V_2} - 1 \right) = V_1$$

$$V_r = \frac{V_1}{\frac{V_1}{V_2} - 1}$$

Pour effectuer pratiquement un calcul à l'aide de cette formule, il faut :

1) effectuer la division $\frac{V_1}{V_2} = Q$

2) soustraire 1 de $Q = N$

3) diviser V_1 par N .

Les opérations se réduisent donc à une division, suivie d'une soustraction facile (-1), suivie d'une nouvelle division.

Ces trois opérations peuvent aisément se mettre sous forme d'abaque.

Le lecteur curieux pourrait se demander si la présence de résistances en parallèle sur le circuit du générateur ne rendrait pas la formule inutilisable.

Supposons que nous voulions connaître la tension V_p aux bornes d'une résistance R_p mise en série dans un circuit comportant un générateur de tension V_u de résistance interne R_g (schéma fig. 4).

La double lecture de V (V_1 et V_2) permettra-t-elle de déterminer avec précision la tension V_p ?

En calculant la tension V_p à circuit ouvert nous trouvons

$$V_{p \text{ max}} = \frac{V_u R_p}{R_g + R_p}$$

En calculant l'intensité max. avec AB en court-circuit, nous trouvons

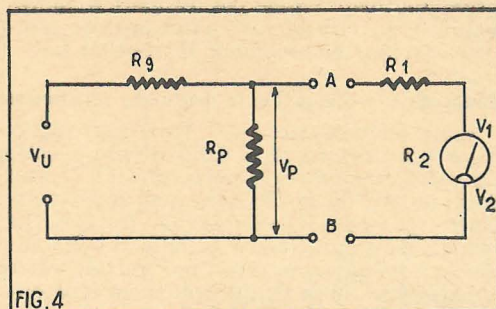
$$I_{\text{max}} = \frac{V_u}{R_g}$$

La résistance interne, vue des bornes AB est donc de

$$\frac{E_{\text{max}}}{I_{\text{max}}} = \frac{V_r R_p}{R_g + R_p} = \frac{R_p}{\frac{R_g}{V_r} + 1} = \frac{R_g R_p}{R_g + R_p}$$

et le circuit précédent devient le circuit équivalent (fig. 5) qui représente un générateur de tension V_p (qui est celle à connaître) ayant une résistance interne égale à $\frac{R_g R_p}{R_g + R_p}$.

Nous sommes dans le cas étudié précédemment et la formule est donc applicable (Remarquons en passant que R_p , par-



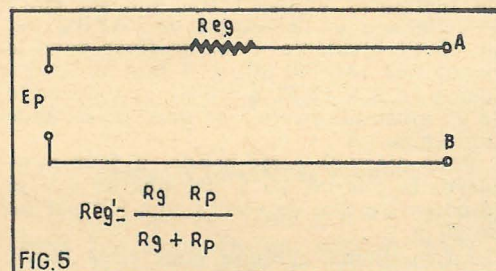
fois appelée « bleeder » fait diminuer la tension max. disponible entre A et B, mais fait également baisser la résistance apparente de la source de tension à une valeur inférieure à la sienne).

Si l'une des résistances R_p ou R_g n'était pas linéaire, la mesure serait faussée et n'aurait plus aucune signification (cas de la mesure d'une tension plaque par exemple, où la résistance électrique réelle de l'espace cathode-plaque n'est pas égale à la résistance interne de la lampe :

$$\frac{E}{I} \neq \frac{\Delta E}{\Delta I}$$

Discussion, construction et usage de l'abaque

Il doit permettre de trouver le quotient d'une division.



La première division doit permettre de trouver le quotient $\frac{V_1}{V_2}$ depuis $V_1 = V_2$ jusqu'à $V_2 = 1/2 V_1$, car V_2 est toujours compris entre V_1 et $1/2 V_1$.

Ce quotient varie donc depuis

$$\frac{V_1}{V_1} = 1 \text{ jusqu'à } \frac{V_1}{1/2 V_1} = 2.$$

Ce quotient moins 1 varie de 0 à 1. Donc l'abaque doit permettre toutes les divisions depuis 0,00... 1 à 0,999...

Cet abaque est facile à tracer. Deux droites parallèles A et B, sont partagées en divisions logarithmiques. Une troisième droite parallèle C, située à égale distance

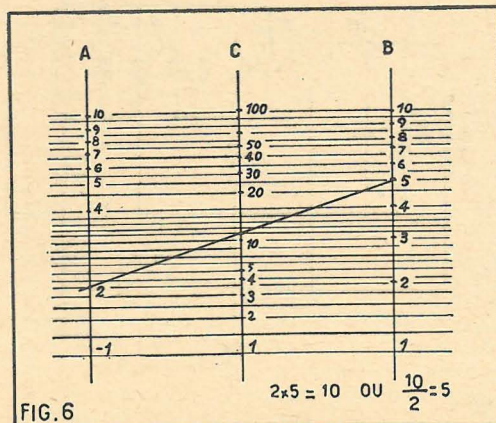


FIG. 6

de A et B est partagée en divisions logarithmiques deux fois plus petites que celles de A et B.

En faisant coïncider les trois divisions 1 on obtient un abaque « table de multiplication » et de division (fig. 6). La multiplication s'effectue en joignant A à B par une droite et en lisant le résultat sur C. La division s'effectue en prenant C comme dividende et A ou B comme diviseur. Le quotient se lit sur l'autre droite.

Exemple : 2 (sur A) fois 5 (sur B) égale 10 (sur C) - 10 (sur C) divisé par 5 (sur B) égale 2 (sur A) - 10 (sur C) divisé par 2 (sur A) égale 5 (sur B).

Pour trouver $\frac{V_1}{V_2}$ il suffit donc d'effectuer

cette division sur le grand abaque en pointant V_1 sur C et V_2 sur A et de lire la réponse sur B. Dans le cas qui nous occu-

pe, le quotient $\frac{V_1}{V_2}$ se lit toujours entre 1 et

2. Mais de ce quotient il faut enlever 1. Ce sont les résultats de cette dernière opération que l'on peut directement lire sur

la petite échelle de B. (Ainsi $\frac{12}{8} - 1$ se lit

directement 5 dixièmes sur la petite échelle). Il ne reste plus qu'à diviser V_1 par le nombre N ainsi trouvé. Pour cela, il suffit de pointer V_1 sur C et N sur A ou B et de lire le résultat sur B ou A.

Emploi pratique de l'abaque

Placer une latte en matière plastique transparente gravée d'un fin trait sur toute la longueur de façon à ce que ce trait coïncide en C avec V_1 . La faire pivoter autour de ce point jusqu'à faire coïncider le trait avec V_2 sur A. Lire le nombre N de la petite échelle de B. Faire pivoter la règle autour de V_1 de façon à ce que le trait coïncide avec ce même nombre N de la grande échelle de B. Lire la tension exacte V_r en A. C'est tout.

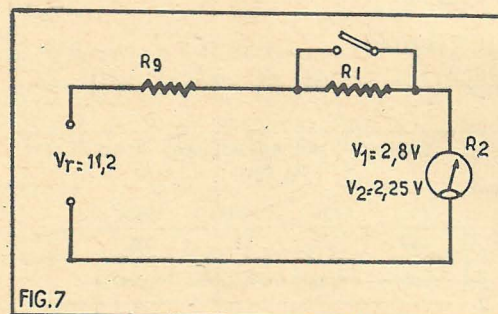


FIG. 7

Exemple pratique

Vous lisez $V_1 = 2,8$ V et $V_2 = 2,25$ V sur l'échelle 10 V de votre voltmètre (fig. 7). Vous pointez V_1 à 2,8 sur C et V_2 à 2,25 sur A. Vous lisez alors 2,5 sur la petite échelle de B. Vous pointez ensuite 2,5 sur la grande échelle de B et en laissant V_1 à 2,8 sur C vous lisez la tension réelle 11,2 volts sur A (fig. 6).

Vous direz qu'il n'est pas possible qu'en lisant 2,8 V la tension réelle soit de 11,2 V. Nous allons vérifier le calcul :

Si nous lisons 2,8 V quand $R_m = R_2$, c'est que $E(R_g) = 11,2$ V - 2,8 V = 8,4 V, donc que

$$\frac{R_g}{R_2} = \frac{8,4}{2,8} \text{ et } R_g \frac{8,4 R_2}{2,8} = 3 R_2$$

Dans ce cas la résistance du générateur est égale à $3 \times$ la résistance du voltmètre.

$$V_1 = \frac{11,2 R_2}{4 R_2} = 2,8 V$$

$$\text{et } V_2 = \frac{11,2 R_2}{5 R_2} = 2,24 V$$

qui sont bien, aux erreurs de lecture près, les tensions lues.

Remarque

Si la droite qui joint C à A coupe B entre 0 et 1 de la petite échelle, n'insistez pas. La résistance de votre voltmètre est

vraiment trop faible par rapport à la résistance du circuit que pour espérer pouvoir corriger valablement la tension lue.

Réalisation pratique de la boîte de résistances

Pour pouvoir mesurer V_2 il faut intercaler une résistance R équivalente à celle du voltmètre en série avec celui-ci. Il faut donc autant de résistances que votre voltmètre possède d'échelles de lecture. La résistance, pour chaque échelle est donnée par la résistance en ohms par volt de votre appareil de mesure, multipliée par le maximum de l'échelle envisagée.

Voici un exemple de réalisation pratique (fig. 9).

Le voltmètre possède une R interne de 10 k Ω par volt et 4 échelles de lecture 0-7 V ; 0-35 V ; 0-140 V ; 0-350 V. Il faut

donc 4 résistances : une de 70 k Ω , une de 350 k Ω , une de 1,4 M Ω et une de 3,5 M Ω . Ces 4 résistances sont mises en série dans l'un des fils du voltmètre, mais chaque résistance est normalement court-circuitée par un bouton-poussoir (schéma ci-contre).

Ainsi le voltmètre fonctionne normalement et indique V_1 . En enfonceant le bouton-poussoir correspondant à la gamme sur laquelle est réglée le voltmètre, une résistance est mise en série et il indique V_2 .

Voilà donc un petit accessoire, peu onéreux et très facile à réaliser qui vous permettra, employé conjointement avec l'abaque, d'obtenir une mesure et non plus une vague appréciation de la tension mesurée.

FRANÇOIS P.

A propos de l'adaptateur longue distance

Le montage de l'adaptateur longue distance, décrit dans les numéros 207 et 209 de Radio-Plans peut être modifié pour la réception des bandes 144/146 Mh/s.

Pour cela, il suffit de supprimer le 3-30 Pf qui est en parallèle sur le 2 x 12 Pf et de remplacer le 15 Pf fixe qui est entre le collecteur et l'émetteur de l'AF102 par un 15 Pf ajustable. Pour se fixer dans la bande des 144/146 Mh/s, il faut sortir 1,5 lames du 2 x 12 Pf à moitié et tourner le 15 Pf ajustable jusqu'à ce que l'on entende une émission.

Pour recevoir cette bande, il faut remplacer la pile de 4,5 V par une de 9 V et le potentiomètre de réaction de 5 k par un de 30 k.

La meilleure antenne pour cette bande est, comme pour la F.M., une antenne télescopique ou en tube de diamètre de 5 mm et d'environ 75 cm de longueur. On peut aussi utiliser une antenne de T.V. (canal Ba), bien qu'elle ne soit pas exactement accordée sur 144 Mh/s.

D'autre part il est possible de supprimer le transo TRSf 19 qui est assez encombrant. Pour cela il faut le remplacer par un montage adéquat, comme il est indiqué sur

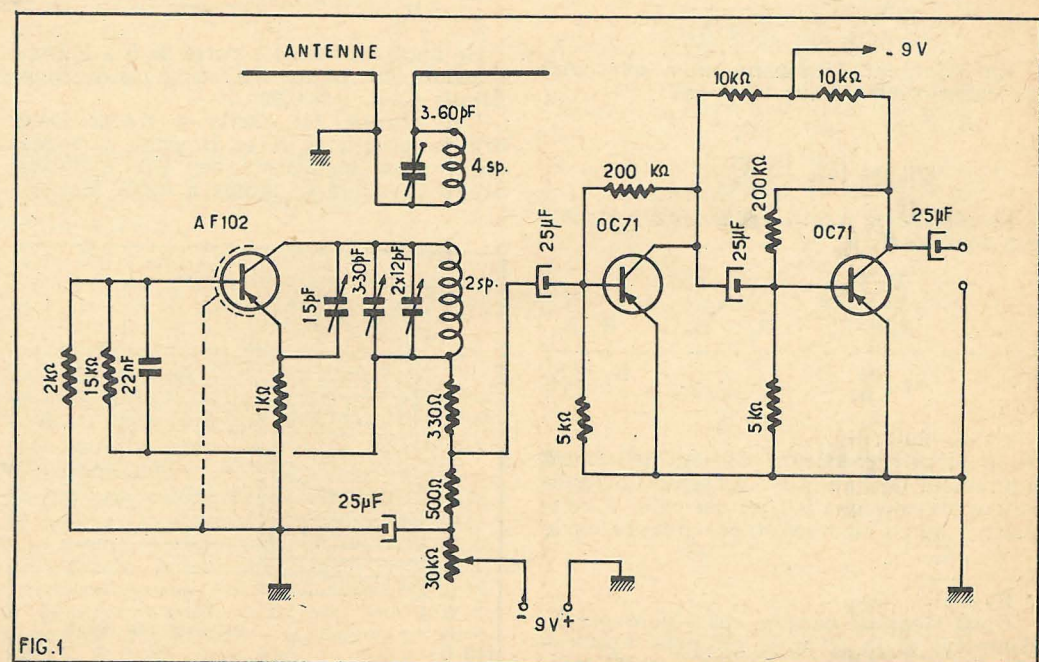
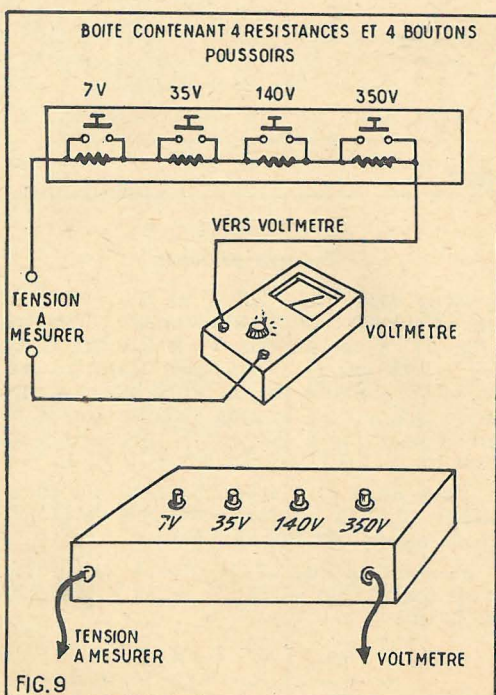
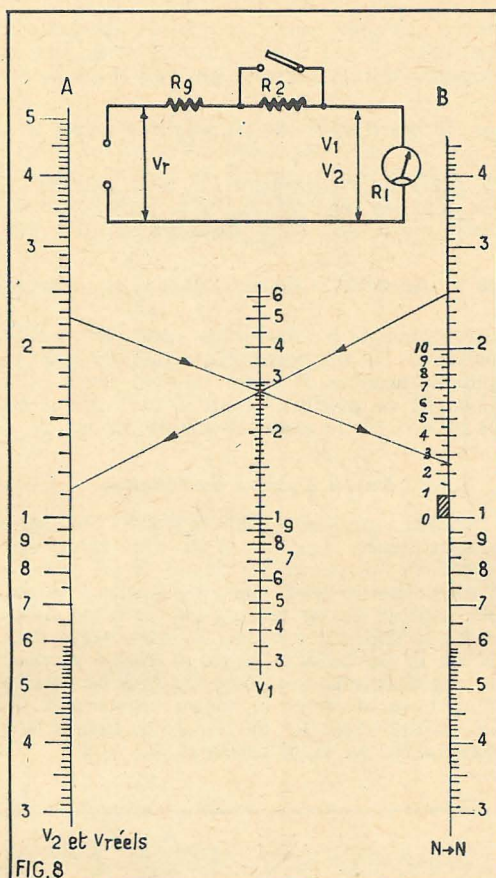
le schéma. Les résultats sont aussi bons, sinon meilleurs, car la courbe de réponse d'un transo est toujours plus ou moins bonne, en particulier en ce qui concerne les aiguës et les graves. En plus cette modification permet de placer l'adaptateur sur un poste de radio, par exemple, sans avoir à craindre les inductions parasites, fort gênantes.

Performances réalisées avec l'adaptateur

Des essais ont été effectués dans la région de Château-Thierry (à environ 90 km de Paris). Avec une antenne fouet télescopiques de 75 cm de longueur, on reçoit très bien : la Belgique et l'Allemagne (aussi bien que les postes locaux), le son T.V. de Reims ainsi que celui de Paris. (canaux 5 et 8a).

D'autre part des essais ont été faits à bord d'une voiture. La réception est assez bonne (avec une antenne extérieure). En raison des secousses inévitables dans une voiture, il faut faire attention qu'il n'y ait pas de mauvais contacts dans l'appareil, qui rendraient toute réception impossible.

LE NIGER et F. BREISS



ÉMETTEUR EXPÉRIMENTAL ONDES COURTES DE 1,5 WATT

Ce montage intéressera certainement beaucoup de lecteurs. Bien que l'avenir soit résolument tourné vers les transistors, l'émission lorsqu'elle atteint des puissances de l'ordre du watt est pratiquement irréalisable pour l'amateur avec ceux-ci. L'oscillateur fonctionne donc avec une lampe EL 84. La puissance obtenue est de 1,5 watt environ. Une puissance supérieure pourrait certainement être obtenue en utilisant une lampe plus forte, du type EL 6L6 par exemple. Cet émetteur est piloté par quartz, ce qui lui donne une grande sensibilité. Le quartz a été choisi sur 8 Mc/s mais toute autre fréquence pourrait être utilisée. (On pourrait en effet se servir de cet appareil comme générateur H.F. pour l'alignement des transformateurs moyenne fréquence sur les récepteurs à modulation de fréquence, à condition de mettre un quartz sur 10,7 Mc/s et de modifier légèrement les bobinages).

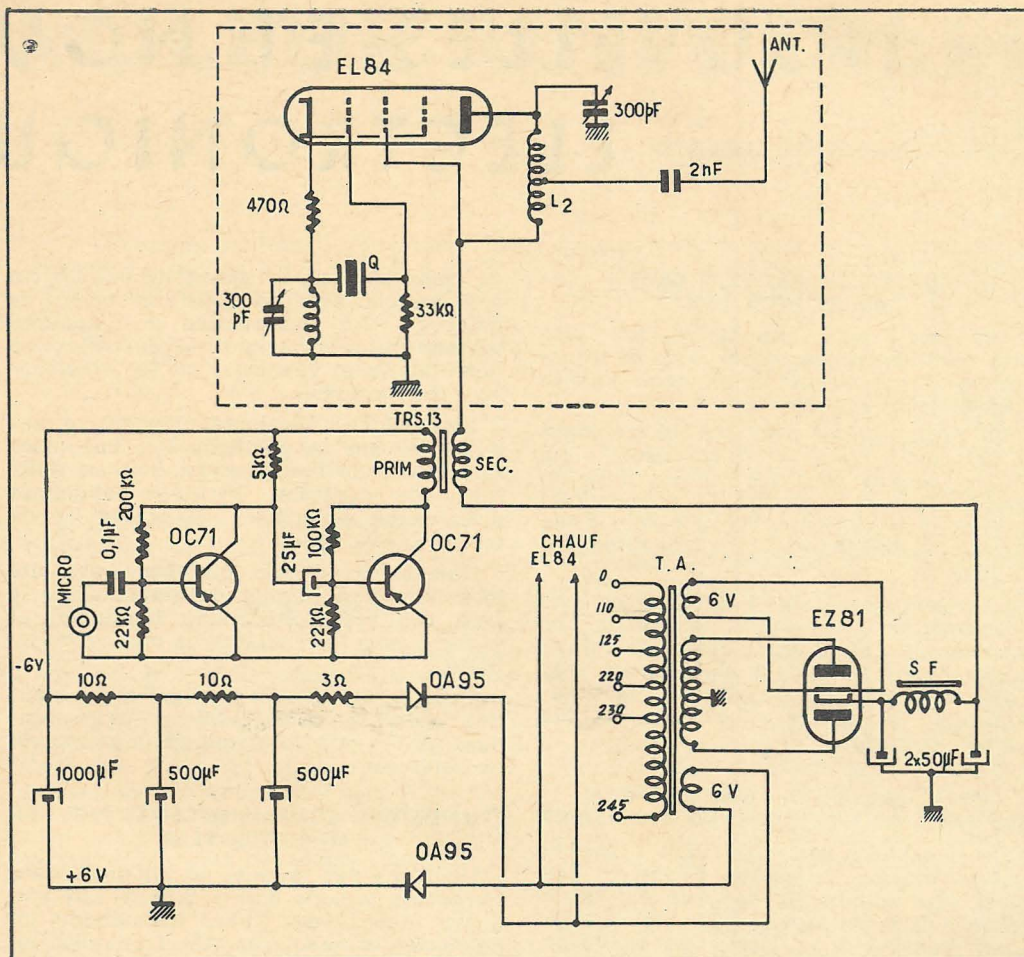


Schéma de principe de l'émetteur

Le culot est un culot NOVAL (9 broches). Les bobinages ont tous les deux 14 spires. Ils sont réalisés en l'air avec du fil de masse de 10/10^e. Leur diamètre doit être de 15 mm et l'espacement entre les spires de 1 mm. La prise médiane sur le bobinage L2 est faite à 2 spires en partant de la plaque de l'EL 84.

La cathode de l'EL 84 est polarisée vers la masse à travers une résistance de 470 Ω et le bobinage L1. Ce bobinage est accordé par un C.V. de 300 Pf. La grille est reliée à la masse à travers une résistance de 33 k. Le quartz se branche entre la grille et le point de jonction de la 470 ohms et de L1.

La plaque est reliée à la haute tension à travers le bobinage L2, accordé par un deuxième C.V. de 300 Pf. L'antenne se branche sur la prise médiane de L2, à travers un condensateur de 2 nf.

Le modulateur

La modulateur choisi pour cet émetteur est à transistors. L'alimentation est prise sur le 6 volts qui alimente les filaments des lampes. A ce propos il est bon de remarquer qu'aucun pôle du 6 volts alternatif n'est relié à la masse. La modulation est transmise par un transfo Audax du type TRS 13. L'entrée se fait par un condensateur de 0,1 µf qui attaque la base du premier OC 71. Cette base est polarisée par une 22 k qui va vers le + et une 200 k qui va vers le collecteur. Le collecteur est alimenté par une 5 k qui va au moins. La modulation est transmise au deuxième transistor par un 25 µf qui va à la base. Cette base est polarisée par une 22 k vers le + et par une 100 k vers le collecteur. Le collecteur est alimenté négativement à travers le transfo de liaison.

Le 6 volts est redressé par deux diodes branchées en sens inverse. Le filtrage se fait par un circuit R.C. constitué d'une résistance de 3 ohms et de deux résistances de 10 ohms. Les deux premières sont découplées vers le + par des condensateurs de 500 µf et la dernière par un condensateur de 1000 µf.

L'alimentation haute tension

L'alimentation Haute tension est classique. On y trouve un transfo qui donne 2 fois 250 volts (70 mA), et deux fois 6 V (2 A). L'un des enroulements 6 volts est utilisé pour le chauffage de la valve et l'autre pour le chauffage des filaments des lampes et l'alimentation du modulateur. La valve est une EZ 81. Le filtrage se fait par une self de 1000 ohms (70 mA) et deux condensateurs de 50 µf (TS = 300 V).

L'appareil peut se réaliser en deux versions :

1°) L'émetteur seul (encadré en pointillé). Dans ce cas, il faut prendre sur un poste de radio ordinaire du 6 volts pour l'alimentation du filament et de la Haute tension modulée. Celle-ci se prend sur la plaque de la lampe de sortie. Dans ce cas on met le poste sur la position P.U., on débranche le Haut-Parleur, (pour éviter l'effet de Larsen), on met un micro sur la prise P.U. et l'on règle la puissance de modulation par le bouton « volume ». La réception se fait bien entendu sur un autre poste de radio.

2°) La version décrite ci-dessus, complètement indépendante. Le châssis devra être choisi selon le montage envisagé.

Enfin il est rappelé que la portée de cet émetteur est assez importante, et qu'il faut une autorisation des P.T.T. pour le faire marcher, si on l'utilise à des fins autres qu'expérimentales.

LE NIGER ET F. BREISS

DU NOUVEAU !

Visitez LES PLUS INSOLITES
LES PLUS INCROYABLES

RAYONS d'ARTICLES

D É C L A S S É S

A 1 F le kg

DECLASSES ENVIRON

DE 1/10 A 1/100

de leur valeur

**RADIO-PRIM 296, rue de Belleville
Paris (20^e) - (Porte des Lilas)**

NOUVELLES ET NOUVEAUTÉS ÉLECTRONIQUES

UN RELAIS PAS PLUS GROS QU'UN PETIT POIS

Un relais microminiaturisé, pas plus gros qu'un petit pois, est capable de transmettre des courants d'un demi-ampère sous 28 volts continu.

Ce relais, qui ne pèse que 3,5 grammes et tient dans une gaine de transistor, a été fait à l'origine pour les fusées; mais on peut l'employer aussi dans les calculateurs et dans tous les cas où l'on a besoin d'une grande sensibilité et où l'on dispose de peu de place.

Le relais fonctionne à 20°C, avec une puissance minimum de 150 milliwatts. Les contacts de commutation ont une résistance maximum de 100 millions et leur durée minimum est de 1 000 000 de mouvements. Le temps maximum est de 3,5 millisecondes.

UN TABLEAU NOIR ELECTRONIQUE QUI FACILITE LA TACHE DU PROFESSEUR

Un « tableau noir électrique » permet maintenant au professeur d'illustrer son cours sans tourner le dos aux élèves, le message écrit ou dessiné étant immédiatement transmis à un écran de télévision dans la classe, dans l'école ou même dans d'autres bâtiments.

Ce système pourrait permettre de pallier la pénurie de professeurs et être précieux pour la formation des apprentis dans l'industrie.

Ce perfectionnement de l'éducation visuelle est possible grâce à un appareil électronique employé avec des systèmes de télévision en circuit fermé. Les enseignants du Royaume-Uni qui ont participé à son étude et à sa mise au point s'y intéressent vivement.

Le message est écrit ou l'illustration dessinée sur un écran de plastique de couleur éclairé à sa périphérie. Le professeur peut effectuer des corrections et, si nécessaire, attirer l'attention sur des détails particuliers d'une illustration au moyen d'une baguette ou de son doigt.

Il est encore possible de préparer d'avance des schémas, cartes ou autres illustrations sur une pellicule transparente et de les transmettre rapidement pendant un cours. Dans ce cas, le professeur règle l'éclairage de manière différente.

L'écran de 40,7 x 30,5 cm arrive à la hauteur d'un pupitre (88 cm). Un casier à crayons, un appui livre/document et une plateforme de contrôle font partie de l'ensemble, monté sur roulettes pour faciliter son déplacement.

UN OSCILLOSCOPE A BANDE LARGE

Cet oscilloscope offrant toutes facilités de bande large utilise des modules à broches pour les deux systèmes de déflexion horizontale et verticale.

Deux préamplificateurs « vertical » sont livrables; l'un donne une image à trace unique et l'autre une image à double trace grâce à l'emploi d'un commutateur de faisceau.

Un bloc minuteur à broches fournit 22 vitesses de balayage choisies au moyen

de commutateurs et allant de 0,5 sec/cm à 50 sec/cm, avec possibilité de retard de balayage. La construction de l'appareil permet d'ajouter à la série de déflexions horizontales et verticales au fur et à mesure des progrès.

La tension et les durées peuvent se mesurer soit sur un graticule étalonné placé sur l'écran de l'oscilloscope, soit en utilisant des contrôles variables étalonnés directement en unités de tension et de temps.

Une forme d'onde étalonnée produite intérieurement permet de standardiser le gain des préamplificateurs horizontal et vertical sans instruments de mesure auxiliaires.

Cette forme d'onde est également amenée à une borne du tableau, pour standardiser le gain total quand la sonde est en service.

TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES PNP/NPN EN BOITIER PLAT

Un transistor double, au silicium, dans un boîtier plat de 6,35 x 3,18 x 1,02 mm a été annoncé par Texas Instruments au Salon des Composants Electroniques en avril. Le 2 N 3838, réunissant deux transistors complémentaires NPN et PNP dans un même boîtier, est destiné aux applications militaires et spatiales ainsi qu'aux utilisations industrielles exigeant une fiabilité élevée.

Le nouveau transistor est un composant qui est utilisable électriquement et mécaniquement, avec des circuits intégrés. L'ensemble des méthodes mises au point pour l'emploi des circuits intégrés peuvent être employées avec ces dispositifs. Les éléments contenus dans le 2 N 3838 sont les mêmes que ceux des 2 N 2222 (NPN) et 2 N 2907 (PNP). L'emploi du boîtier plat permet de réaliser des circuits micro-miniatures extrêmement fiables, tels que bascules complémentaires et amplificateurs complémentaires.

Ce transistor est disponible. Son prix par quantités supérieures à 100 pièces est de 120,60 francs. Il ne permet pas son utilisation dans des réalisations d'amateurs.

(Texas Instruments France.)

NOUVEAU TRANSISTOR DE PUISSANCE AU SILICIUM PNP A STRUCTURE PLANE EPITAXIE COMPLEMENTAIRE DU 2 N 1722

Texas Instruments a présenté un nouveau transistor de puissance au silicium PNP à structure plane destiné à compléter le 2 N 1722.

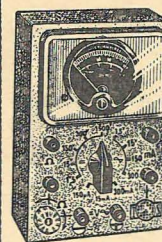
Le nouveau dispositif, référencé TIXP07, est considéré comme étant le transistor au silicium PNP ayant la puissance la plus élevée qui soit sur le marché : 50 W à 100°C au boîtier. Il a également la plus faible impédance thermique ($\theta_{JC} < 1,5^\circ\text{C}/\text{Watt}$). Sa température de jonction est peu élevée et sa fiabilité est améliorée.

Parmi les autres caractéristiques électriques, on relève une tension élevée ($V_{(BR)CEO} = 80 \text{ V}$), un faible courant de

fuite ($I_{CES} = 1 \mu\text{A}$), une faible tension de saturation ($V_{CE} = 0,5 \text{ V}$ à 2 A), un fort gain (20-90 à 2 A, 20 min à 5 A) et une fréquence élevée ($f_t = 10 \text{ MHz min.}$).

Le TIXP07, comme le 2 N 1722, est livré en boîtier JEDEC TO-53.

(Texas Instruments France.)



**DEVIS DES PIECES
DETACHEES
NECESSAIRES**
Pour la réalisation du
**CONTROLEUR
UNIVERSEL**
décrit ci-contre

5 POSSIBILITES D'ACQUISITION

- 1°) Complet en pièces détachées
- 2°) soit l'ensemble N° 1
- 3°) » N° 2
- 4°) » N° 3
- 5°) EN ORDRE DE MARCHE

Ensemble N° 1 comprenant :

1 plaque avant gravée	3 vis ISO
1 boîtier	3 écrous ISO
4 vis SI	Notice montage
1 galvanomètre 0 à 150 microampères	PRIX 49,00
1 capot plastique de protection	Expédition 5,00

L'ensemble N° 2 complément mécanique comprenant :

1 contacteur	2 douilles isolées bleu
1 bouton flèche	2 douilles isolées jaune
1 potentiomètre 10.000 ohms	1 barrette relais - 15 cosses
1 plaque support de potentiomètre	1 barrette relais - 4 cosses
1 boîtier de pile 1,5 V	3 cosses de 6
1 plaque support de boîtier de pile	PRIX 23,00
2 douilles isolées rouge	Expédition 3,00

L'ensemble N° 3 complément électronique comprenant :

5 cm fil shunt	1 résistance ajustable 1.000 Ω
1 résistance 8,2 ohms - 1/2 watt	1 résistance ajustable 10.000 Ω
2 résistances 3.300 Ω	4 diodes O.A. 86.C-
2 résistances 5.600 Ω	1 plaque support de diodes
3 résistances 33.000 Ω	PRIX 27,00
3 résistances 330.000 Ω	Expédition 3,00
1 résistance 560.000 Ω	
2 résistances 680.000 Ω	
3 résistances 3,3 M Ω	

COMPLET EN PIECES DETACHEES : 99 F
+ port : 5 F

COMPLET EN ORDRE DE MARCHE : 129 F
+ port : 5 F

Règlement à la commande par : mandat, chèque ou virement à notre C.C.P. TECHNIQUE-SERVICE 5643-45 PARIS.

BON SPECIAL N° RP 8

(à joindre à votre commande)

Ecrire très lisiblement vos Nom et Adresse
Veuillez m'envoyer : la somme de F. pour cette commande.
(Pas d'expédition contre remboursement)

TECHNIQUE-SERVICE S.A. 17, pass. Gustave-Lepeu. Fermé le lundi PARIS-XI^e Métro Charonne
Magasin de vente - Place de la Nation
9, rue Jaucourt - Paris (12^e) - DID. 14-28

UN CONTROLEUR UNIVERSEL

Le contrôleur universel est, pour les amateurs ou les professionnels s'intéressant à l'électricité, à la radio ou d'une façon générale à l'électronique, l'instrument le plus indispensable aussitôt après le fer à souder. Il est en effet absolument nécessaire, sur un montage à mettre au point ou à dépanner, de pouvoir mesurer les tensions, les intensités aux différents points afin de s'assurer que leurs valeurs sont bien celles qui conviennent. La mesure des résistances est également très utile dans les mêmes circonstances. On peut ainsi retrouver la valeur d'une résistance, dont le marquage est effacé, vérifier si la valeur réelle correspond bien à celle indiquée, si cette valeur pour une pièce contenue dans un montage n'a pas varié dans le temps.

L'appareil que nous allons décrire permet d'effectuer toutes ces mesures avec une très bonne précision. Il est équipé d'un microampèremètre de 150 μ A de déviation totale ce qui en voltmètres procure une résistance interne de 6 666 ohms par volt. Ses possibilités d'utilisation sont les suivantes :

— Voltmètre continu — 5 gammes de mesures — de 0 à 1,5 V - de 0 à 15 V - de 0 à 150 V - de 0 à 300 V - de 0 à 1 500 V.

— Voltmètre alternatif — 4 gammes de mesures — de 0 à 1,5 V - de 0 à 15 V - de 0 à 150 V - de 0 à 300 V.

— Milliampèremètre — 3 gammes de mesures — de 0 à 150 microampères - de 0 à 15 milliampères - de 0 à 300 milliampères.

— Ohmmètre — sur la position 150 microampères de 0 à 500 000 ohms.

Le schéma de principe

En haut du schéma de principe vous pouvez voir le microampèremètre de 0 à 150 microampères qui constitue l'âme du contrôleur universel. Une résistance ajustable de 1 000 ohms est prévue en série avec lui. Elle sert au tarage et permet notamment de compenser les différences de résistance du cadre mobile qui peuvent exister entre des galvanomètres même s'ils sont du même modèle. Un

commutateur à deux galettes comportant chacune 3 sections permet la sélection des différentes fonctions et sensibilités.

Milliampèremètre

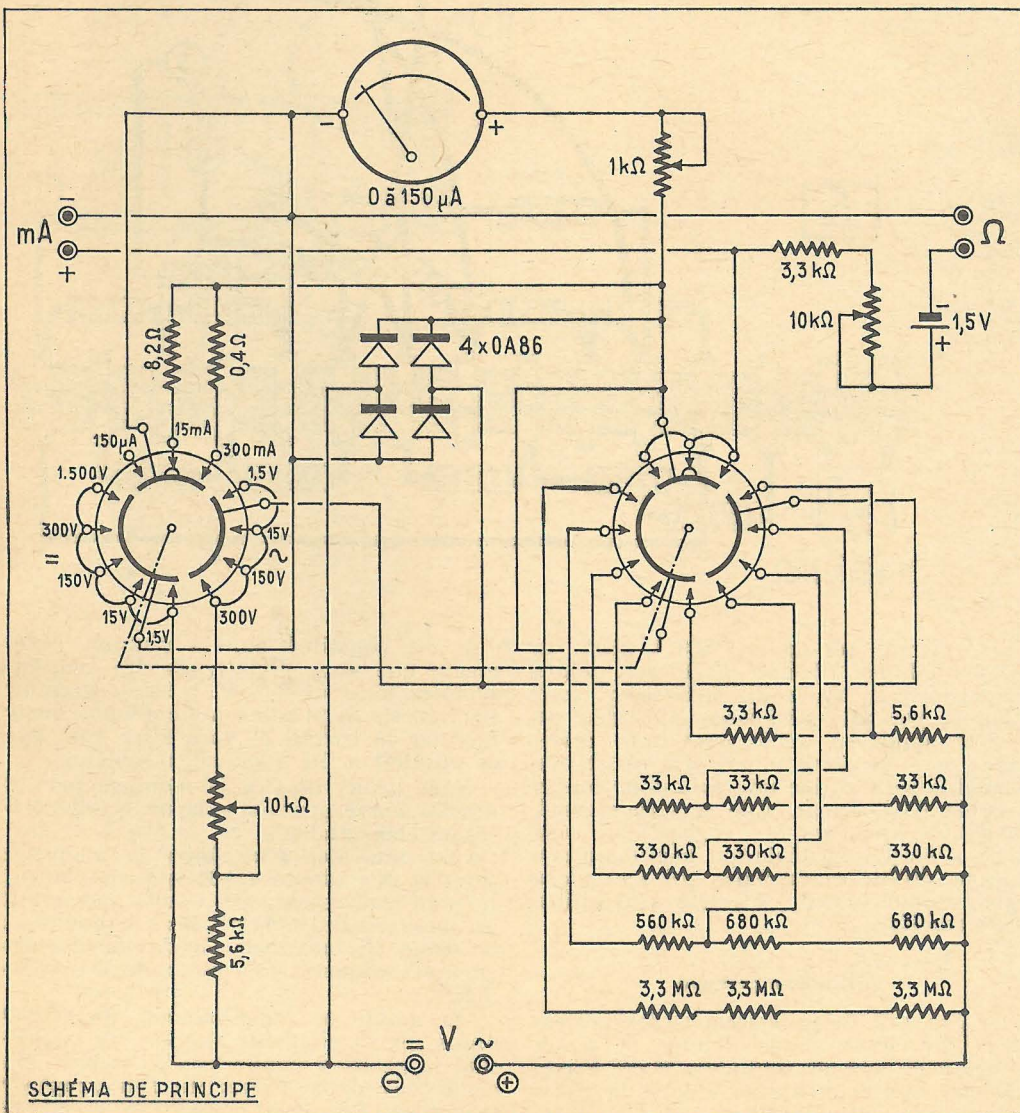
La section correspondant à la fonction « Milliampèremètre » possède 3 positions. Pour ces trois positions les douilles d'utilisation « mA » sont reliées au galvanomètre avec en circuit la résistance de tarage. La position 150 μ A utilise ce circuit tel quel ce qui est logique puisque la sensibilité d'utilisation correspond à celle du galvanomètre. La position 15 mA introduit en parallèle sur l'ensemble galvanomètre et résistance de tarage un shunt de 8,2 ohms. En raison de sa valeur ce shunt dérive 99/100 du courant appliqué au bornes de mesure de sorte que si par exemple on applique 15 mA (valeur maximum pour cette sensibilité) le galvanomètre n'est parcouru que par 1/100 du courant soit 150 microampères et son aiguille atteint la graduation maximum. Pour la position 300 mA la valeur du shunt est 0,4 ohms. Dans ces conditions ce shunt dérive 1999/2000 du courant à mesurer si bien que pour 300 mA le cadre du galvanomètre n'est parcouru que par 150 μ A.

Ohmmètre

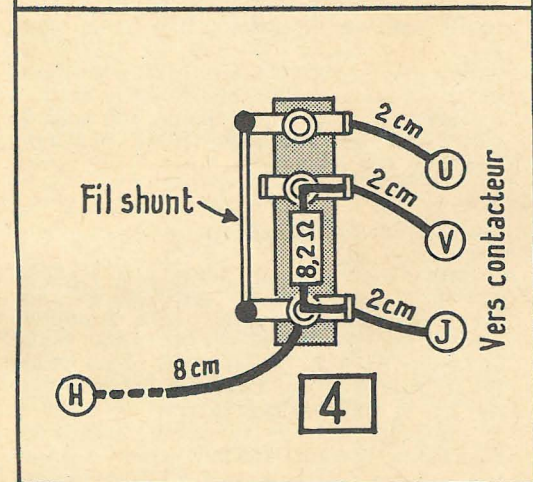
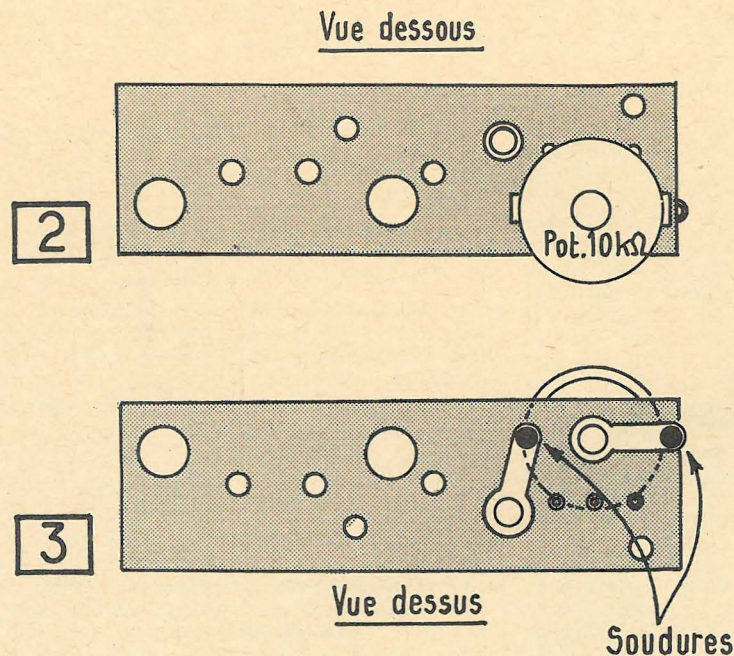
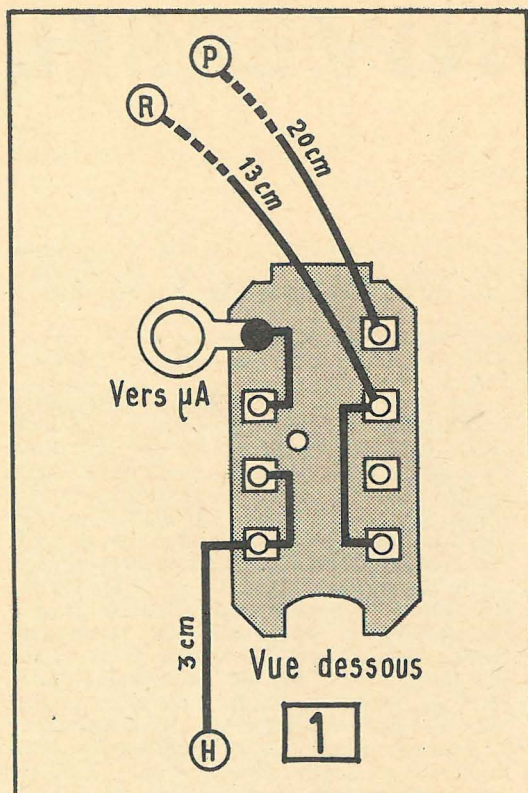
Pour l'utilisation en ohmmètre le commutateur est placé en position 150 μ A. La résistance à mesurer sera branchée sur les douilles « Ω ». Elle se trouve donc en série avec le galvanomètre, sa résistance ajustable de 1 000 ohms, une pile de 1,5 V, une résistance fixe de 3 300 Ω et un potentiomètre de tarage monté en résistance variable (10 000 ohms). Ce potentiomètre de tarage sert à régler le zéro de l'ohmmètre lequel correspond à la déviation maximum de l'aiguille du galvanomètre. La résistance nulle est obtenue en court-circuitant les douilles « Ω ». On règle alors le potentiomètre de manière à amener l'aiguille sur le 0 de l'échelle « Ohms ». Il est bien évident que si on supprime le court-circuit et qu'on le remplace par une résistance la déviation sera moindre et inversement proportionnelle à la valeur de cette résistance valeur que l'on pourra lire sur l'échelle du cadran. A noter qu'avant d'effectuer une mesure il faut vérifier et le cas échéant réajuster le « Zéro ».

Voltmètre continu

La section du commutateur correspondant à cette fonction comprend 5 positions permettant d'obtenir les sensibilités que nous avons indiquées précédemment. Les douilles « V » auxquelles on devra raccorder la portion de circuit où l'on veut relever une tension sont placées en série avec le galvanomètre, sa résistance ajustable de 1 000 ohms, et une résistance additionnelle. Cette dernière est bien sûr par le commutateur. Pour 1,5 V elle est différente selon la sensibilité et choisie composée d'une 3 300 ohms et d'une 5 600 ohms en série, pour 15 V elle est formée de trois 33 000 ohms en série,



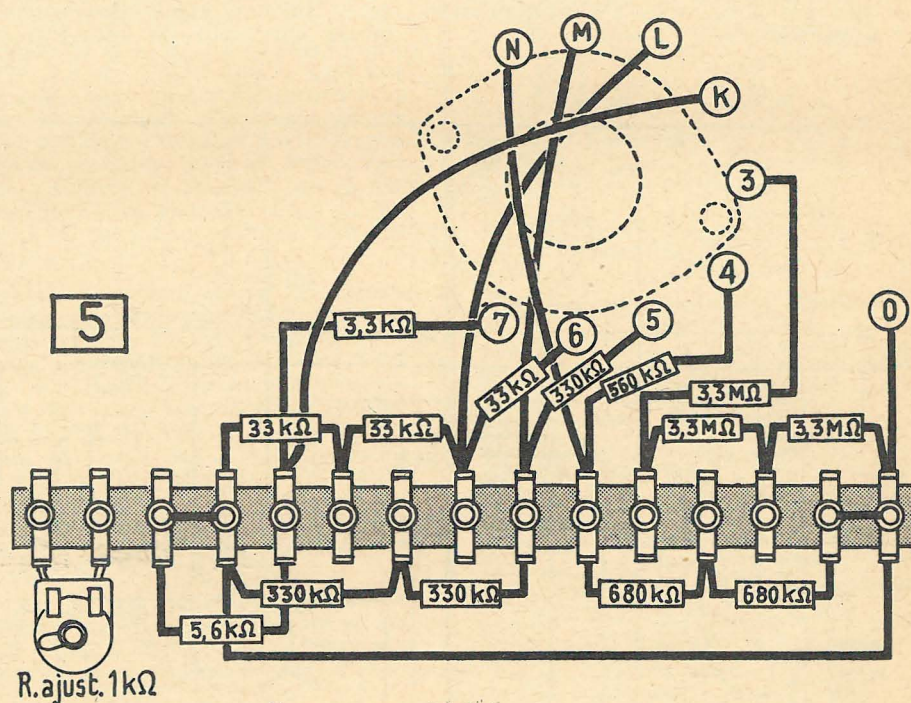
SCHEMA DE PRINCIPE



pour 150 V de trois 330 000 ohms en série, pour 300 V d'une 560 000 ohms et de deux 680 000 ohms en série et pour 1 500 volts de trois 3,3 mégohms en série.

Voltmètre alternatif

La section du commutateur pour cette fonction possède 4 positions. Pour mesurer du courant alternatif avec un galvanomètre à cadre mobile qui par construction est polarisé il est nécessaire de redresser ce courant. Ici on réalise ce redressement par quatre diodes OA86 montées en pont. Les caractéristiques de ce pont et en particulier sa résistance qui se trouve en parallèle sur le galvanomètre ne permettent pas de conserver aux circuits la même configuration que pour la fonction « Voltmètre continu ». En particulier les résistances additionnelles placées en série avec le galvanomètre sont différentes. Pour la sensibilité 1,5 V cette résistance est la 5 600 ohms de la même sensibilité en « continu » la 3 300 ohms étant éliminée. Il en est de même pour les trois autres sensibilités où la valeur voulue de la résistance additionnelle est obtenue par élimination d'un des éléments des réseaux utilisés en « continu ». Pour 15 V une 33 000 ohms est supprimée pour 150 V c'est une 330 000 ohms qui est mise



hors circuit et pour 300 V c'est la 560 000 ohms. D'autre part les points « alternatifs » du pont redresseur sont shuntés par une résistance ajustable de 10 000 ohms en série avec une résistance fixe de 5 600 ohms. La résistance ajustable sera réglée une fois pour toutes lors de l'étalonnage. Elle servira alors à sensibilité quelconque ; réglage qui sera alors à ajuster la déviation maximum sur une sensibilité quelconque qui sera alors valable pour toutes les autres sensibilités « alternatifs ».

Réalisation pratique

Si l'on suit scrupuleusement les indications que nous allons donner et si on effectue de bonnes soudures, il est extrêmement facile de mener à bien la construction de cet appareil.

Il est constitué par la réunion d'éléments que nous appellerons des sous-ensembles. Ceux-ci sont à câbler en premier lieu. Cette disposition a été adoptée pour faciliter le travail et vous allez voir que ce résultat a été pleinement obtenu.

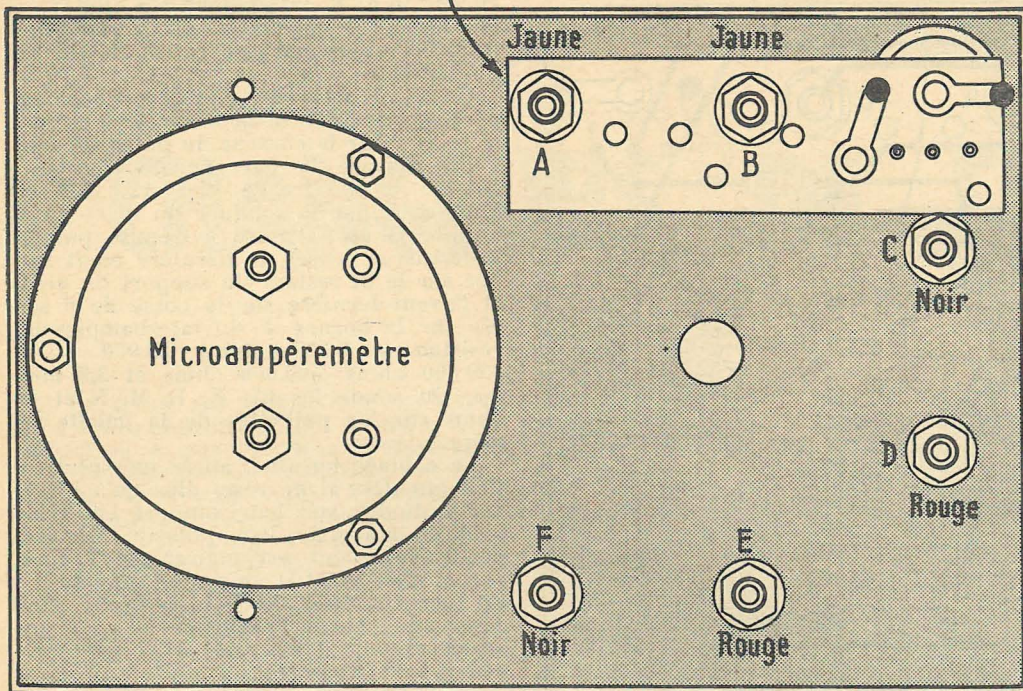
Nous avons illustré le montage par 12 dessins correspondant chacun à une opération élémentaire.

On commence par câbler la plaquette support des diodes OA86 qui constituent le pont redresseur. On soude comme il est montré sur le plan 1, les 4 connexions les trois fils auxquels on donne les longueurs indiquées et la cosse de 6 de diamètre.

On monte le potentiomètre de 10 000 ohms sur sa plaquette support en respectant la position donnée sur le plan 2. On soude les deux pattes de l'interrupteur traversant les deux cosses rivées sur la

6

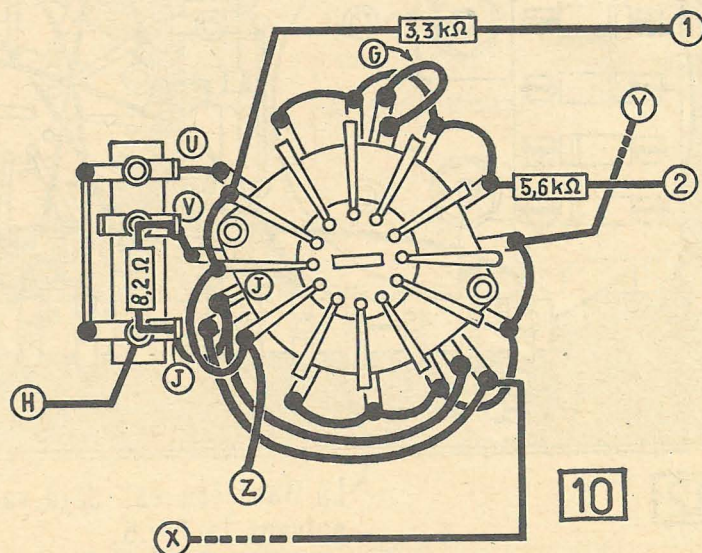
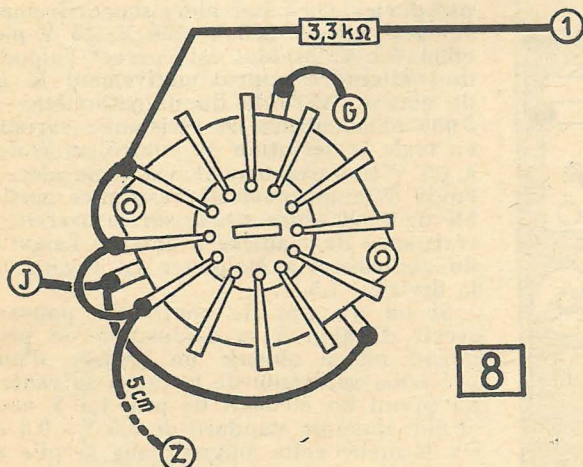
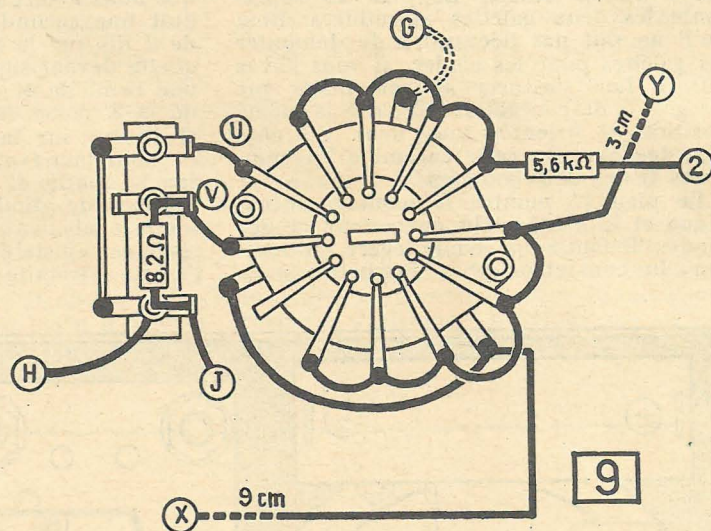
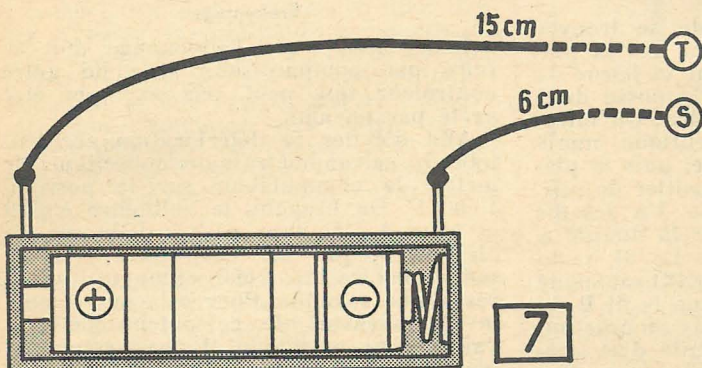
Intercaler l'isolant de la douille entre cette plaquette et la plaque avant.



Cette barrette sera ultérieurement raccordée au commutateur. Pour l'instant il suffit d'y souder les différentes résistances indiquées en respectant soigneusement leur position et leur valeur. On soude ensuite les fils K, L, M, N et O. On réunit les 2 dernières cosses côté fil O, ainsi que la 3^e et la 4^e côté résistance ajustable. On pose également la connexion entre la cosse du fil O et la 3^e cosse côté résistance ajustable.

On fixe sur le panneau avant du boîtier le microampèremètre, les 6 douilles isolées et le potentiomètre de 10 000 ohms monté sur son support. Ce support est serré sous les écrous des douilles A et B (plan 6). Les douilles A et B sont jaunes, les douilles D et E sont rouges et les douilles C et F noires. Ces couleurs permettront lors de l'utilisation un repérage plus facile surtout en ce qui concerne les polarités. On soude les fils de raccordement du boîtier de la pile 1,5 V en donnant à ces connexions les longueurs portées sur le plan 7.

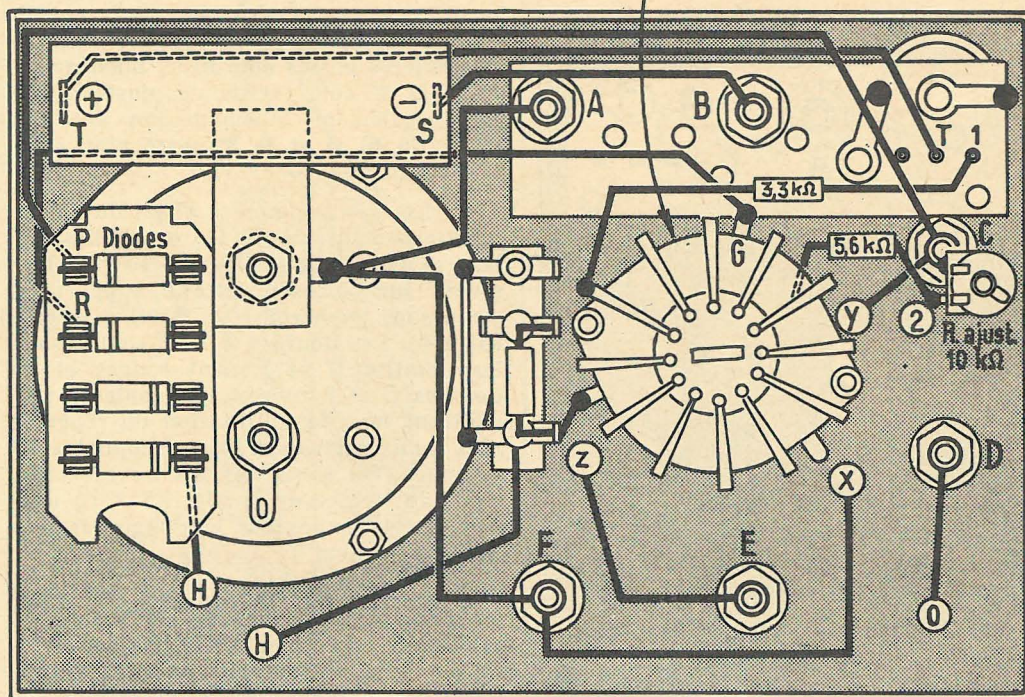
On câble le contacteur. Le plan 8 montre le câblage à réaliser sur la galette arrière de ce commutateur. Le plan 9 celui de la galette avant. Toutes les indications sont données assez clairement sur ces dessins pour rendre inutile tout commentaire. On soude également les résistances de 3 300 ohms et de 5 600 ohms. Leur second fil sera soudé ultérieurement.



plaquette (voir plan 3). Sur une barrette relais à 4 cosses on soude la résistance de 8,2 ohms conformément au plan 4. Il y a lieu de ne pas couper les fils de cette résistance. On place sur les cosses extrêmes de cette barrette le fil shunt. Il faut effectuer ses soudures avec précaution en évitant que l'étain ne coule sur lui, ce qui réduirait sa résistance et fausserait le calibre 300 mA.

Le plan 5 représente une barrette relais à 15 cosses supportant les résistances additionnelles utilisées en « voltmètre ».

Le Contacteur est déjà câblé suivant la Fig.10



On soude la barrette supportant les shunts sur la galette avant par les connexions V et U et sur la galette arrière par la connexion J. (V et J étant les fils de la résistance de 8,2 ohms.) Le plan 10 représente les deux galettes assemblées. Bien qu'il ne soit pas nécessaire de démonter les galettes pour les câbler, si vous l'avez fait, il faut s'assurer au remontage que les grains de contact sont bien à la même position et orientés tous deux du côté plat de l'axe. On relie ensemble les communs G des deux galettes.

Le plan 11 montre le montage mécanique et le câblage du contacteur et des diodes. Il faut respecter la légère inclinaison du contacteur pour permettre à la

pointe du bouton flèche de se trouver en face des graduations. On fixe la plaque support de diodes sur la borne — du microampèremètre par la cosse de 6 que nous avons soudé au début. On introduit une seconde cosse identique munie de 2 fils sur la même borne, puis la plaque devant supporter le boîtier de pile, une rondelle et enfin l'écrou. Un des fils de la 2^e cosse est soudé sur la douille A et l'autre sur la douille F. Le fil Y du commutateur (voir plans 9 et 10) est soudé sur la douille C de même que le fil P du support de diode. Sur cette douille on soude également une extrémité d'une résistance ajustable de 10 000 ohms. Sur l'autre extrémité de cette résistance ajus-

table on soude le second fil de la 5 600 ohms venant de la galette avant du contacteur. Le fil X est soudé sur la douille F et le fil Z sur la douille E. On soude encore le fil R du support des diodes sur le commun G du contacteur, la résistance de 3 300 ohms sur une extrémité du potentiomètre.

On fixe le coupleur de pile sur son support et on soude le fil S sur la douille B et le fil T sur le curseur du potentiomètre.

On dispose la barrette de résistance comme le montre le plan 12. Elle est maintenue par la soudure du fil O sur la douille D et à l'autre extrémité par les 2 dernières cosses, la dernière étant soudée sur le fil restant du support de diode et l'avant-dernière sur la cosse de 6 serrée sur la borne + du microampèremètre — résistances 3 300 ohms, 33 000 ohms, 330 000 ohms, 560 000 ohms et 3,3 mégohms. On soude les fils K, L, M, N et les ohms sur les paillettes de la galette arrière.

Le câblage terminé, après une vérification attentive il ne reste plus qu'à placer les 4 diodes sur leur support en ayant soin de respecter leur polarité. Le sens de branchement est clairement indiqué sur le plan 11 et il ne semble pas qu'il y ait lieu d'insister. Le bouton flèche étant serré sur l'axe du contacteur dans la position voulue il ne reste plus qu'à procéder à l'étalonnage.

Etalonnage

Pour être précis l'étalonnage doit se faire par comparaisons avec un autre contrôleur qui peut par exemple être prêté par un ami.

Afin d'éviter la détérioration accidentelle du galvanomètre nous conseillons de mettre le commutateur sur la position 1 500 V. On branche le voltmètre étalon et celui à étalonner en parallèle sur un élément de pile 1,5 V en série avec un potentiomètre de 5 000 ohms utilisé en résistance variable. Pour cela on effectue le branchement de ce potentiomètre à l'aide d'une extrémité et du curseur. On positionne le curseur au maximum de résistance.

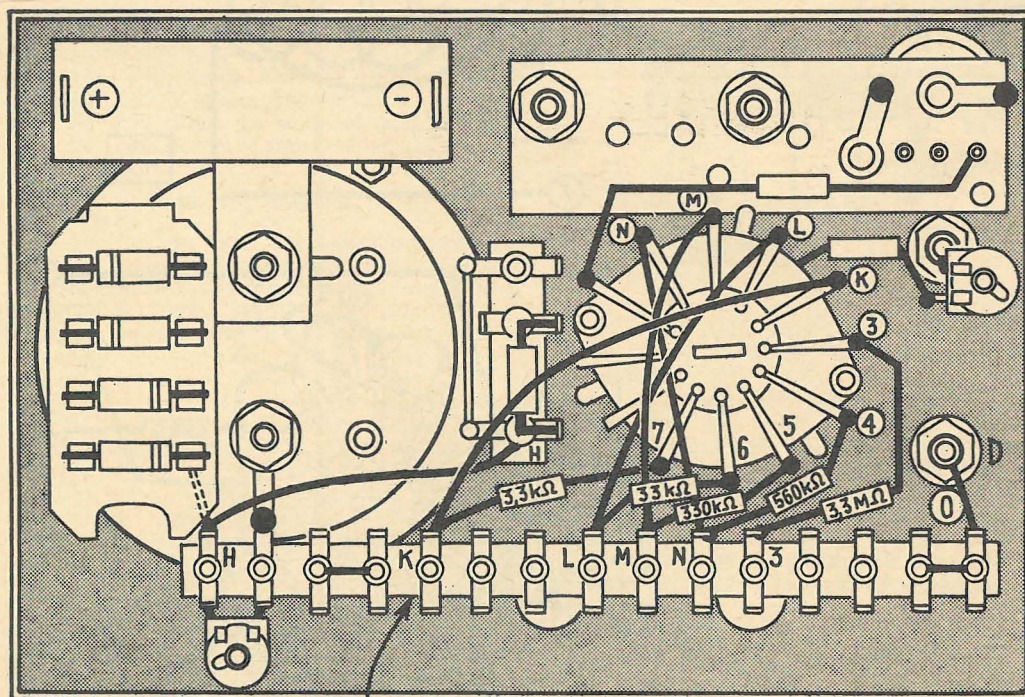
L'aiguille du microampèremètre ne doit pas dévier. On passe alors successivement sur les calibres 300 V, 150 V, 15 V puis enfin 1,5 V. Si tout est correct l'aiguille doit atteindre approximativement la fin de course. A l'aide du potentiomètre de 5 000 ohms utilisé en résistance variable on règle la déviation du contrôleur étalon à 1,5 V très exactement. On règle alors à l'aide d'un tournevis la résistance ajustable de 1 000 ohms située sur la barrette à résistance de manière à amener l'aiguille du contrôleur à étalonner en regard de la division 1,5 V.

Si on n'a pas de contrôleur pouvant servir d'étalon à sa disposition on peut quand même obtenir un réglage d'une précision suffisante de la façon suivante : on prend un élément de pile 1,5 V neuf et une ampoule standard de 3,5 V - 0,3 A. On branche cette ampoule sur la pile et on mesure la tension aux bornes de cet ensemble à l'aide du contrôleur à étalonner, ce dernier étant sur le calibre 1,5 V. On règle la résistance de 1 000 ohms jusqu'à obtenir la déviation totale.

Lorsque le contrôleur est étalonné sur le calibre 1,5 V, il l'est également sur les 5 gammes « continu ».

Pour l'étalonnage en alternatif on procède de la même façon, toujours sur la gamme 1,5 V en ajustant la résistance de 10 000 ohms soudée à la douille C. Cet étalonnage est valable pour les 4 gammes.

A. BARAT.



La Barrette est déjà câblée suivant la Fig.5.

Réaction négative et positive

par F. KLINGER

CHANGEURS DE FRÉQUENCE

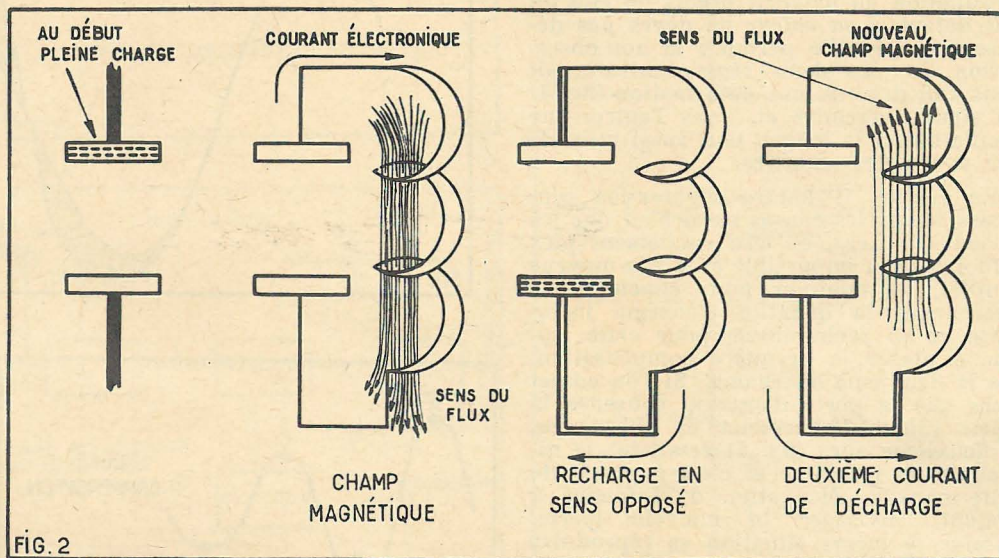
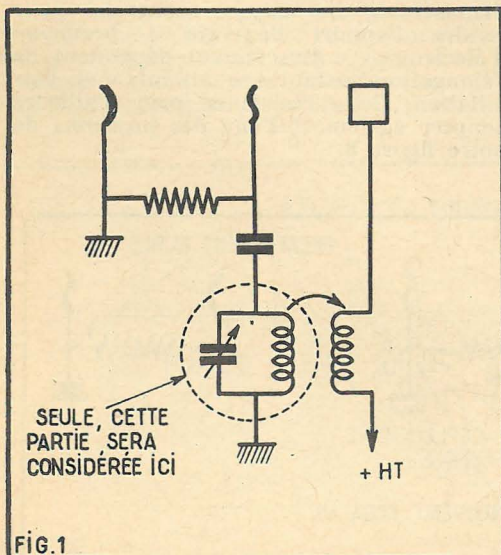
Il ne serait pas tout à fait exact d'attribuer à « négatif » et à « positif » la signification exacte que leur confèreraient les mathématiques : en matière de réaction on chercherait plutôt à exprimer par là si le signal, reporté à des fins de correction, atteint le signal à corriger, de façon à *s'ajouter* à lui ou, au contraire, à *s'en soustraire*.

Les contre-réactions vues jusqu'ici se rattachaient à cette dernière catégorie et de telles réactions négatives, ou contre-réactions, contribueront grandement à améliorer les qualités acoustiques des montages, ou encore à écarter tout danger d'entrée en oscillation spontanée. Ce qui serait un défaut, ici, sera, au contraire, recherché dans d'autres circonstances et la très grande majorité des oscillateurs électriques sera basée sur un report d'énergie en phase, donc à une réaction plutôt positive. Et nous voici donc à nouveau en plein dans notre sujet.

Oscillations entretenues

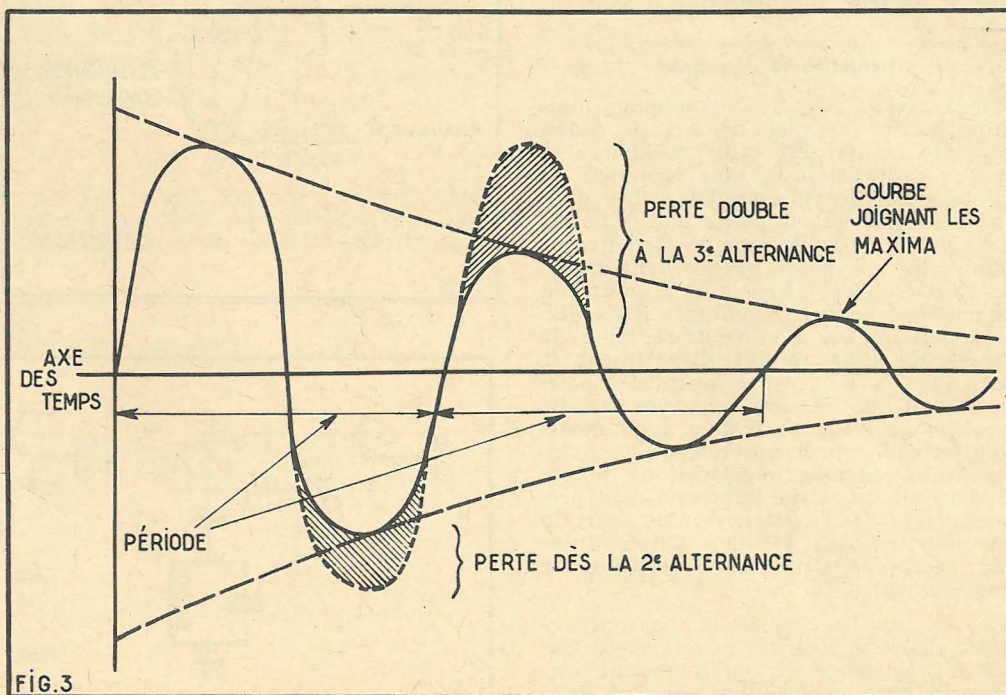
Il est classique d'assimiler les oscillateurs électriques à toutes sortes d'autres mouvements d'origine plutôt mécanique et en particulier au pendule, à certains instruments de musique ou encore à des lames de ressort maintenues serrées entre les machoires d'un étau. Si donc nous renonçons ici à détailler de telles comparaisons (pourtant parfaitement valables, puisque, par exemple, l'aspect général des formules de base présente de très sérieuses ressemblances dans ces divers cas) nous devons tout de même examiner, au moins, ce qui se passerait si notre réaction n'intervenait pas sérieusement.

Pour simplifier, nous envisageons un de ces simples circuits oscillants, sans faire



intervenir directement le tube dans lequel il pourrait s'insérer (fig. 1). Les phénomènes décrits nous serviront suffisamment pour la suite de nos commentaires. Si nous faisons débiter les événements au moment où le condensateur a emmagasiné le plus grand nombre d'électrons possible, la première cause de perte d'énergie sera constituée par le bobinage, dans lequel le condensateur d'énergie ira se dé-

charger (fig. 2-a). Cette perte, le bobinage la provoquera même par suite de deux causes différentes : d'une part, il cherchera à s'opposer au courant croissant qui voudra le traverser et, d'autre part, quelles que soient les précautions prises, les spires comporteront tout de même une certaine résistance ohmique et celle-ci provoquera l'inévitable perte par effet Joule.



Le champ magnétique ainsi constitué induira indirectement un courant qui provoquera la recharge de ce condensateur dont l'existence est inséparable d'un diélectrique plus ou moins parfait, d'où nouvelle perte et ainsi de suite jusqu'à épuisement de l'énergie initiale. De ce fait, s'il n'est ici pas certain que le courant de la décharge prenne bien une allure proche d'une sinusoïde, il est notoire que les maxima diminueront d'alternance en alternance (fig. 3) à moins qu'une cause extérieure ne vienne compenser ces pertes et ce, dès la première alternance.

Réaction positive

Des conditions posées à cette réaction nous connaissons déjà deux aspects : l'énergie ainsi fournie doit parvenir à l'oscillation au moment précis où elle lui fait défaut et sa valeur ne devra pas dépasser la quantité perdue ; la non-observation de ces deux règles entraînerait dans l'un des cas, une déformation (fig. 4) du signal engendré et, dans l'autre, une oscillation, à la longue tout aussi nuisible que des ondes amorties.

En réalité, il faudra séparer en plusieurs étapes les causes aussi bien que les remèdes. Il sera, en effet, nettement plus difficile sinon impossible avec des moyens simples, de modifier pour chacune des alternances la quantité d'énergie introduite et on recherchera, pour cette raison, à placer la première compensation, dès la deuxième alternance. Si l'on admet alors que la perte d'énergie conserve la même valeur d'alternance en alternance, la deuxième aura (fig. 5) re-atteint le niveau de la première et c'est à partir de cette nouvelle elongation qu'il faudra à présent, envisager la nouvelle perte. Comme la même situation se reproduira entre la troisième alternance compensée et la suivante, c'est effectivement de proche en proche que l'on retrouvera des elongations identiques, donc bien la forme de notre figure 4-a.

Notre définition du qualificatif « positif » de ces réactions semble donc se confirmer, puisque, manifestement, dans les alternances de rang pair c'est une tension négative qu'il faudra introduire : ce qui importe, bien plus que le signe absolu de ces potentiels, c'est leur valeur relative par rapport aux elongations atteintes, au moment de leur application.

Oscillation et détection

Une nouvelle fois, nous voudrions nous contenter de rappeler de ces procédés, tout juste ce qui est indispensable à la suite de notre exposé, sans vraiment en reprendre la théorie complète. Pour cela, la voie la plus courte passe par la bonne vieille détection-grille, que de mémoire de techniciens, on avait précisément qualifiée de détectrice « à réaction », mais son examen doit encore comporter deux étapes bien distinctes. Comme de coutume, la cathode du tube rejoint directement la masse (fig. 6) et au repos, ou plus exactement avant que l'oscillation ne se soit déclenchée, la grille se trouve à ce même potentiel qui représente pour elle, habituée à des tensions négatives, un potentiel déjà positif. Cela laisserait déjà présumer (fig. 6) l'existence d'un certain courant-grille, qui viendra automatiquement renforcer l'alternance positive du signal engendré.

Comme une partie de ce courant, au moins, sinon sa totalité, se referme à travers la résistance R, en y créant une chute de tension avec les polarités por-

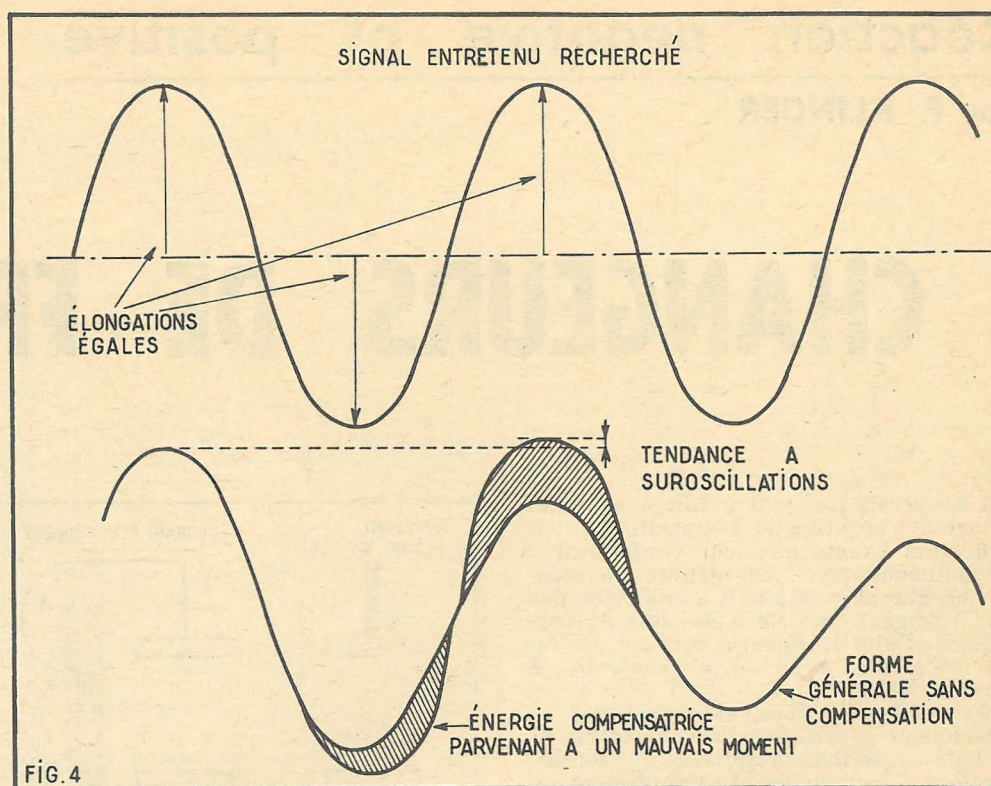


FIG. 4

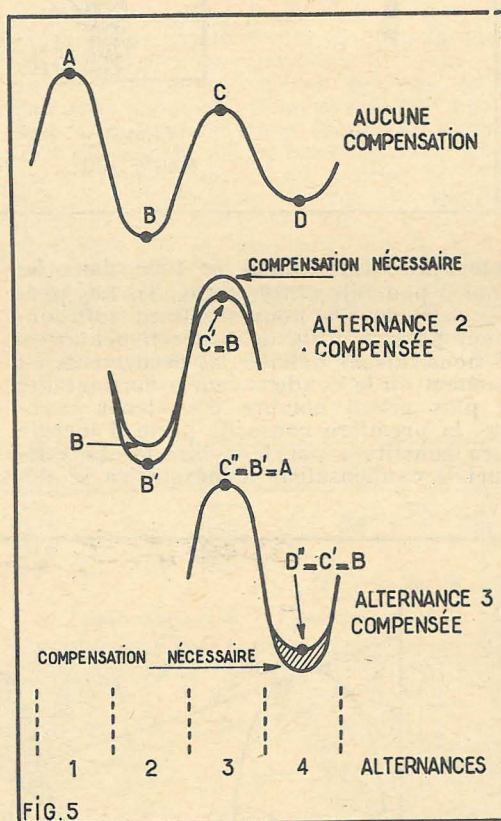


FIG. 5

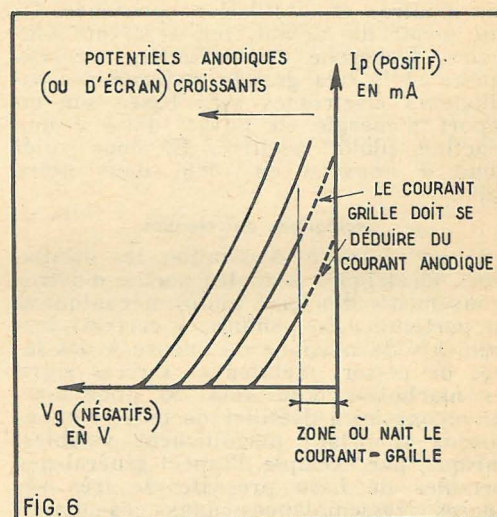


FIG. 6

tées sur notre figure 7, la grille deviendra paradoxalement d'autant plus négative qu'elle était précédemment plus positive. Par cette sorte d'auto-polarisation nous disposerons du moyen recherché pour rendre l'apport d'énergie — beaucoup d'électrons — directement dépendant de l'elongation instantanée atteinte par l'oscillation. Cette résistance peut d'ailleurs adopter également l'une des positions de notre figure 8.

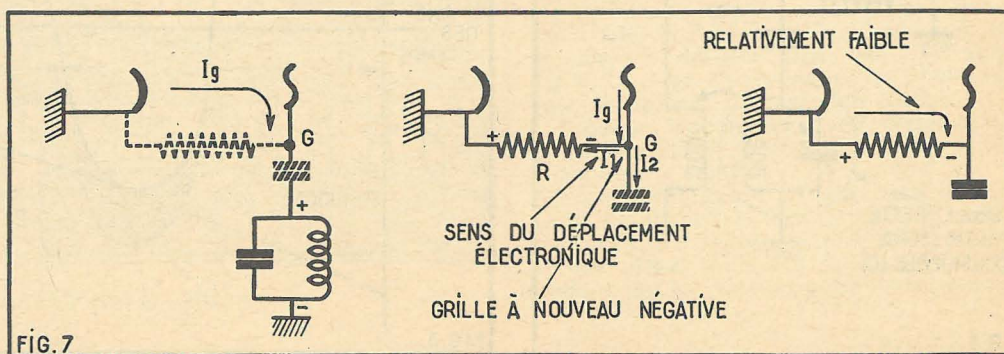


FIG. 7

Le superhétérodyne

De nos jours, il ne viendrait à l'esprit de personne de discuter les mérites et les avantages de ce type de montage par rapport à tous ceux qui ont précédé (amplification dite directe, détectrice plus ou moins à réaction, voire super-réaction) et, après quelques balbutiements du temps du 441 lignes et des fréquences d'émission relativement faibles, il a fait la conquête même de la télévision.

Sans aucune exception, qu'il s'agisse d'une lampe ou de deux, de triodes, de pentodes ou de transistors, on peut toujours y distinguer deux circuits bien différents quant à leur constitution et à leur rôle. Un étage (fig. 9), à la fois amplificateur et *mélangeur*, accordé sur la station à recevoir et un *oscillateur*, chargé de « ramener » le tout à la fréquence, dite moyenne... et cela nous ramène, une fois de plus, très directement, à notre réaction. Si chacun de ces circuits doit de toute évidence être traité comme nous venons de le voir à l'instant même, il se posera des problèmes tout à fait particuliers, dès que l'on recherchera le synchronisme parfait des deux circuits dans le but de vraiment trouver une résultante égale à la moyenne fréquence. Voyons à quoi tient, au fond, exactement le problème et pourquoi il semble, à première vue, impossible d'obtenir ce résultat quelle que soit la fréquence incidente ou encore quelle que soit la position correspondante de l'oscillateur.

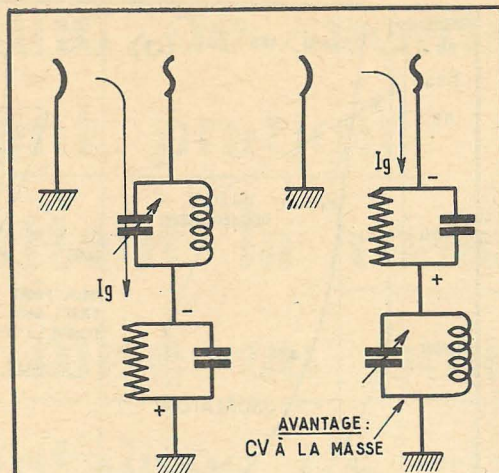
L'une de ces causes est réelle, précise et irréfutable, dans la formule :

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

qui a immortalisé Thomson et qui donne la fréquence de résonance d'un circuit dont on connaît self et capacité, ces deux derniers termes sont bien inclus sous un radical et la variation recherchée est loin de se présenter sous une forme linéaire (fig. 10).

Théoriquement, il semblerait que le deuxième facteur qui mène à un tel écart puisse être éliminé par une sorte de mécanique de précision : à chaque angle de variation du condensateur variable du circuit d'accord doit correspondre la même capacité pour le circuit oscillateur et nous ajouterons que cette situation devrait se retrouver d'angle en angle, que celui-ci se situe près de son *minimum* ou au contraire, du côté de son *maximum*.

Dans la pratique, cette coïncidence harmonieuse se trouve contre-carrée par toutes sortes de capacités — plutôt — parasites, dues à la longueur des connexions, à la proximité de certains organes avec la masse (fig. 11) et à la différence que présentent entre elles deux lampes portant la



2 MONTAGES ABSOLUMENT ÉQUIVALENTS

FIG. 8

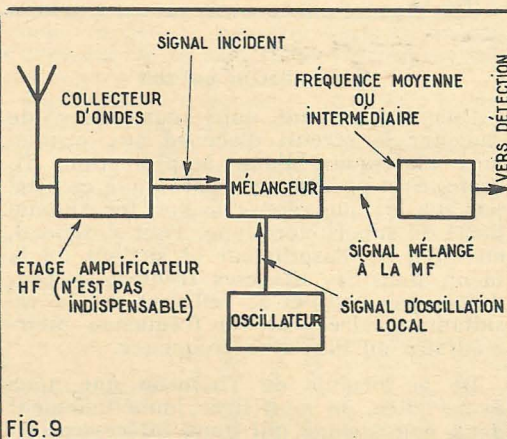


FIG. 9

même référence. Il n'est ainsi nullement présomptueux d'affirmer que seuls de vrais circuits imprimés pourront, à la rigueur, dispenser d'éléments d'alignement et quand nous précisons « vrai » c'est essentiellement, parce que nous croyons utile et indispensable d'y inclure les bobinages, sinon les capacités qui devront également être imprimées (fig. 12). Hélas, même à l'heure actuelle, ce n'est toujours qu'une exception et nous devons donc nous porter pendant quelque temps encore avec l'idée de la nécessité absolue de l'opération d'alignement.

Un circuit d'accord

Au lieu d'agir sur les systèmes, mis à notre disposition par fabricants et constructeurs, il nous semble intéressant de

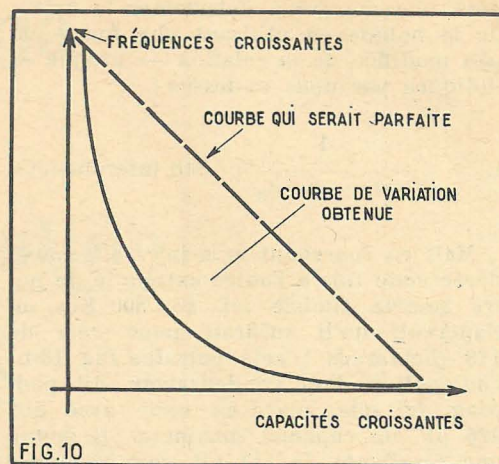


FIG. 10

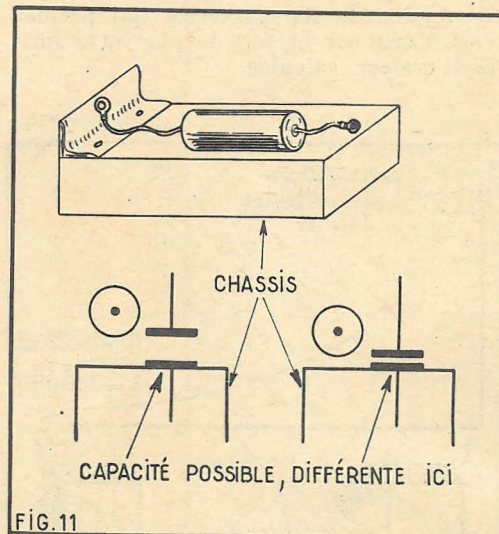


FIG. 11

démystifier les procédés qui peuvent mener rapidement et simplement à l'établissement des éléments de réglage, de ces éléments qui relèvent tout de même d'une haute précision ; en d'autres termes, puisque nous continuons à nous occuper de réaction et de divers déphasages, démontons le mécanisme assez élémentaire du calcul et de l'établissement de tels circuits.

Fixons-nous pour cela une gamme assez spéciale permettant de recevoir les émetteurs « petites ondes », pouvant aller de 800 à 1200 kilocycles et occupons-nous d'abord du circuit d'accord qui doit donc, lui, couvrir exactement la gamme fixée. Si, comme cela est à la fois logique et habituel, nous déplaçons les fréquences de résonance en agissant sur des capacités et en conservant ainsi un bobinage fixe, un tel condensateur variable devrait ainsi pouvoir passer d'un minimum à un maximum, tels que cet écart représente le carré du rapport des fréquences ou encore :

Capacité maximum

$$= \left(\frac{1200}{800} \right)^2 \times \text{capacité minimum} \\ = 2,25 \times C_{\min}$$

Comme celle-ci est de 50 pF, nous devrions atteindre 110 pF environ.

C'est encore en toute logique vers la capacité la plus faible (fig. 13-a) ou encore vers la fréquence la plus élevée, que

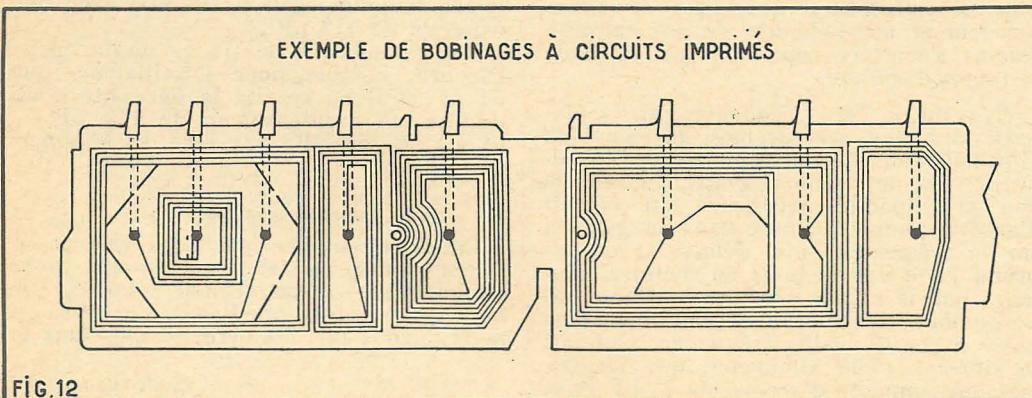
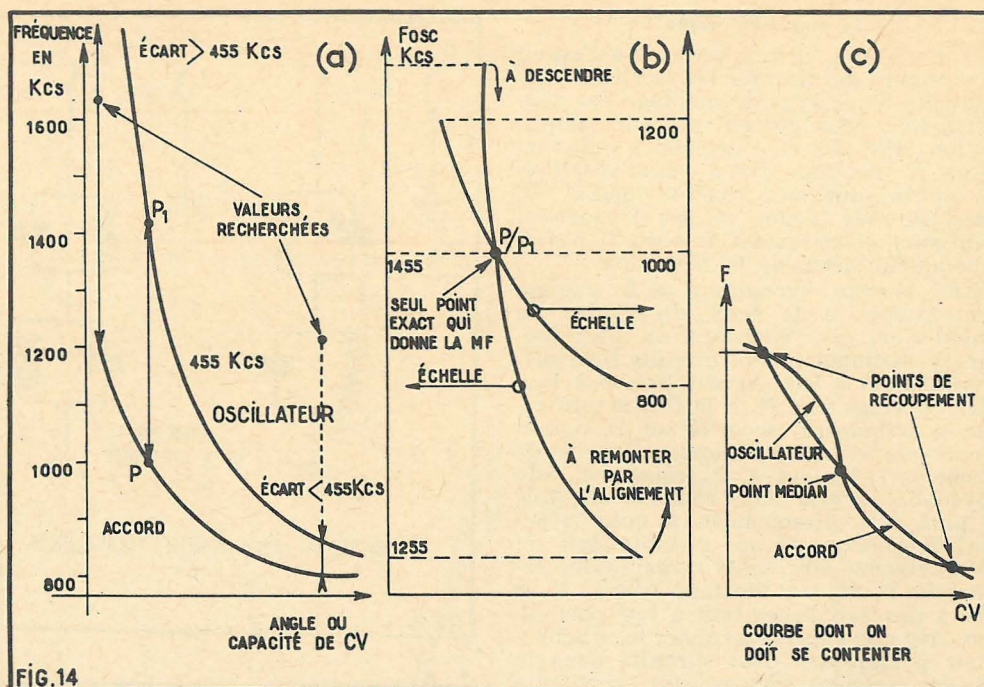
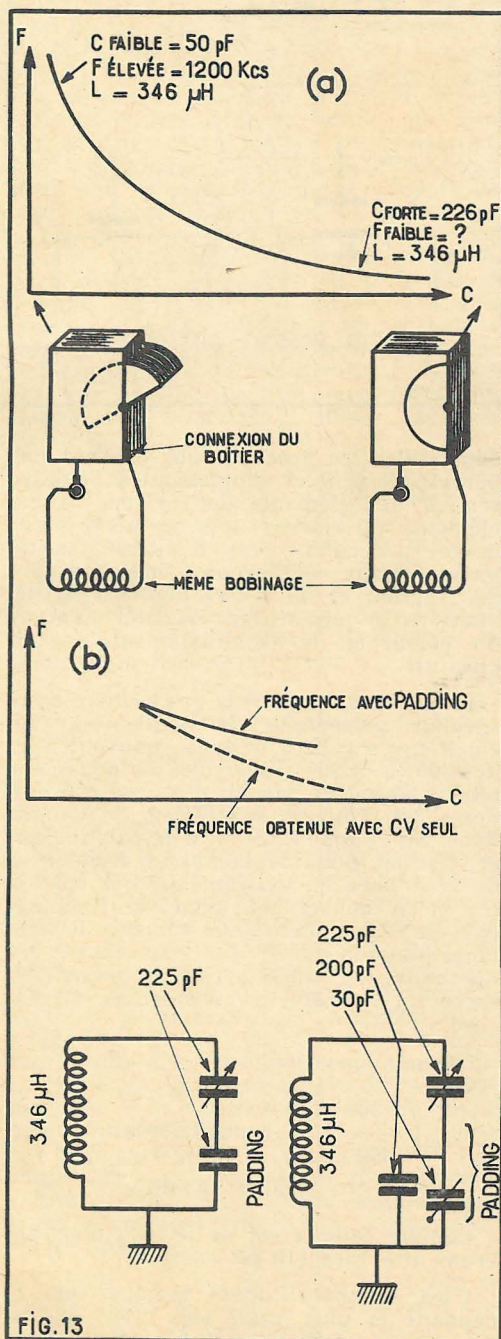


FIG. 12

nous chercherons à déterminer la valeur de la bobine en utilisant une forme un peu modifiée de la relation — unique — indiquée par nous ci-dessus :

$$L = \frac{1}{(2\pi F)^2 \times C \text{ min}} = 346 \text{ microhenrys.}$$

Mais en reprenant la même self, considérée cette fois à l'autre extrémité de notre gamme choisie ici, sur 800 Kcs, on s'aperçoit qu'il suffirait pour cela de 113 picofarads : cela entraîne (fig. 13-b) l'adjonction d'un condensateur, dit padding, tel que, placé en série avec nos 226 pF, de capacité maximum, il donne une résultante de 113 pF, soit la moitié de sa valeur propre ou encore 225 picofarads, dont une partie, au moins, réglable ; à moins de répartir le réglage entre un tel condensateur ajustable et un noyau en poudre de fer pulvérisé qui permettrait d'agir sur la self de part et d'autre de la valeur calculée.



Un oscillateur qui suit

Quand, plus haut, nous avons essayé de ramener le circuit d'accord aux problèmes classiques d'une amplification directe, c'est précisément parce que ce n'est pas sur lui que repose le bon fonctionnement du superhétérodyne. Tout y dépend, en effet, de l'oscillateur et surtout de la façon dont les diverses fréquences produites par celui-ci se reflètent sur la résultante désirée, sur la fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence.

De la formule de Thomson que nous avons citée, on peut tirer immédiatement deux conclusions qui nous intéressent au plus haut point : on ne pourra prévoir, d'office, de variation linéaire pour les fréquences de résonance de l'oscillateur et comme il en est de même pour le circuit d'accord, on ne pourra espérer obtenir, sans précautions, la coïncidence exacte sur la moyenne fréquence pour n'importe quelle position des deux oscillateurs (fig. 14-a). Ces précautions, nous les prendrons, mais en nous contentant, dès le début, d'un compromis qui, grâce à l'excellente qualité de la pièce détachée, fournie et employée, se révèle bien suffisant dans bon nombre d'applications pratiques, donc courantes.

Riche de cette expérience, on se contentera bien souvent de deux points de recoupement, donc d'alignement, situés près des deux extrémités de la courbe de variation (fig. 14-b) et c'est pour eux seuls que l'on recherchera un écart parfait de la M.F. par rapport à l'accord. On sous-entendra cependant une troisième fréquence « parfaite » qui, sans se situer exactement à mi-chemin de ces extrémités, ne s'écartera cependant pas trop de la région médiane.

C'est même cette fréquence qui, la plupart du temps, sert de base au calcul de la valeur selfique du bobinage de l'oscillateur : en un premier temps, on recherche la capacité nécessaire au circuit d'accord pour résonner, dans sa gamme, sur la fréquence ainsi définie et on reprend cette valeur pour en déduire, toujours par la même formule de Thomson, le nombre de microhenrys utiles. Dans notre exemple, cette fréquence pourrait se situer à 1 000 kilocycles, qui nécessitent une capacité d'accord de 72 pF et si

nous admettons une fréquence intermédiaire de 450 Kcs, le bobinage de l'oscillateur à déterminer devra correspondre à la fréquence de résonance de 1 450 Kcs avec une capacité de 72 pF : on trouve 165 microhenrys.

Une fois que les valeurs sont choisies — et, malgré les habitudes prises, on peut parfaitement en concevoir et en admettre d'autres — la détermination exacte des organes part de la triple idée, déjà exploitée partiellement à l'instant, pour l'oscillateur :

* Quelle est la capacité requise par le circuit de l'accord pour résonner sur l'une de ces fréquences ?

* En majorant cette fréquence de celle de la MF, quelle capacité totale et réelle exigerait l'oscillateur avec la self calculée précédemment ?

* En supposant — ce qui n'est pas obligatoirement toujours le cas — que les deux cages du condensateur variable sont identiques, surtout en ce qui concerne la loi de leur variation, comment modifier la quote-part du condensateur variable dans la capacité ainsi calculée, en tenant compte de la valeur atteinte par le circuit d'accord ?

Fixons-nous un premier point d'alignement de 1 150 Kcs, donc un peu inférieur au maximum de cette gamme et reprenons chacune des étapes tout juste énoncées :

* Cette fréquence sera atteinte (avec les 346 µH déterminés) avec un CV-accord égal à 54 pF.

* L'oscillateur devrait se présenter alors à une fréquence de 1 150 + 450 = 1 600 kilocycles que l'on obtiendra (self-oscillateur toujours égale à 165 µH) avec une capacité de 112 pF ;

* à ce moment, le CV ne donne, pour l'accord, comme pour l'oscillateur, que 54 pF et il en résulte la nécessité d'ajouter un condensateur de 112 pF — 54 pF = 58 pF, qui sera le trimmer-oscillateur.

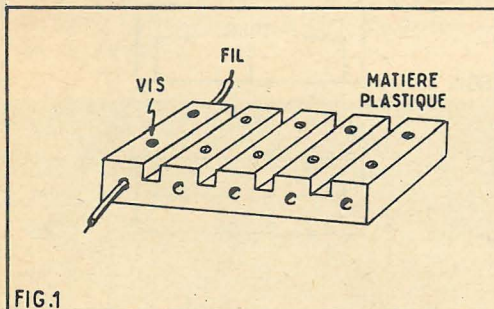
Superposition parfaite

Le calcul simple que nous venons de faire, repose, en fait, sur un seul point d'alignement effectivement choisi : le troisième point, médian, n'existera — nous l'avons fait ressortir — que dans la

(Suite page 63)

Un banc de montage vraiment pratique permettant la réalisation et la mise au point de centaines de circuits à transistors

Un véritable amateur passionné d'électronique ne se contente jamais de réaliser servilement les montages qu'on lui propose. Il les adapte, les modifie, les triture et cherche à créer des réalisations personnelles. Il a des idées qu'il essaie de mettre en pratique et passe une moitié de son temps à réfléchir et à calculer et une autre la pince et le fer à souder dans les mains, devant son établi. Or si souder est facile, dessouder est souvent plus délicat et fait perdre du temps. Pour aller plus vite, l'amateur se contente souvent de torsader des liaisons qui ne demandent qu'à se défaire. Ayant trop longtemps subi ces avaries, je me suis, un jour, décidé à me construire un banc de « montages à l'essai » pratique et peu coûteux. L'idée « géniale » (?) de base m'a été fournie par la vue de ces barrettes de « sucres » que les électriciens utilisent pour effectuer leurs raccords, sans souder ni toile isolante. Comme j'ignore si dans tous les pays de langue française où se lit « Radio-Plans » cet accessoire s'appelle toujours des sucres, je vous en donne un petit croquis (fig. 1). Une



barrette est formée de plusieurs « sucres » qui n'ont pas été séparés. Un sucre est formé de deux petits blocs de matière moulée (plus ou moins souple) dans lesquelles passent deux buselures munies sur le côté de deux vis. On introduit un fil d'un côté, on serre la vis, on introduit un autre fil de l'autre côté, on serre la deuxième vis et on obtient ainsi un excellent raccord.

En garnissant l'arrière d'un panneau de contreplaqué de toutes sortes d'accessoires utiles (résistances, condensateurs, etc., etc.) et en reliant tous ces accessoires à des « sucres » fixés sur l'avant du panneau, on peut connecter tous ces accessoires les uns aux autres sans avoir besoin d'autres outils qu'un tournevis et des petits morceaux de fil.

Le problème des liaisons étant résolu, il reste à savoir quels sont les accessoires utiles à

monter derrière le panneau. Quelques années d'utilisation de ce banc de montage m'ont fait concevoir le schéma ci-contre (fig. 2).

Condensateurs variables. — CV₁, CV₂ : 2 condensateurs variables « à air » de 490 pF montés sur un aser unique ; CV₃, CV₄ : 2 condensateurs au mica de 0,5 nF (500 pF).

Condensateurs fixes. — C₁ : 0,1 MF ; C₂ : 0,1 MF ; C₃ : 0,1 MF ; C₄ : 10 MF ; C₅ : 64 MF ; C₆ : 200 MF ; C₇ : 200 MF.

Potentiomètres. — Pot₁ : 100 Ω (bobiné) ; Pot₂ : 1 KΩ (bobiné) ; Pot₃ : 5 KΩ (bobiné) ; Pot₄ : 10 KΩ (bobiné) ; Pot₅ : 50 KΩ (bobiné) ; Pot₆ : 250 KΩ (bobiné) ; Pot₇ : 500 KΩ (bobiné) ; Pot₈ : 1 KΩ (bobiné).

Résistances fixes (0,5 w). — R₁ : 10 Ω ; R₂ : 50 Ω ; R₃ : 100 Ω ; R₄ : 500 Ω ; R₅ : 1 KΩ ; R₆ : 5 KΩ ; R₇ : 10 KΩ ; R₈ : 50 KΩ ; R₉ : 100 KΩ ; R₁₀ : 500 KΩ ; R₁₁ : 1 MΩ ; R₁₂ : 2,2 MΩ.

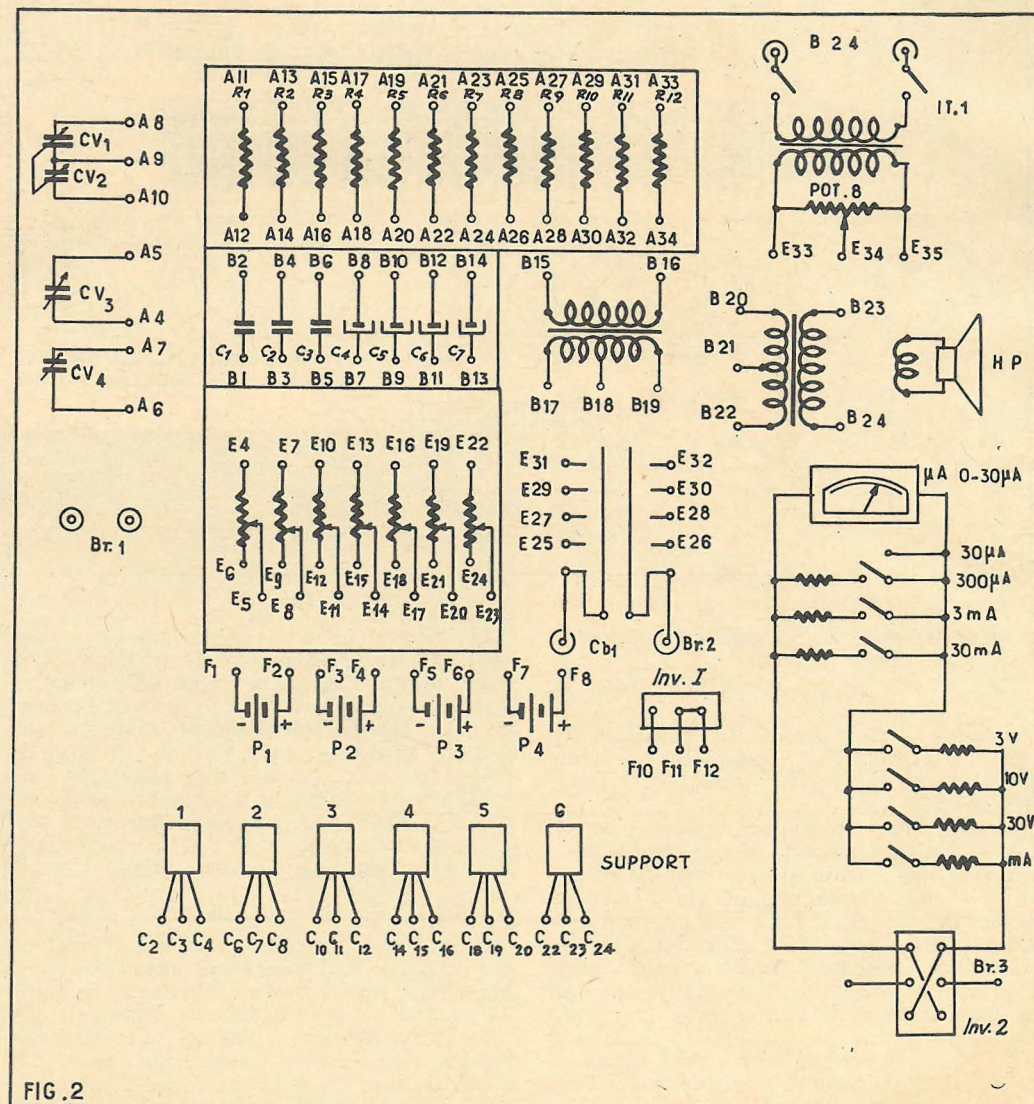
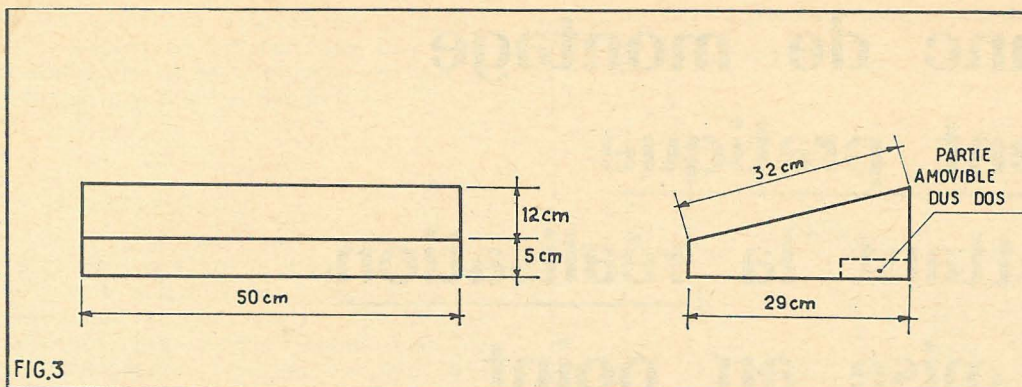


FIG. 2



V alt). Les trois bornes de ce potentiomètre sont réunies aux derniers connecteurs de la barrette D (D_{33} , D_{34} et D_{35}). Le pot peut être directement gradué en volts. On dispose ainsi d'une tension alternative ajustable entre 0 et 8 V, ce qui est parfois très utile lors de la mise au point d'un circuit.

Réalisation pratique

Le montage est tellement simple qu'il est inutile de donner un plan de câblage. Il suffit de suivre le schéma et de relier chaque composant aux bornes correspondantes des connecteurs.

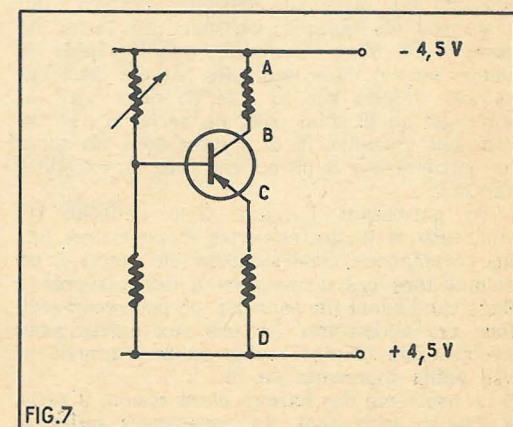
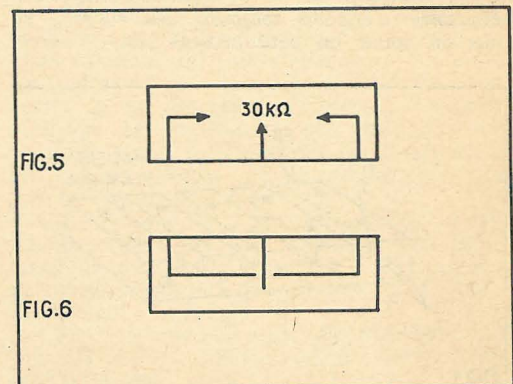
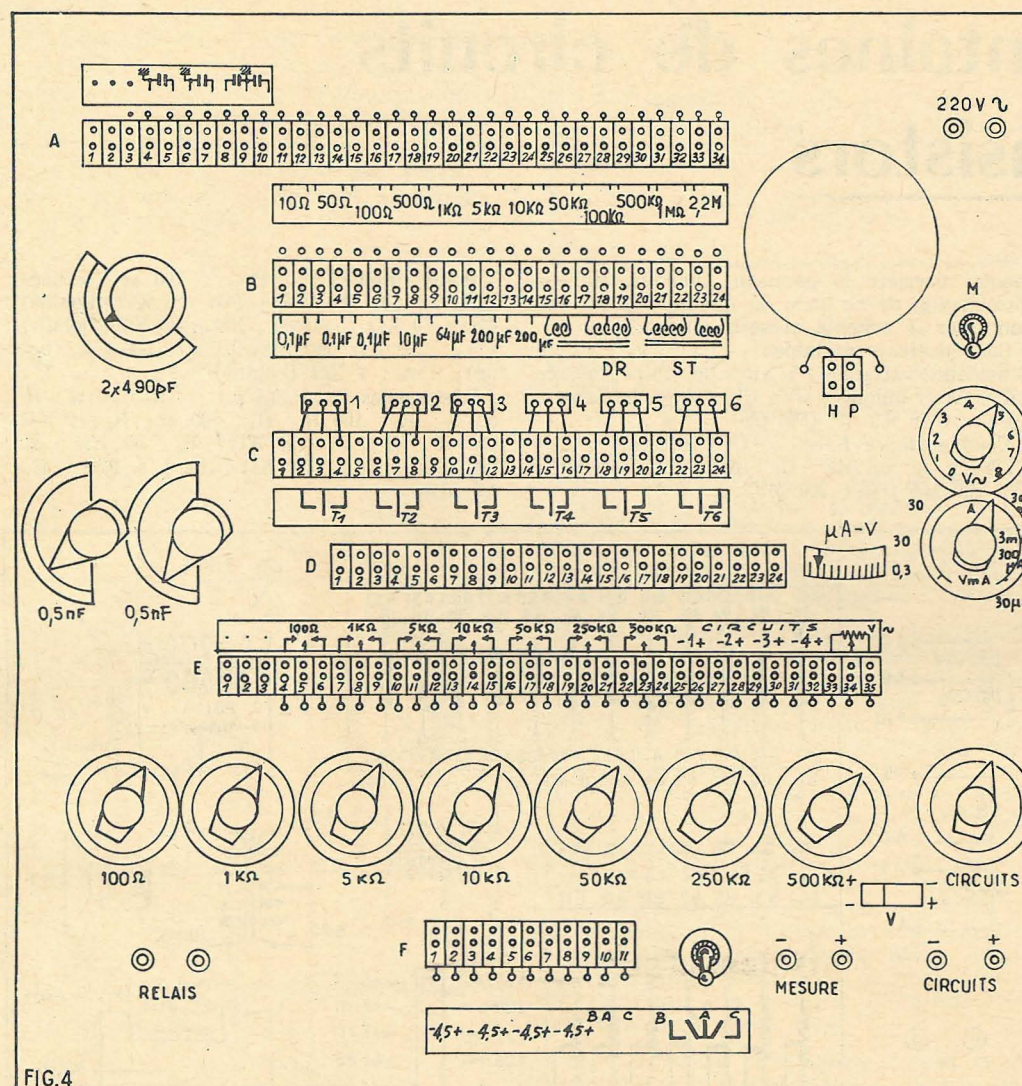
Le circuit « CIRCUITS »

Celui-ci est formé de 8 connecteurs marqués — 1 + — 2 + — 3 + — 4 +, des deux bornes marquées « cuircuit » (à droite, tout en bas du panneau) et du combinateur y afférent. Celui-ci relie, suivant la position sur laquelle il se trouve, ces deux bornes soit aux connecteurs — 1 +, soit aux connecteurs — 2 +, etc. Ce système permet soit d'établir des prises pour mesures à différents endroits du montage, sans devoir utiliser de fils volants, soit d'introduire un élément étranger entre différents points du montage à l'essai. Voici un exemple d'utilisation de ce circuit. Le montage à l'étude est représenté par le schéma figure 7. En effectuant les liaisons suivantes on peut mesurer les tensions AB ; BC ou CD. A connecté à — 1 ; B connecté à + 1 ; B connecté à — 2 ; C connecté à + 2 ; C connecté à — 3 ; D connecté à + 3.

Bornes ext. « circuit » reliées aux bornes « mesure ». Sélecteur de sensibilité sur la position 3 V. En mettant le sélecteur de « circuits » sur 1 on mesure la tension AB, en le mettant sur 2 on mesure la tension BC et en le mettant sur 3 on mesure la tension CD. Ces trois mesures peuvent donc se faire sans toucher au montage.

Le circuit « mesure »

Le circuit mesure est constitué d'un micro-ampèremètre sensible (0-50 μA par exemple) et d'un combinateur V-mA qui intercale dans le circuit soit des résistances en parallèle soit



Combinateurs. — Cb_1 : 2 gallettes, 5 positions ; Cb_2 : 2 gallettes, 9 positions.

Piles. — P_1 , P_2 , P_3 , P_4 : 4 piles plates de 4,5 V.

Transfos. — T_1 : transfo BF miniature (de 1 OC71 à 2 OC72) ; T_2 : transfo BF miniature de 2 OC72 au H.P.) ; T_3 : transfo de sonnerie (110-220 et 5-8 V).

Divers. — It : interrupteur bipolaire ; Sup. 1, 2, 3, 4, 5 et 6 : 6 supports de transistor ; Inv_1 : inverseur monopolaire avec position de repos ; Inv_2 : inverseur bipolaire ; μA : micro-ampère-mètre ; Br_1 , Br_2 , Br_3 , Br_4 : 2 x 4 grosses bornes isolées ; HP : haut-parleur miniature.

Tous ces éléments trouvent aisément place dans une caissette en contreplaqué (pylex) dont les dimensions sont données dans le croquis (fig. 3).

P : logement réservé aux 4 piles plates de 4,5 V (3 cm de haut et 8 cm de profondeur) fermé par un dos amovible.

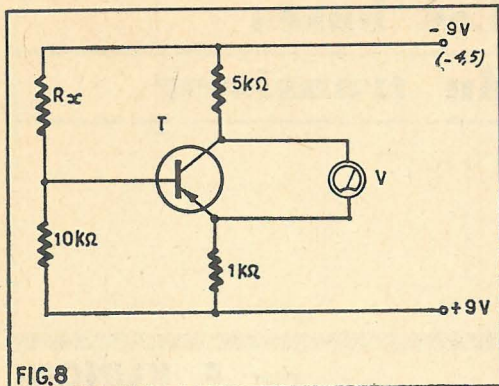
Le croquis n° 4 donne la disposition des éléments sur le panneau « de travail » et la photo montre l'aspect de l'appareil terminé.

Chaque connecteur porte lisiblement l'indication de l'élément qui y aboutit. Ainsi les connecteurs marqués comme l'indique la figure 5, aboutissent aux 3 bornes d'un pot de 50 K Ω , ceux marqués comme à la figure 6, aboutissent aux trois sorties d'un support de transistor, etc.

Certaines dispositions un peu spéciales méritent d'être examinées de plus près.

Circuit volts alternatifs

Deux grosses bornes isolées Br_1 (marquées 110 ou 220 V alt.) permettent lorsqu'elles sont alimentées par le secteur alternatif, de faire fonctionner un transfo dit « de sonnerie ». Un interrupteur bipolaire I_1 (marqué M et A) coupe ou met en circuit le primaire du transfo. Le secondaire qui délivre entre 5 et 8 V alimente le potentiomètre bobiné P_2 de 1 K Ω (marqué



des résistances en série. Le micro-ampèremètre que j'utilise provient d'une ancienne cellule photo-électrique (posemètre) Zeiss. Il donne une déviation totale pour 30 μ A et possède une échelle logarithmique, ce qui est bien pratique. L'inverseur $\mp$ V $\pm$ permet d'inverser la polarité des bornes extérieures « mesure ». Les valeurs de résistances à mettre en parallèle et en série dépendent de la résistance interne de l'appareil de mesure. Il est donc impossible de les indiquer ici.

Les relais

De nombreux connecteurs ne sont pas réunis à un élément déterminé. Leurs deux bornes sont libres. Ils servent de « relais » aux connexions, ainsi que les deux grosses bornes marquées « relais » (en bas à gauche du panneau avant).

Utilisation pratique

Il est impossible de passer en revue les centaines d'essais qui peuvent être réalisés sur ce banc. Aussi, et seulement à titre d'exemples, voici quelques réalisations pratiques.

Premier exemple

Dans ce premier exemple nous donnerons en détail toute la marche à suivre.

Voici le problème : quel valeur faut-il donner à Ra pour qu'un transistor monté suivant le schéma ci-contre, présente une différence de potentiel de 3 V entre émetteur et collecteur ? Que devient cette différence de potentiel quand la tension de la pile baisse à 4,5 V.

Montage à réaliser pratiquement (figure 9)

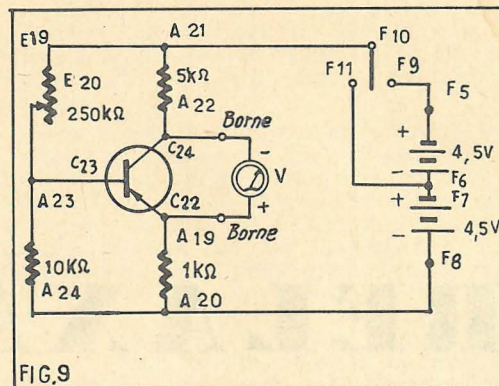
Rx sera un pot monté en résistance variable (250 K Ω). Le montage sera donc conforme au schéma suivant :

Pour réaliser pratiquement ce schéma il faut relier les connecteurs suivants : F₆ à F₇ et F₁₁ ; F₈ à A₂₀ et A₂₄ ; F₅ à F₉ ; F₁₀ à A₂₁ et E₁₉ ; E₂₀ à A₂₃ et C₂₃ ; A₂₂ à C₂₄ ; A₂₁ à borne « mesure » - ; A₁₉ à C₂₂ ; C₂₂ à borne « mesure » +.

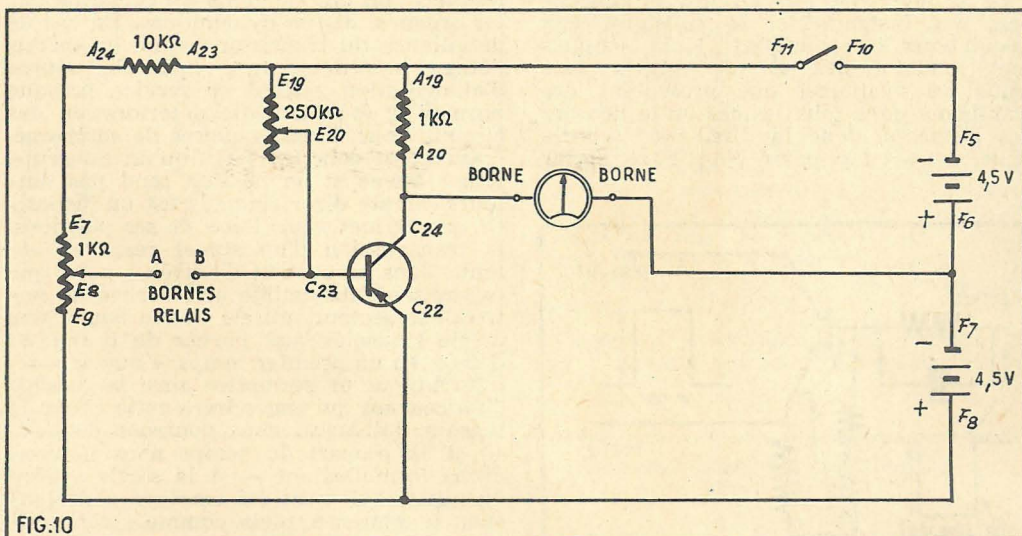
Soit au total 13 fils à placer, ce qui demande 5 minutes au maximum.

Voici la suite des opérations :

- 1) S'assurer que l'inverseur F₁₀ est au repos (position centrale).
- 2) S'assurer que le pot de 250 K Ω est au maximum (ceci afin d'éviter de mettre directement la base du transistor au - 9 V).
- 3) Introduire le transistor dans le support n° 6 (point rouge à droite).
- 4) Mettre le « combinateur » de sensibilité sur la position 30 V.
- 5) Abaisser l'inverseur F₁₀ vers la gauche (position B). Le montage est alors alimenté en 9 V.
- 6) Tourner le pot de 250 K Ω vers la gauche (min) jusqu'à ce que le voltmètre indique 3 V.



(10) Lire sur le cadran du pot de 250 K Ω la résistance intercalée (si le cadran est étalonné) si le cadran n'est pas étalonné, enlever les connexions E₁₉, A₂₁ et E₂₀, A₂₃, C₂₃ et mesurer



7) Passer sur la sensibilité 3 V en tournant le combinateur de l'appareil de mesure vers la gauche.

8) Ajuster le pot de 250 K Ω pour obtenir exactement ces 3 volts.

(9) Abaisser l'inverseur F₁₀ vers la droite (4,5 V). Lire sur le voltmètre la nouvelle tension entre émetteur et collecteur.

la résistance inconnue à l'ohmmètre (entre E₁₉ et E₂₀).

L'essai est terminé. Il a fallu plus de temps pour le décrire que pour le réaliser pratiquement.

(11) Enlever toutes les connexions et conserver soigneusement tous les fils. Ils resserviront.

Deuxième exemple (fig. 10)

Au cours d'un essai vous avez besoin d'un indicateur très sensible de « zéro ». Il est possible de réaliser cet interrupteur en quelques minutes en suivant le schéma ci-contre. (Notez que cet indicateur n'est pas stable dans le temps, car trop sensible à la température.)

Nous allons réaliser le schéma ci-contre :

Cette réalisation demande, en plus du « banc » un transistor quelconque (genre OC70, 71 ou 72).

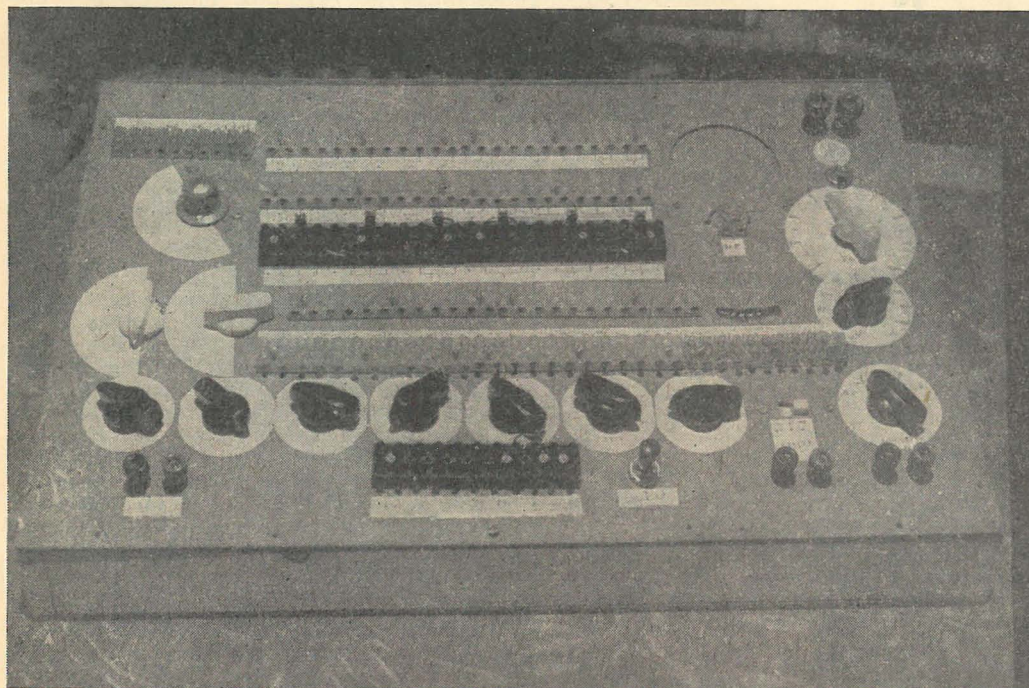
Câblage. — F₈ à C₂₂ et E₉ ; F₇ à F₆ et à B mesure (-) ; F₅ à F₁₀ ; F₁₁ à A₁₉, E₁₉ et A₂₃ ; E₈ à « B » relais ; E₂₀ à C₂₃ et B relais ; A₂₀ à C₂₄ et B mesure (+) ; A₂₄ à E₇.

Quatorze fils à placer et le montage est terminé.

Mise au point

- 1) S'assurer : a) que F₁₀ est en position verticale (alimentation coupée) ; b) que le pot de 250 K Ω est au maximum. c) que l'appareil de mesure est sur 30 V.
- 2) Introduire le transistor dans le support n° 6 (collecteur à droite).
- 3) Abaisser F₁₀ vers la droite (position C). Le voltmètre dévie légèrement. S'il dévie dans le « mauvais » sens, changer l'inverseur Inv₂ de place (le pousser à gauche s'il était à droite ou vice versa).
- 4) Régler pot 250 K Ω pour lire 0 V sur le voltmètre.

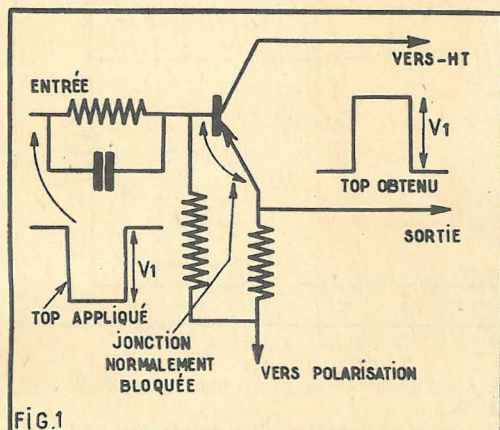
(Suite page 66)



RELAXATEURS

par F. KLINGER

De la télévision aux circuits impulsioneels, des instrumentés de musique aux calculateurs électroniques, leurs emplois sont innombrables et on conçoit sans peine les avantages que présentent des transistors dans tous les cas où le nombre des éléments, donc la dissipation calorifique, passe en premier plan. Sans parler



du fait que, de façon générale, même lorsque les circuits sont équipés en lampes à vide, celles-ci sont du type triode et se laissent donc assez facilement remplacer par des semi-conducteurs.

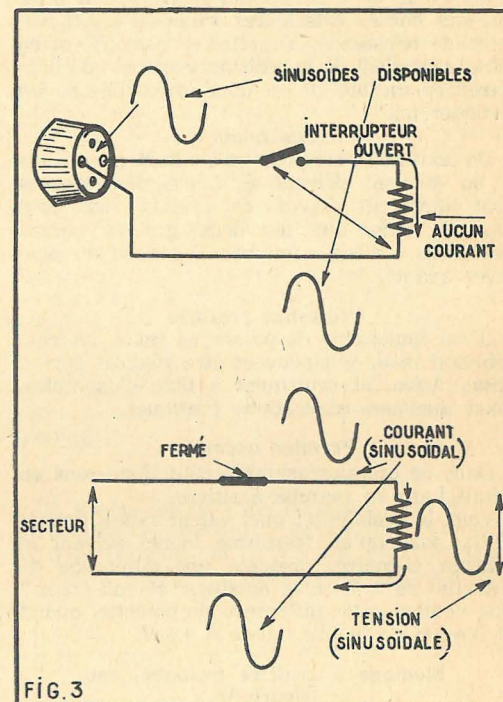
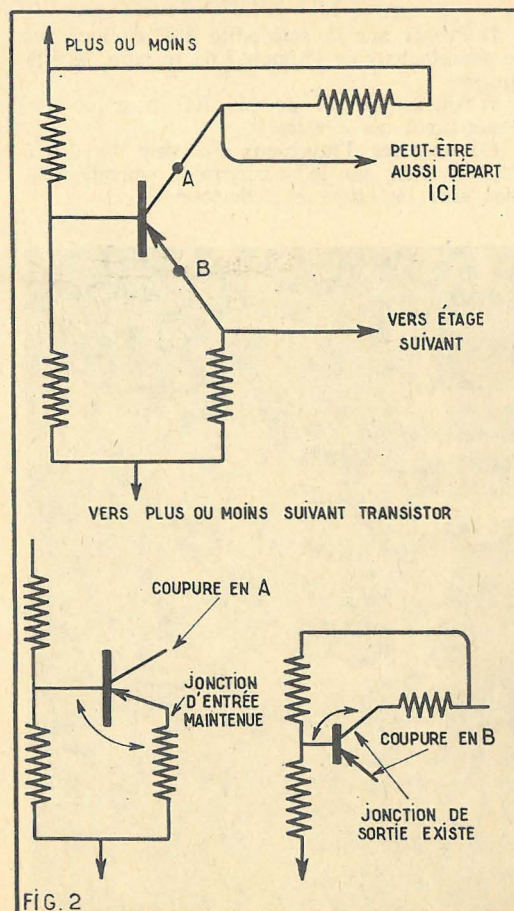
Interrupteurs

Nous avons déjà suffisamment détaillé les problèmes que les impulsions posent aux transistors, tant pour les temps de transit que pour la dissipation des puissances engendrées, et nous croyons pouvoir nous contenter ici du seul aspect pratique des montages. C'est effectivement à un interrupteur que l'on peut comparer la fonction la plus simple, dans laquelle l'étage tout entier ne devra devenir conducteur que dans certaines conditions (figure 1) qui peuvent se situer au-dessus ou en-dessous d'un certain niveau ou même réagir à « tout-ou-rien ». La polarisation normale de la base est au repos tel qu'aucun courant n'y circule; il en résulte autant une grande économie d'exploitation qu'une grande sécurité de fonctionnement; dans des dispositifs avertisseurs on ne risquera pas de se trouver devant une pile déchargée juste au moment où l'on ferait appel à ce dispositif.

Il pourrait sembler que tout système qui permettrait d'atteindre cette position de cut-off présente les mêmes qualités et pourtant on préfère souvent, contre toute attente, les montages à ponts (fig. 2), dans

lesquels l'un des éléments est constitué par les organes, disons dynamiques. En cas de défaillance du transistor-switch lui-même, l'étage précédent, donc aussi la source d'alimentation restent en service presque normal et évitent toute détérioration des circuits pour diverses causes de surcharge.

Qu'est-ce donc, au fond, qu'un interrupteur? Même si on ne s'en rend pas toujours compte directement, c'est un dispositif qui permet, dans l'une de ses positions, la transmission d'un signal resté en attente dans sa section d'entrée: pour que la sinusoïde disponible aux bornes de notre prise-secteur murale donne lieu à une même sinusoïde aux bornes de R (fig. 3) il faut, en un premier temps, « ouvrir » cet interrupteur et permettre ainsi le passage d'un courant qui engendrera cette chute de tension. Ici aussi, nous pourrions disposer — et la plupart du temps nous le voudrions formellement — à la sortie encore du signal qui avait été employé à déclencher le système, mais comme, bien sou-



vent, il ne s'agira pas seulement de le mettre en route, mais également d'en exploiter les résultats, on attachera une grande importance au sens des signaux obtenus (fig. 4-a). Par l'association, dite complémentaire, de deux transistors (figure 4-b) on sera tiré d'embarras dans tous les cas, puisqu'en créant une sorte de point-milieu, tant à l'entrée qu'à la sortie, on trouvera au-dessus de cette ligne de référence des elongations égales qu'il suffira de sélectionner suivant l'utilisation ultérieure.

Flip-Flop

Dans le montage à transistors unique, déjà, on pouvait remarquer, d'abord, la présence d'un potentiel fixe sur l'émetteur et, ensuite, d'un potentiel fortement négatif, alors qu'il est d'usage, dans les montages à émetteur commun (fig. 5), de considérer plutôt des potentiels positifs pour cette dernière électrode. C'est en cela précisément que réside, dans ce genre de montage, la servitude dont on désire se libérer par l'emploi de circuits bi-stables, du type multivibrateur, dit encore flip-flop, de façon fort imagée.

Aux montages « cathode-follower » on attache la triple propriété (fig. 6) d'inverser la phase d'un signal, de restituer celui-ci en basse impédance et de ne lui confé-

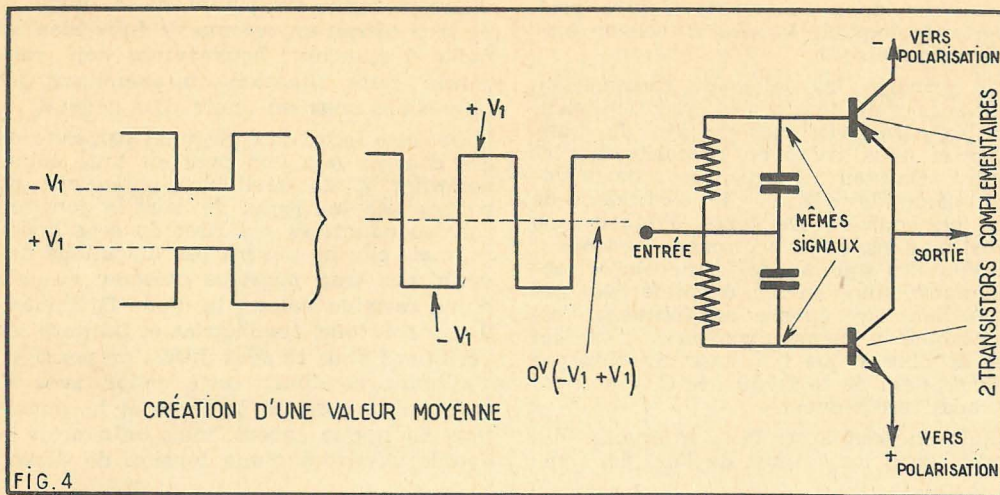


FIG. 4

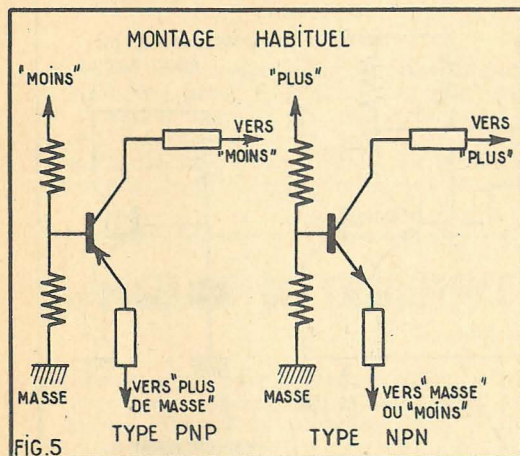


FIG. 5

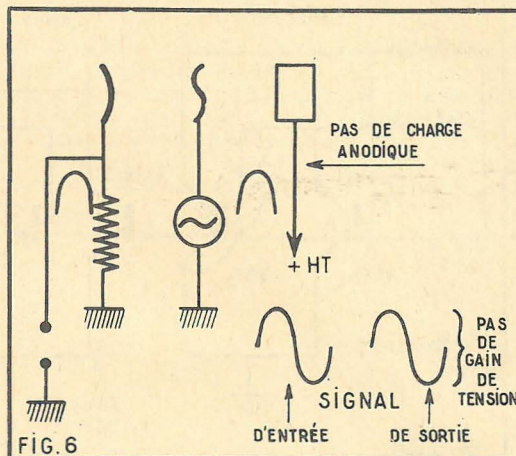


FIG. 6

rer aucun gain supplémentaire. Dans un flip-flop, nous les retrouverons pratiquement toutes, mais plutôt à tour de rôle pour chacune des sections : l'une sera bloquée, pendant que l'autre conduit, avec inversion de la situation, dès qu'un signal convenable est appliqué au circuit convenable.

Au moment où (point de départ choisi ici arbitrairement pour faire débiter notre observation) le courant du collecteur du transistor T_1 diminue légèrement (figure 7-a) le potentiel propre du collecteur, relié normalement au pôle négatif, se dirigera, lui aussi, vers les valeurs *plus* négatives : c'est dans cette particularité

que réside le rôle très spécial joué par le transistor par rapport aux lampes normales dont les anodes rejoignent plutôt la sortie positive de l'alimentation en haute tension.

Cette variation de potentiel, il faudra la faire agir maintenant sur le deuxième transistor associé et c'est à travers l'ensemble R_1/C_1 (fig. 7-b) que s'effectuera ce transfert. Le rôle de C_1 serait des plus simples et aussi des plus classiques, si ce condensateur était placé normalement en liaison entre les deux électrodes intéressées. Or, il est shunté par une résistance, ou — ce qui revient au même — il shunte celle-ci ; dans les deux cas, il en résulte une constante de temps qui interviendra directement sur la durée de la transmission des signaux et, indirectement, sur les fréquences de répétition admissibles.

Admettons donc, comme cela est on ne peut plus logique, que les valeurs des organes ont été déterminées avec discernement et qu'elles sont bien adaptées à la rapidité des phénomènes et contentons-nous de constater, d'abord, que cette variation du potentiel du premier collecteur se transmettra à la base suivante, *ensuite* que celle-ci répercutera, à son tour, dans son propre collecteur assez sérieusement amplifié et que, *enfin*, cette électrode-ci, reliée à la première base, poursuit le cycle. Elle le poursuivra, en réalité, seulement jusqu'au moment où l'un des deux transistors cesse de pouvoir jouer ce rôle d'amplificateur « à réaction », parce qu'il atteint l'une ou l'autre de ses limites : la saturation ou le cut-off.

Chacun de ces états met évidemment fin aux variations qui pourront cependant à

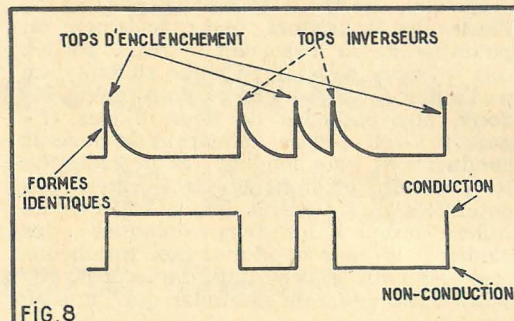


FIG. 8

nouveau entamer le mouvement pour peu qu'une cause *extérieure* entraîne à nouveau une diminution du courant du premier collecteur et nous ramène à la situation que nous avons admise comme premier point de départ.

Signaux de commande

Cette situation débutait par une diminution du courant-collecteur et, pour le provoquer à nouveau, il suffira d'appliquer à l'une des bases une impulsion positive, mais ce n'est pas seulement son *signe* qui est déterminant pour le changement d'état du flip-flop. Elle devra surtout *durer* assez longtemps, car, d'une part, la répercussion sur le collecteur risque de durer un certain temps (fig. 8) : un temps court, très court, en valeur absolue, certes, mais, néanmoins, trop grand par rapport à l'intervalle du temps qui nous sépare de l'impulsion suivante ; d'autre part, le cycle de ré-enclenchement ne prendra fin qu'avec l'inversion du signe à la deuxième base et cette opération exige, à son tour, un certain délai.

Il serait désastreux de voir les deux signaux se chevaucher, désastre qui consis-

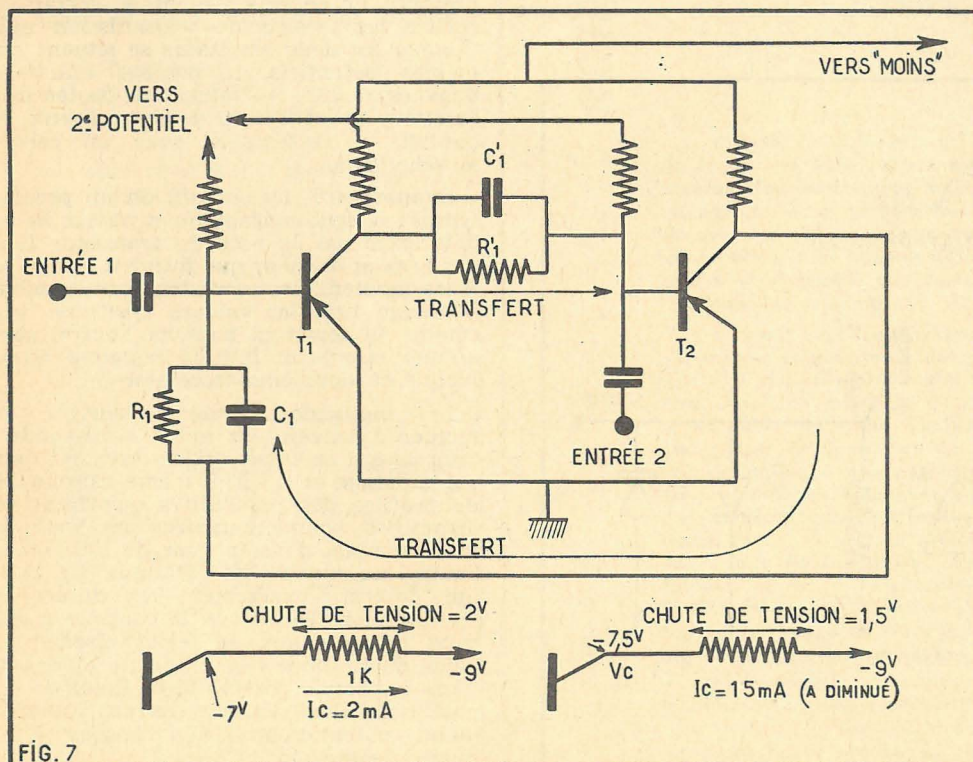
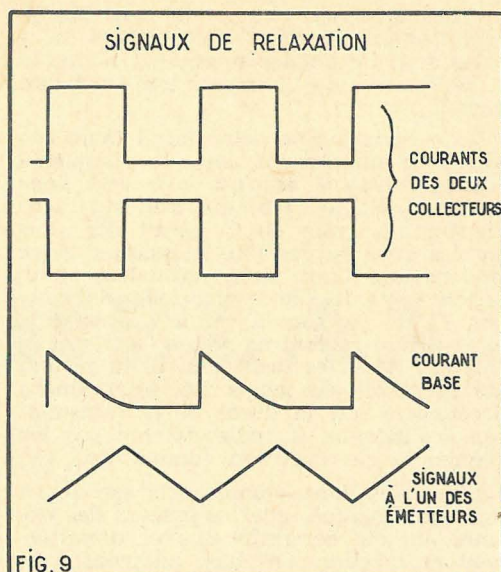


FIG. 7



terait surtout à se trouver devant un relaxateur pur et simple (fig. 9) et non plus devant un dispositif à commutation. De plus, pour être certain de bien faire enclencher celui des deux transistors qui se trouve à un moment donné dans la position cut-off, il faudrait, en principe, disposer d'un moyen de contrôle ou d'investigation. Ces deux inconvénients — recherche du « bon » transistor et délais de transmission réduits — nous les combattons, l'un par des diodes à niveau et l'autre, par la commande directe.

Emploi de diodes

Ce qui caractérise le blocage de l'un ou l'autre des transistors, c'est précisément un potentiel de sa base soit « trop » positif, soit « trop » négatif. Si nous relions l'un ou l'autre de ces potentiels, voire même les deux, aux cathodes de deux diodes (figure 10), celles-ci ne risqueront de devenir conductrices que pendant les périodes où leurs anodes rejoignent effectivement des potentiels plus positifs. Ici, il suffirait de relier ensemble les deux « plaques » des diodes et de leur appliquer des impulsions positives pour être certain, d'une part, que celles-ci ne pourront atteindre que l'une ou

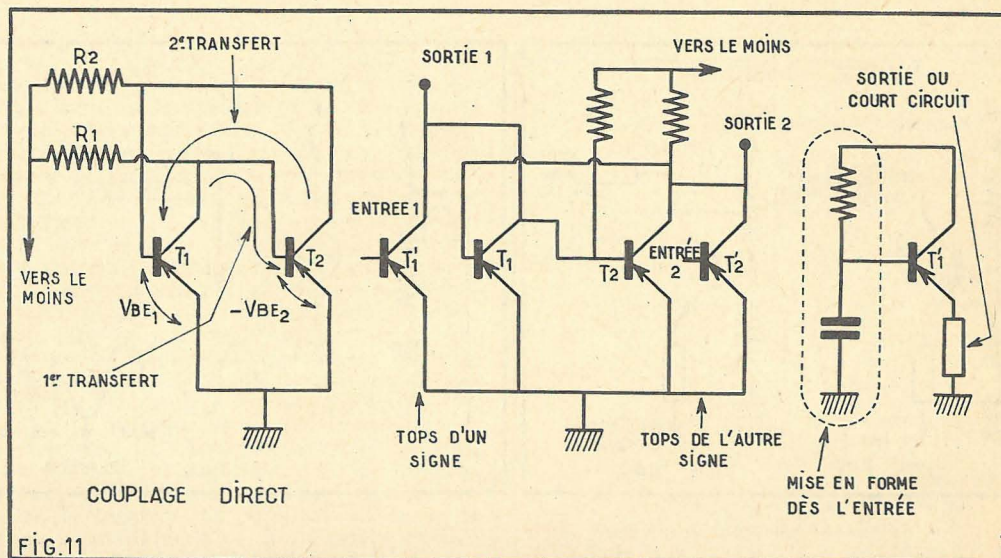
l'autre des deux bases, et, d'autre part, qu'elle débloquent le seul transistor préalablement bloqué.

En principe, les délais de transmission intérieurs sont déterminés essentiellement par les caractéristiques propres du transistor et nous avons eu l'occasion de les rendre relativement dépendants de la valeur même de « bêta », le coefficient de gain en courant. De toute évidence, on choisira, dans de tels circuits, destinés à recevoir des signaux de forme plutôt rectangulaire, sinon carrée, de préférence des types dont la réponse en fréquence est très bonne et même excellente. C'est cet état de choses que l'on exprime bien par le coefficient de la fréquence C.O. (cut-off ou, aussi cross-over).

Mais on peut aussi faire intervenir des diodes, dans les circuits de l'entrée, com-

d'être évacués assez vite, si la diode D_1 ne leur offrait un chemin de fuite idéal et facile à franchir ; nous avons déjà rencontré cette situation en examinant les impulsions sous un angle plus général.

De cette façon, le collecteur, par suite de ces charges que l'on peut en tous points assimiler à de véritables potentiels, ne courra pas le risque de voir la jonction correspondante se polariser en sens opposé, mais elle ne pourra pas davantage devenir par trop négative puisque, au-delà d'une certaine valeur, la diode D_2 deviendra, à son tour, conductrice et limitera les variations dans ce sens aussi ; on pourrait, d'ailleurs, combiner cette action avec le potentiel propre de la base et le rendre plus énergique encore, mais on conçoit la double nécessité d'une tension de départ



me nous venons de le voir, aussi bien que dans ceux de la sortie. Le rôle des deux diodes montées en « opposition » de notre figure 10-b est d'ailleurs fondamentalement différent : la rapidité, avec laquelle le signal extérieur est appliqué risque d'accumuler sur le collecteur un certain nombre de porteurs qui n'auraient pas le temps

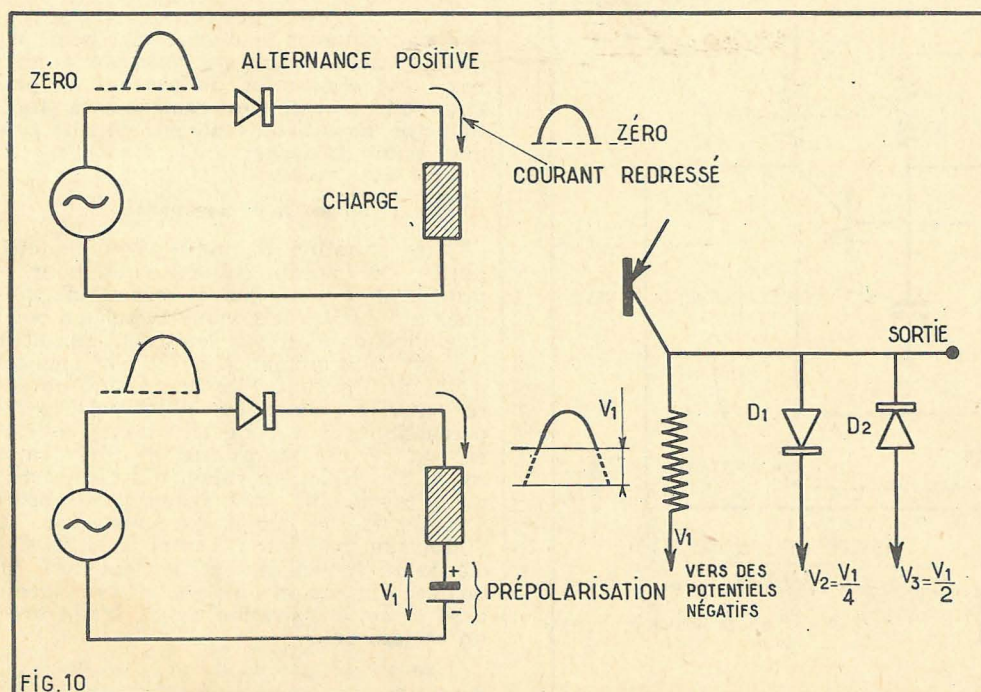
sérieusement stabilisée et d'une mise au point rigoureuse... et (ou donc) difficile.

Liaisons directes

Deuxième solution proposée : la commande directe des flip-flops (fig. 11), qui présente en ce sens l'avantage certain de rendre les retards de transmission nuls. Comme les deux émetteurs se situent aux mêmes potentiels, le passage entre les deux extrémités — saturation (potentiels-émetteur et collecteur presque égaux) et cut-off — s'effectuera avec un certain automatisme.

Supposons T_1 au cut-off, en un premier temps ; le seul courant qui traverse R_1 est déterminé par la base du transistor T_2 et par le pont diviseur que forment R_1 et V_{BE2} . A ce moment, le transistor correspondant se dirige vers les valeurs positives, tout comme le ferait la base de l'autre, alors qu'une impulsion initiale négative aurait bloqué ce deuxième transistor.

La commande elle-même pourrait s'effectuer à travers un autre semi-conducteur, ce qui en ferait obligatoirement deux par montage et il serait même raisonnable de profiter des possibilités qu'offrent ces dispositifs complémentaires en insérant, par exemple, dans la base de l'un ou de l'autre, un circuit différenciateur (fig. 11-b) qui doserait exactement des durées de transmission. Ici encore, le contrôle rigoureux des niveaux se ferait aisément à l'aide d'une diode (fig. 11-c) qui offre toujours la grande possibilité de doser de tels potentiels avec des moyens aussi simples qu'un potentiomètre aux bornes d'une source de tension.



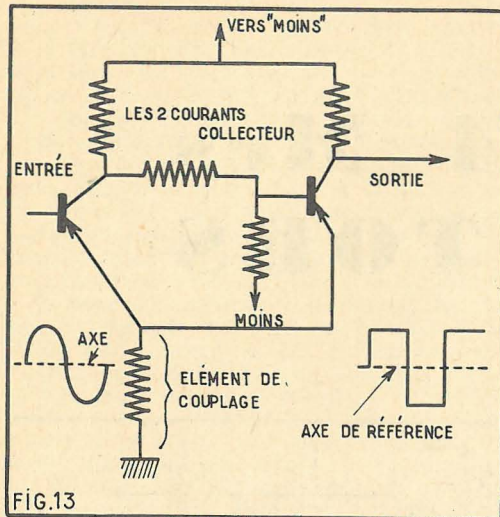


FIG.13

Versions monostables

Si nous récapitulons chacune des étapes détaillées jusqu'ici, nous pourrions conclure que l'élément qui rend de tels circuits tellement valables, c'est le fait qu'il suffit d'une faible impulsion initiale. Et si, d'un autre côté, on peut précisément se conten-

ter d'une impulsion aussi faible, c'est parce que le montage, avant même de l'exploiter, l'amplifie et transmet vers le deuxième circuit un signal déjà amplifié : ce n'est qu'au moment où le top incident a acquis la vigueur voulue qu'il modifie l'état de saturation.

Ce sont ces propriétés que met à profit le relaxateur monostable (ou Trigger) de Schmitt (fig. 12), dont la durée de commutation peut rester parfaitement indépendante des performances mêmes du signal de commande. Le diviseur de tension $R_1/R_2/R_3$ applique à la base une tension suffisamment positive pour que, au repos, c'est-à-dire en l'absence de tout signal d'entrée, le transistor T_2 travaille à la saturation. Or, la charge de collecteur est commune et il en résulte ici une chute de tension qui rapproche ce potentiel de l'émetteur et le pousse vers le cut-off de T_1 : nous retrouvons ainsi toutes les caractéristiques déjà citées à propos des autres montages de commutation.

De tels circuits offrent indirectement une possibilité d'écrêtage fort prisée qui (fig. 13) permet d'obtenir sans trop de difficultés des signaux rectangulaires et même carrés de très haute qualité. Cette opération aura lieu, dans tous les cas, quelles que soient les valeurs prévues pour

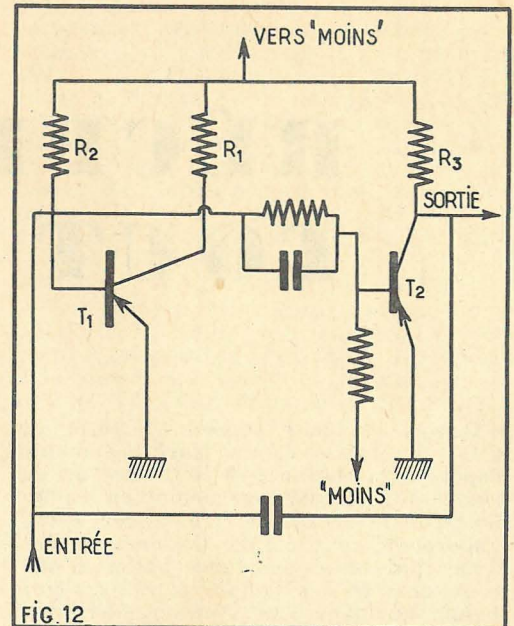


FIG.12

les divers organes, mais ceux-ci interviendront tout de même pour en déterminer le moment, donc l'amplitude.

CHANGEURS DE FRÉQUENCE

(Suite de la page 56)

mesure où nous aurons déterminé le point de recoupement de l'autre extrémité de la gamme. De même que le premier était inférieur à 50 kilocycles au maximum, de même celui-ci pourrait être supérieur de cette même quantité au minimum prévu, soit 850 kilocycles, et nous reprenons les mêmes étapes, puisque ce sont bien des idées générales qui conviennent à pratiquement tous les cas :

* capacité atteinte par l'accord ($L_{acc} = 364 \mu H$) = 95 pF.

* capacité nécessaire à l'oscillateur pour travailler sur

$$850 + 450 = 1300 \text{ Kcs} \rightarrow 91 \text{ pF}$$

* capacité déjà atteinte par l'oscillateur

58 pF (trimmer) + 95,5 (calculés à l'instant pour l'accord = 153,5 pF, d'où un condensateur-série (padding) égal à 223 pF.

C'est ainsi que nous aboutissons à la version définitive (fig. 15) de l'ensemble de ce montage à réaction positive.

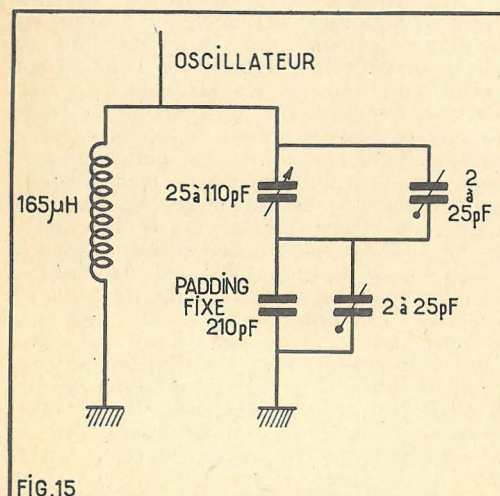


FIG.15

NOTRE COUVERTURE :

L'enregistrement des émissions TV sera-t-il bientôt à la portée du grand public ?

Depuis assez longtemps déjà l'enregistrement des images de télévision s'opère de façon très satisfaisante au stade professionnel. De nombreuses émissions TV ne passent plus directement mais sont préalablement stockées sur bande magnétique. On est parvenu dans ce domaine à une qualité telle qu'il est maintenant difficile de distinguer une émission enregistrée d'une émission en direct. Il est bien évident que de tels résultats sont obtenus grâce à un matériel professionnel extrêmement perfectionné et qui ne ressemble que de très loin aux magnétophones que le public a maintenant l'habitude de manipuler.

Il serait cependant intéressant pour le téléspectateur de pouvoir, à l'instar de ce qui se fait couramment en matière d'émissions radiophoniques, enregistrer les émissions TV qui lui plaisent afin de les regarder tout à loisir autant de fois qu'il le désirera. Aussi en prévision du succès que remporterait une telle possibilité auprès du grand public un grand nombre de firmes étudient dans le monde entier les problèmes que posent la réalisation de magnétoscopes alliant la simplicité d'utilisation et un prix accessible à une excellente qualité de l'image restituée. En raison de l'étendue de la bande de fréquence de modulation correspondant à une image de télévision c'est en fait toute la question de l'enregistrement magnétique à large bande qui est posée. Si on n'a pas la prétention, sur les appareils destinés au public d'enregistrer une bande de fréquences allant jusqu'à 9 Mc/s comme le demanderait le standard français et si on se contente de 2 à 3 MHz on est très éloigné des 15 000 ou 20 000 Hz qui caractérisent les très bons magnétophones. Des solutions satisfaisantes sont d'ores et déjà proposées mais le point critique reste le prix de revient des appareils qui est le principal obstacle à leur diffusion commerciale.

Notre couverture montre un téléviseur accouplé à un magnétoscope proposé par la firme américaine FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENTS CORP. Nul doute que cette formule connaîtra en France une grande faveur. Il sera en effet extrêmement intéressant pour chacun de pouvoir conserver les spectacles de son goût ce qui rénovait en quelque sorte la formule du cinéma chez soi.

RÉCEPTEUR 144 Mcs TOUT TRANSISTORS

Depuis quelques années le trafic sur VHF en Mobile et en Maritime mobile s'opère à la station F 9 R C avec un ensemble tout transistor surtout en ce qui concerne le récepteur. L'émetteur à tout d'abord été réalisé avec des lampes classiques puis avec des tubes batteries subminiatures et des lampes classiques puis depuis quelques temps entièrement avec des transistors.

L'avantage des transistors est comme nous le savons tous, d'apporter une économie en ce qui concerne la consommation, plus de tension filaments, la seule consommation étant les débits des ponts de polarisation et les courants collecteurs. Faible encombrement, évidemment un transistor occupe cinquante fois moins de place qu'un tube même de petit volume. Comme depuis quelques années les composants des récepteurs ont vu aussi leur volume diminuer il est possible de réaliser des ensembles très petits. La plus grande place étant occupée par les piles d'alimentation.

Récepteur

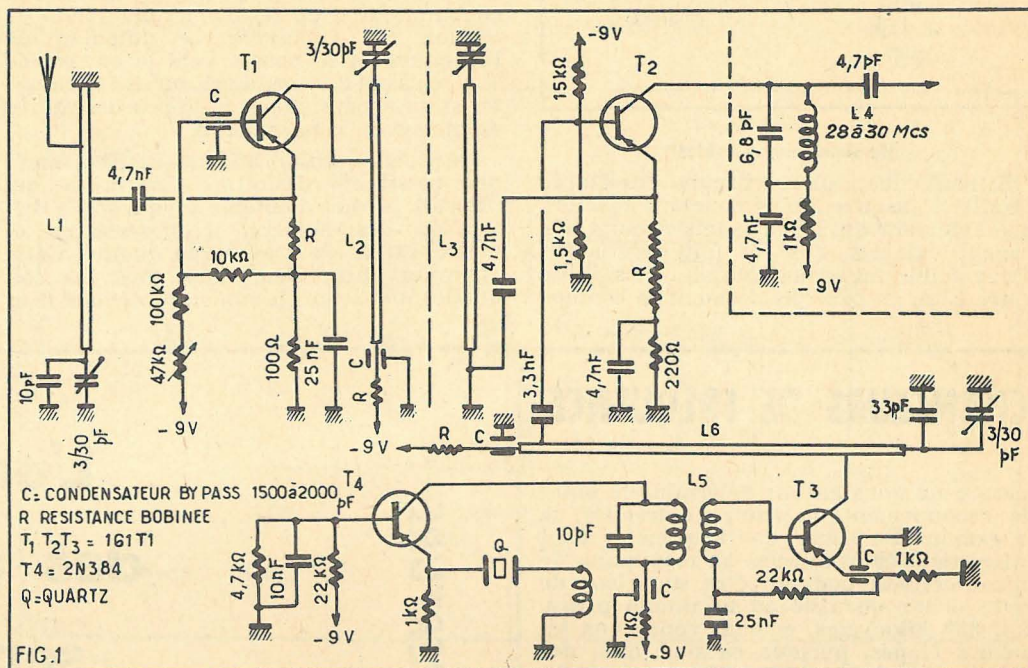
Nous avons tout d'abord réalisé un récepteur comportant des étages HF 144 Mcs, dont les circuits oscillants étaient réalisés d'une façon classique c'est-à-dire avec des selfs et des condensateurs. Mais après quelques essais assurant des résultats satisfaisants, nous avons eu connaissance, par la publication des résultats d'essais, de la technique utilisée par F 8 C V. Des modifications ont été apportées à son montage surtout en ce qui concerne les transistors utilisés et l'oscillateur qui nous avait paru assez acrobatique.

Par contre la description des circuits HF était irréprochable et nous n'avons eu aucune retouche à y apporter. Ces circuits HF comportent des accords réalisés comme des cavités, mais qui sont en définitive des lignes quarts d'ondes blindées. Cette partie qui relève de la mécanique et de même de la chaudronnerie sera vue en détail plus loin.

La réalisation de l'ensemble est grandement facilitée par l'utilisation de module, tant MF et BF. Ces pièces sont réalisées sur circuit imprimé et sont prêtes à l'emploi. Un seul montage amateur en dehors du convertisseur est à réaliser.

Description : le récepteur se compose, d'un convertisseur 144 Mcs, d'étage amplificateur et changeur de fréquence 28 Mcs, de deux étages moyenne fréquence 1 500 Kcs et d'un amplificateur basse fréquence délivrant une puissance de 500 Mw ce qui est bien suffisant pour troubler le repos des voisins immédiats.

Convertisseur (figure 1) : Comme nous l'avons dit plus haut il est réalisé à l'aide de lignes quart d'onde, technique qui, sur les fréquences élevées apporte un meilleur coefficient de surtension que les selfs classiques.



L'étage haute fréquence 144 Mcs est équipé d'un transistor 161 T I qui sur les modèles anciens possède l'avantage d'avoir un souffle moins important pour une amplification plus grande.

La haute fréquence est appliquée sur l'émetteur du transistor après avoir été mise en évidence par le circuit d'accord d'entrée composé de L1 et d'un condensateur ajustable de 3/30 Pf. Il est à remarquer que l'antenne et le condensateur de liaison sont soudés directement sur la ligne. Ces points d'attaque seront réglés expérimentalement au moment des réglages. La liaison continue de l'émetteur est assurée par une résistance bobinée miniature qui joue le rôle de self de choc VHF. Plusieurs modèles ont été utilisés sans grandes différences dans les résultats. Nous retrouverons ces résistances à plusieurs endroits dans le montage, elles sont toutes du même modèle.

Le montage du transistor étant base à la masse, cette électrode est polarisée par un pont de résistances entre masse et moins de l'alimentation batterie. Pour rendre le montage plus souple, le pont a été rendu variable par résistance miniature de 47 Kohms, du type utilisé dans les récepteurs à transistors. Pendant les réglages, cette résistance sera réglée de façon telle que le souffle soit minimum pour une amplification maximum. Montage base à la masse, étant bien entendu qu'il ne s'agit que du potentiel alternatif, cette base sera découplée par un condensateur. Le collecteur est réuni au moins

par la ligne L2 et une résistance bobinée R, l'accord est assuré par un condensateur de 3/30 Pf et le découplage par un condensateur de passage ou by pass de 2 000 Pf. Ce condensateur sert aussi de support au côté froid de la self ; l'autre extrémité étant maintenue en place par le condensateur ajustable.

Un blindage sépare L2 de L3, dans ce blindage une ouverture a été pratiquée et le couplage est seulement assuré par cette échancrure.

La self L3, a pour but d'apporter une plus grande sélectivité au montage. Elle est constituée d'une ligne quart d'onde et d'un condensateur ajustable de 3/30 Pf. Le couplage avec le transistor suivant est seulement assuré par la connection du condensateur de couplage de 4 700 Pf qui relie l'émetteur du transistor à la masse. Cette connection est prise au même point de masse que la masse de la ligne L3 et suit celle-ci pendant un court instant pour rejoindre l'émetteur du transistor T2. La liaison à la masse de cet émetteur est assurée par une résistance self de choc R et une résistance de 220 ohms. Le point froid de la self de choc est découplé à la masse par un condensateur de 4 700 Pf. La base est polarisée par un pont qui comme dans l'étage précédent est réglable. L'injection de l'oscillation s'opère dans la base. Une injection dans l'émetteur demande une puissance plus grande. Cette tension d'oscillation nécessaire au changement de fréquence est prise sur la self L6, placée dans le collecteur du transistor multiplicateur.

L'oscillation est produite par un transistor OC171 qui à partir d'un quartz 12,8 Mcs fourni l'harmonique 3, environ 38,6 Mcs. Le montage est un peu complexe mais si la self L5 est bien réalisée il donne d'excellents résultats. Donc encore une fois, nous nous trouvons devant un montage base à la masse. Rappelons que le montage base à la masse ne veut pas dire que la base se trouve à un potentiel continu zéro par rapport à la masse, mais que cette base se trouve à un potentiel alternatif zéro par rapport à la masse. Ceci justifie le découplage de cette électrode par un condensateur de 4 700 Pf. L'entretien des oscillations est réalisé par une boucle de couplage de la self L5 entre masse et émetteur et ceci en série avec le quartz. L'émetteur étant réuni à la masse par une résistance de 1 000 ohms non découplée. Si l'oscillation ne démarre pas, il y a de grandes chances que la self de couplage soit en sens inverse, l'inverser. Le collecteur est réuni au moins de l'alimentation à travers le circuit oscillant constitué par la self L5 et un condensateur de 10 Pf, et une résistance de 1 000 ohms. Le point froid de la self étant découplé à la masse par un condensateur de 4 700 Pf.

La self L5 comporte aussi un enroulement de couplage à la base du transistor multiplicateur. Ce transistor est monté en classe B ce qui veut dire qu'en l'absence d'excitation le courant collecteur est nul ou presque. La polarisation est obtenue pendant la période d'excitation par une résistance de 22 000 ohms en série avec la self de couplage et retournant à l'émetteur du transistor. L'émetteur est réuni à la masse par une résistance de 1 000 Ω , laquelle est découplée par un condensateur de passage de 2 000 Pf. Le collecteur est réuni à la masse par la ligne L6 et la résistance R. La ligne L6 étant découplée au point froid par un condensateur de passage qui comme pour L2 sert de support. Le transfert de la tension d'oscillation entre la ligne L6 et la base du transistor mélangeur est effectué par un condensateur de 4 700 Pf. Les prises sur la ligne L6 sont déterminées au cours des réglages.

Sur le collecteur du transistor mélangeur un circuit oscillant constitué de L4 et d'un condensateur, met en évidence la moyenne fréquence issue du battement entre la HF à recevoir et l'oscillation locale.

La bande deux mètres est comprise entre les fréquences 144 000 kcs et 146 000 kcs. Si nous partons d'un quartz 12 886 kcs qui est multiplié par trois dans T4 nous obtenons : 38 660 kcs. Cette fréquence est multipliée par trois dans le transistor T3 ce qui donne 116 000 Kcs. Puisque, $144\,000 - 116\,000 = 28\,000$ Kcs et $146\,000 - 116\,000 = 30\,000$ Kcs, donc pour couvrir toute la bande nous trouverons sur le collecteur de T2 des fréquences comprises entre 28 et 30 Mcs. Contrairement à ce qui se passe dans les récepteurs ordinaires ici la 1^{re} moyenne fréquence est variable, alors que normalement c'est l'oscillation qui est rendue variable par un condensateur. Cette disposition est nécessaire pour obtenir une grande stabilité de la fréquence de réception d'où l'emploi d'un oscillateur piloté par un quartz dans le convertisseur 144 Mcs.

Tel qu'il est, le convertisseur peut-être utilisé devant un récepteur de trafic à tubes classiques à condition que celui-ci possède la bande 28 à 30 Mcs évidemment. Pour cette utilisation, il est nécessaire de bobiner sur la self L4 quatre spires de fil, un côté de cette self sera

réuni à la masse, tandis que l'autre sera soudé au conducteur central d'un coaxial. La gaine étant réunie à la masse. Le tout connecté, dans l'entrée antenne du récepteur.

Mais dans l'utilisation que nous avons faite de ce convertisseur cette self supplémentaire est inutile.

Le point chaud de L4 est réuni par un condensateur de 4,7 Pf à la self L7 (figure 2). Ces deux selfs ont pour but d'élargir la bande passante des circuits 28 Mcs de façon à avoir une amplification constante sur toute la bande couverte.

Etages MF 28 Mcs

S'il était possible de trouver des condensateurs variables de petite taille et de capacité réduite nous aurions pu nous passer de cet artifice mais ce matériel est introuvable sur le marché. Nous avons bien tenté de réduire la capacité d'un condensateur miniature de 3X 490 Pf, mais cette tentative a été une catastrophe, il a été impossible de reproduire la même capacité sur les trois cages et de reconstituer le condensateur dans sa version première. Quand à commander un condensateur spécial, cela serait trop onéreux.

Nous nous sommes bornés à utiliser les circuits couplés, technique qui suffit amplement pour avoir une bande passante assez large.

Dans les étages 28 Mcs nous n'aurons donc que deux étages variables sur cinq circuits accordés à savoir : le circuit de l'oscillateur local du 2^e changeur de fréquence et le circuit oscillant se trouvant dans la base du mélangeur. Nous avons même essayé un système où seul un accord était rendu variable par un condensateur de 15 Pf situé dans l'oscillateur local. Les résultats n'étaient pas mauvais mais la bande présentait des affaiblissements à chaque extrémité ce qui était assez désagréable.

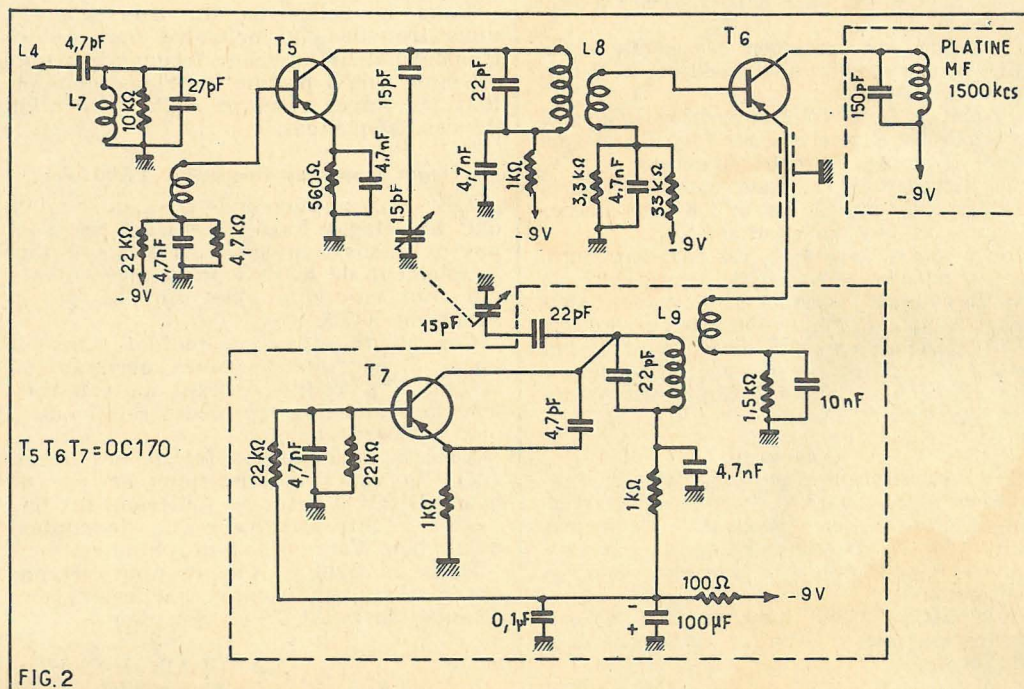
La figure 2 donne le schéma complet des étages amplificateur et changeur des circuits 28 Mcs. Nous voyons que le condensateur réunissant les selfs L4 et L7 est soudé au point chaud ce qui donne un couplage en tête, qui a pour but d'élargir la bande passante comme nous l'avons dit plus haut. La haute fréquence est transmise à la base par un self de couplage,

dont le point froid est réuni à un pont de résistances découplées à la masse, pour assurer la polarisation de la base du transistor T5. L'émetteur de ce transistor est réuni à la masse par une résistance découplée par un condensateur. Dans le collecteur nous trouvons un circuit oscillant variable dont le point froid est réuni au moins de l'alimentation par une résistance découplée à la masse. La self L8 est constituée de deux bobinages, l'un, assurant l'accord du CO et l'autre le couplant à la base du transistors T6.

Tout comme dans l'étage précédent le point froid de la self de couplage est réuni à un pont de résistances découplées à la masse, qui assure la polarisation de la base T6. Cette disposition de couplage et de polarisation évite la prise sur la self, opération toujours délicate avec du matériel miniature, et aussi l'amortissement par le pont en parallèle sur la base. T6 assurant le changement de fréquence, l'injection de la fréquence oscillante est opérée dans l'émetteur... Cette disposition a été adoptée cette fois parce qu'il ne s'agit plus d'un multiplicateur mais d'un auto-oscillateur qui délivre une tension copieuse et dont nous pouvons disposer. La tension et le rayonnement de l'oscillateur local du deuxième changeur est tellement puissante que nous avons été dans l'obligation de monter le transistor, la self, les résistances et les condensateurs dans un boîtier de MF miniature laissant seul ouvert le passage du réglage du noyau de la self L9. Il a été nécessaire de filtrer l'alimentation, c'est pour cela qu'une résistance de 100 ohms et deux condensateurs l'un de 0,1 et l'autre de 100 Mfd découple cette résistance. La liaison avec l'émetteur est réalisée par un petit morceau de câble coaxial de faible section dont la gaine est réunie à une masse sérieuse à chaque extrémité. Ce boîtier est monté le plus près possible du condensateur variable et par une connexion la plus courte et blindé évidemment.

La tension nécessaire au changement de fréquence est appliquée à l'émetteur du transistor T6 par une self de couplage située sur le bobinage L9 ; le point froid de ce self est relié à la masse par une résistance de 1,5 K ohms, qui est découplée à la masse par un condensateur de 10 000 Pf.

(Suite p. 66)



Visite à l'usine ARENA

de Saint-Aubin-les-Elbeuf

Avec toute la presse Technique Spécialisée nous avons été conviés le 18 mai dernier par M. René Halftermeyer et M. Jean Pierre Halftermeyer son fils à visiter l'usine ARENA de Saint-Aubin-les-Elbeuf. Emprisons-nous de dire que l'accueil est plus cordial, nous fut réservé. Cette visite extrêmement instructive nous a permis d'apprécier une organisation impeccable tant au point de vue de la fabrication qu'à celui du contrôle à tous les stades de cette fabrication.

Historique

Tous ceux qui s'intéressent à la radio et plus généralement à l'électronique, qu'ils soient professionnels ou amateurs connaissent les établissements ARENA et ont eu l'occasion d'apprécier la qualité de leur production.

L'origine de cette Société remonte à 1922 ce qui la place parmi les pionniers de l'industrie Radio électrique. 1929, première étape de croissance, voit s'implanter la première usine, à Montreuil sur le terrain qu'elle occupe encore actuellement.

À la Libération la Société reprenant une activité normale, crée un département Professionnel qui développe et fabrique des CV et des Ajustables standards et spéciaux destinés à l'Armée et aux grandes Administrations; matériel qui est largement exporté.

Au démarrage du 819 lignes, M. Halftermeyer, prévoyant la grande extension du marché de la Télévision, instaure un département électronique spécialisé dans la réalisation des composants pour téléviseurs.

Dans ces conditions l'usine de Montreuil s'avère bientôt insuffisante et sans grandes possibilités d'extension. Elle demeure le Siège social et conserve les fabrications de

bases (découpe, décolletage) ainsi que la majeure partie de la production des CV tant professionnels que Grand Public. C'est là également que se font les études et la première stabilisation des chaînes de fabrication au voisinage des Laboratoires. Deux autres usines sont alors créées successivement : celle de Champigny-sur-Marne qui prend en charge les petites fabrications et surtout les chaînes « pilote » de matériel TV, et celle de Saint-Aubin-les-Elbeuf, fruit de la politique de décentralisation.

Les bâtiments - La main-d'œuvre

Les bâtiments actuels contenaient précédemment une filature. Construits sur un terrain d'environ 1 hectare, ils couvrent une surface totale de 7.500 m² dont 6.500 m² au sol. Tous les ateliers sont de plain-pied.

L'effectif moyen est d'environ 500 personnes dont 30 mensuels. La main-d'œuvre féminine a apporté à cette entreprise les qualités héritées des traditions du textile, qui font merveilles dans les fabrications délicates du matériel électronique.

La fabrication

Cette usine produit en masse :

— Des condensateurs variables « Grand Public » avec un potentiel journalier de 2 500 pièces ce qui, notons-le, ne représente qu'une partie de la production totale de la Société;

— Des ajustables sur stéatite à usage Professionnel particulièrement destinés à l'exportation. La possibilité journalière est d'environ 2 500 pièces;

— Des tuners UHF.

Les tuners UHF furent à l'origine, en 1962-63, des modèles demi-ondes à tubes qui en 1964 furent reconvertis sous une

forme transistorisée ce qui a permis une fabrication de 500 000 unités dont 15 % ont été exportés.

Enfin 1965 verra la production d'environ 800 000 à 1 000 000 de tuners quart d'onde à transistors dont 40 % seront exportés.

À la première opération, les cages reçoivent leurs cloisons puis traversent un four à atmosphère réductrice qui assure, à 1080°, la brasure au cuivre de ces cloisons.

À la sortie du four, l'acier des cages apparaît débarrassé de toute trace d'oxyde. Après taraudage des divers trous de fixation par procédé multibroches s'effectue un traitement de surface. En raison des fréquences utilisées le revêtement choisi est l'argent. Le cycle du traitement est le suivant : Après un dégraissage est effectué un premier dépôt de cuivre de 6 microns, puis une pré-argenteure rapide suivie d'une argenteure déposant 5 microns d'argent électrolytique. Tous ces bains successifs sont séparés par des rinçages et le cycle se termine par une protection du type « water-dip » qui, tout en protégeant la couche superficielle d'argent permet une meilleure qualité de soudure lors des câblages.

Parallèlement une chaîne assure le montage des rotors et des staturs du CV qui sont également argentés.

Hall de montage

C'est le plus grand atelier de l'usine. Les cages y reçoivent d'abord les condensateurs de traversée. Leur soudure se fait en four à gaz qui est le procédé le plus efficace parmi ceux extérieurement.

Les CV sont ensuite assemblés dans les cages. Toutes ces opérations sont séparées par de nombreux contrôles.

Se succèdent ensuite les opérations de câblage proprement dites : pose des condensateurs fixes résistance bobinage FI transistors.

Lorsqu'un tuner est terminé il est soigneusement contrôlé et ensuite subit les opérations d'alignements effectuées sur des baies spéciales.

L'appareil règle le passé à nouveau sur une baie de contrôle. Cette opération appelée « Super-contrôle » consiste à vérifier unitairement l'alignement des tuners.

Enfin avant emballage un service rattaché à la Direction du Département Télévision de Montreuil assure un contrôle, par prélèvements, des principales performances des appareils.

Il faut noter que les baies de contrôle ont été spécialement réalisées par les ateliers ARENA. Un, des objectifs visés fut d'obtenir une robustesse du matériel compatible avec son utilisation intensive. En particulier pour le générateur UHF volubé il a été nécessaire de développer une cavité à piston mobile qui résiste pendant plus d'une année à une moyenne quotidienne de 500 allers-et-retours.

Est-il besoin de souligner que toutes ces séries de contrôles assurent une qualité aussi élevée et aussi constante que possible du matériel produit et il faut bien l'avouer rarement atteinte. On peut dire que jamais un composant ARENA n'arrive défectueux chez son utilisateur final.

Nous avons rapporté de notre visite la réconfortante impression que la société ARENA est une firme française qui fait honneur à notre industrie Electronique.

Banc de montage

(Suite de la page 59)

5) Court-circuiter par un fil volant les bornes AB (bornes relais).

6) Régler le pot de 1 K pour obtenir à nouveau 0 V.

7) Refaire successivement les mêmes réglages, en passant sur les sensibilités 3 V, 3 mA, 300 μ A et 30 μ A.

8) Enlever le fil volant et modifier légèrement le pot de 200 K pour amener l'aiguille de l'appareil de mesure au centre du cadran.

9) Remettre le fil volant entre A et B et modifier légèrement le pot de 1 K pour amener l'aiguille au centre du cadran.

10) L'appareil est réglé (pas pour longtemps, car la moindre variation de température va entraîner un déplacement de l'aiguille). Mais attention : il est très sensible. La moindre tension extérieure appliquée entre A et B fait sauter l'aiguille contre sa butée. Une intensité d'un cinquantième de micro-ampère est décelée par l'appareil de mesure.

Conclusion

Les quelques heures que nécessitent la construction de ce « banc » sont rapidement récupérées lorsqu'on s'en sert. Et puis, n'est-ce pas si agréable de pouvoir jouer avec des transistors comme on jouait au « Meccano » quand on était jeune ?

N'hésitez pas, construisez ce banc, il vous fera passer, comme à moi, de nombreuses bonnes soirées.

FRANÇOIS P.

Récepteur 144 Mcs

(Suite de la page 65)

Dans le collecteur du transistor T6 nous trouvons le primaire du premier transformateur moyenne fréquence, lequel est situé sur la platine imprimée comportant les étages réservés à l'amplification de ces fréquences.

Etages moyennes fréquences 1 500 Kcs

Les étages moyenne fréquence ainsi que les étages basse fréquence ne sont pas de réalisation amateur. Il s'agit tout simplement de module miniature OREGA qui sont en vente chez tous les revendeurs de KITS.

Ces modules se présentent sous la forme de circuits imprimés, occupant un volume très réduit, évitant au constructeur la réalisation de pièces relativement peu aisées à fabriquer.

Les étages moyennes fréquences nécessitent quelques modifications en vue de leur utilisation actuelle. Celles-ci sont très faciles à entreprendre et ne demandent qu'un peu d'adresse et de patience.

Dans un article suivant, nous verrons en détail les modifications et les réglages de mise au point de ce récepteur.

A. CHARCOUCHET
F.g.R.C.