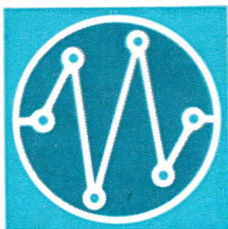


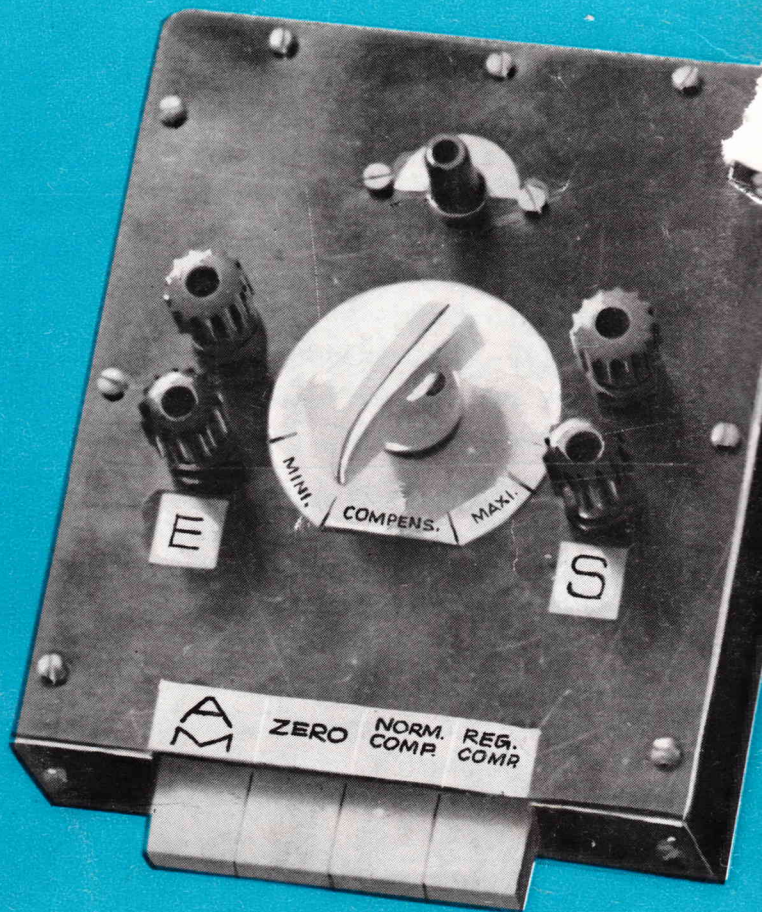
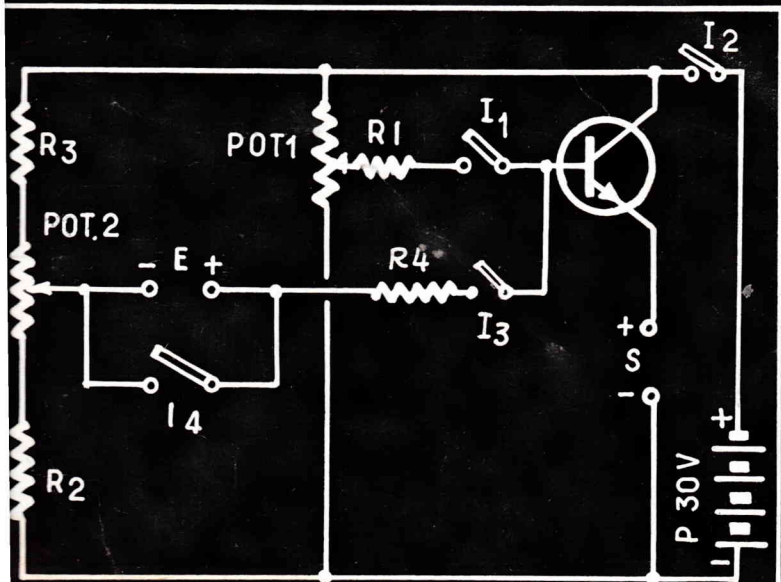
radio/plans

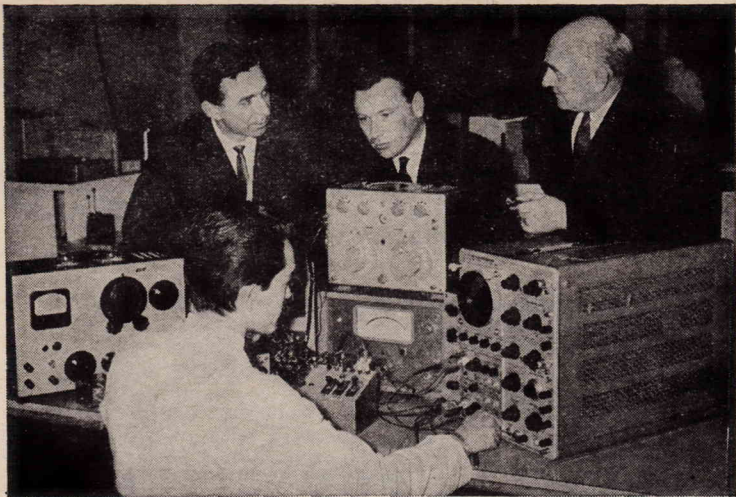


au service de l'amateur de radio de télévision et d'électronique

les plans détaillés de 4 montages : une boîte de mixage, un contrôleur universel, un récepteur à transistors avec gamme maritime et gamme radio-ph
conçu pour la navigation de plaisance et un
TÉLÉVISEUR PORTATIF
pour les 2 chaînes O.R.T.F. et Radio-Luxembourg.

l'adaptateur dont schéma ci-dessous fera de votre contrôleur universel le **VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE** représenté ci-contre.





**des milliers de techniciens,
d'ingénieurs,
de chefs d'entreprise,
sont issus de notre école.**

Avec les mêmes chances de succès, chaque année, de nouveaux élèves suivent régulièrement nos **COURS DU JOUR (Bourses d'Etat)**. D'autres se préparent à l'aide de nos cours **PAR CORRESPONDANCE** avec l'incontestable avantage de travaux pratiques chez soi (*nombreuses corrections par notre méthode spéciale*) et la possibilité, unique en France, d'un stage final de 1 à 3 mois dans nos laboratoires.

PRINCIPALES FORMATIONS:

- Enseignement général de la 6^e à la 1^{re} (Maths et Sciences)
- Monteur Dépanneur
- Electronicien (C.A.P.)
- Cours de Transistors
- Agent Technique Electronicien (B.T.E. et B.T.S.E.)
- Cours Supérieur (préparation à la carrière d'Ingénieur)
- Carrière d'Officier Radio de la Marine Marchande

EMPLOIS ASSURÉS EN FIN D'ÉTUDES

par notre bureau de placement

Commissariat à l'Energie Atomique
Minist. de l'Intér. (Télécommunications)
Ministère des F.A. (MARINE)
Compagnie Générale de T.S.F.
Compagnie Fse THOMSON-HOUSTON
Compagnie Générale de Géophysique
Compagnie AIR-FRANCE
Les Expéditions Polaires Françaises
PHILIPS, etc...

...nous confient des élèves et recherchent nos techniciens.

Sur simple demande, vous recevrez les photocopies et lettres références de ces organismes, **PREUVE INDISCUTABLE** d'un enseignement valable et sérieux.

ÉCOLE CENTRALE
des Techniciens
DE L'ÉLECTRONIQUE

Reconnue par l'Etat (Arrêté du 12 Mai 1964)

12, RUE DE LA LUNE, PARIS 2^e • TÉL. : 236.78-87 +



Conseil National de
l'Enseignement Privé
par Correspondance

**B
O
N**

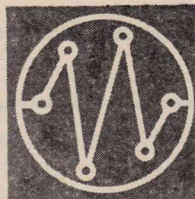
à découper ou à recopier

Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite PR 68

NOM

ADRESSE

radio/plans



au service de l'amateur de radio
de télévision et d'électronique

SOMMAIRE DU N° 226 - AOUT 1966

PAGE

9	Vérification pratique des lampes
14	Amplificateurs MF pour T.V. en couleurs
18	Récepteur portatif à transistors avec gammes radio, phares et maritimes
24	Boîte de mixage
29	L'adaptateur R100 transformera votre contrôleur universel en voltmètre électronique
32	Dépannage des amplis des téléviseurs à transistors
36	Téléviseur portatif à transistors
48	Nos problèmes de câblage
52	Contrôleur universel
53	Nouveautés et informations

DIRECTION - ADMINISTRATION

43, Rue de Dunkerque

PARIS-X^e - Tél. : 878-09-92

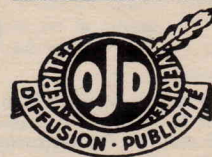
C.C.P. PARIS 259.10

ABONNEMENTS

FRANCE : Un an 16,50 F - 6 mois : 8,50 F

ETRANGER : 1 an : 20 F

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande et 0,60 F en timbres



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

Le précédent n° a été tiré à 48.000 exemplaires

Vérification pratique des lampes

par F. KLINGER

Ce n'est pas la première fois que nous donnons dans les colonnes de notre revue des indications sur la vérification des lampes et assez récemment encore, nous avons précisé les mesures qu'il fallait à notre avis, prévoir pour être tant soit peu renseigné sur les qualités des pièces détachées à employer. Mais — et c'est là que se situe la différence essentielle entre les mesures dites dynamiques et de tels lampemètres — les premières doivent permettre avant tout de sélectionner, dans place dans le montage général.

Bien entendu, il faudra, là comme dans bien d'autres domaines, connaître son affaire avec un certain brio et ne pas espérer tirer des résultats valables en haute ou même très haute fréquence, d'une triode réservée manifestement à des fréquences plutôt basses : vouloir aller à l'encontre de principes aussi fondamentaux, c'est se livrer à l'amateurisme le plus élémentaire et, dans ce cas, nous voyons mal pourquoi il serait nécessaire, de surcroît, de vérifier au moindre détail près, les performances de tel ou tel tube.

Le lampemètre, par contre, sera destiné en tout premier lieu à vérifier si le spécimen dont on a fait l'acquisition cadre bien dans les caractéristiques annoncées dans les catalogues — et il n'est nullement dans nos intentions de supposer ou de faire croire que les fabricants ne se distinguent pas, dans cette voie, par une honnêteté sans faille — : cette façon de présenter les destinées de cet appareil (seule manière valable à notre avis) se trouve confirmée également par le fait, qu'il est possible de constater sans cesse.

Tout service de réception d'une entreprise même moyenne comporte d'office ce genre d'équipement, car on ne laisserait filtrer vers les utilisateurs que les spécimens qui auront été reconnus rigoureusement conformes à des cahiers de charge généralement des plus sévères et ceci, essentiellement, pour éviter de longues recherches lors des mises au point éventuelles en fin de chaîne de montage. Mais c'est aussi montrer le deuxième aspect du rôle primordial, joué par cet appareil : contrôle de lampes qui auront déjà travaillé, mais que l'on soupçonne de ne plus

être en mesure d'assumer ce rôle pendant longtemps avec une efficacité égale.

Mesures dynamiques

Notre introduction espère avoir posé le problème de l'emploi des lampemètres replacé dans son juste cadre ; elle devrait également avoir soustrait tout argument valable à ceux qui soutiennent que, finalement, rien ne vaut la vérification dans le châssis même et que, en cas de soupçons sérieux quant aux qualités de tel tube, on peut se borner au remplacement pur et simple de la pièce incriminée.

Notre réponse de base : où se placerait le technicien et le dépanneur qualifiés dans une telle chaîne de travail ? De plus, raisonner de la sorte c'est méconnaître la différence qui existe tout de même entre des caractéristiques dynamiques et des circuits en charge. Sans vouloir entrer trop dans des détails théoriques qui nous éloigneraient du propos de ces lignes,

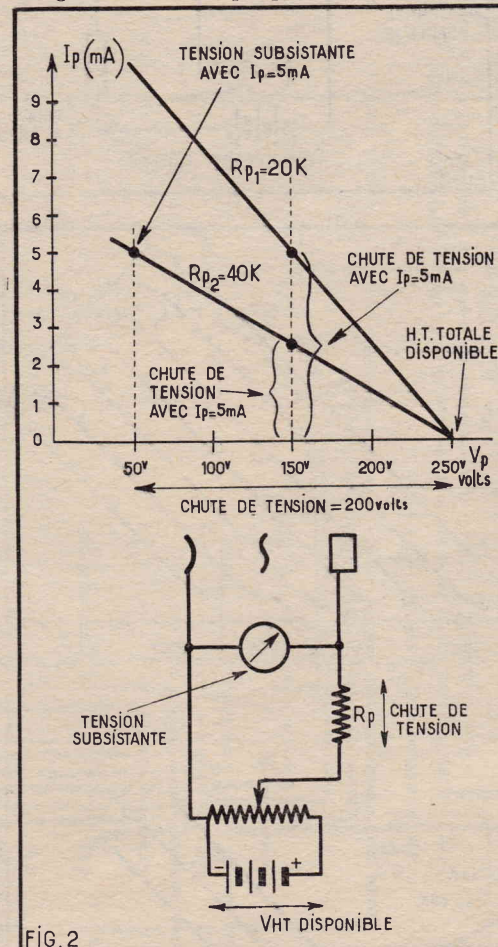


FIG. 2

nous pouvons, en premier lieu, établir une différence entre les caractéristiques statiques et les caractères dynamiques d'une lampe, avant même qu'il ne soit question de son utilisation dans tel ou tel montage.

De cette façon générale, les catalogues contiennent essentiellement des caractéristiques statiques et ce principe s'étend même aux courbes fournies dans ces documentations : pour avoir plus de précisions sur le comportement de la lampe sélectionnée, on devra introduire une no-

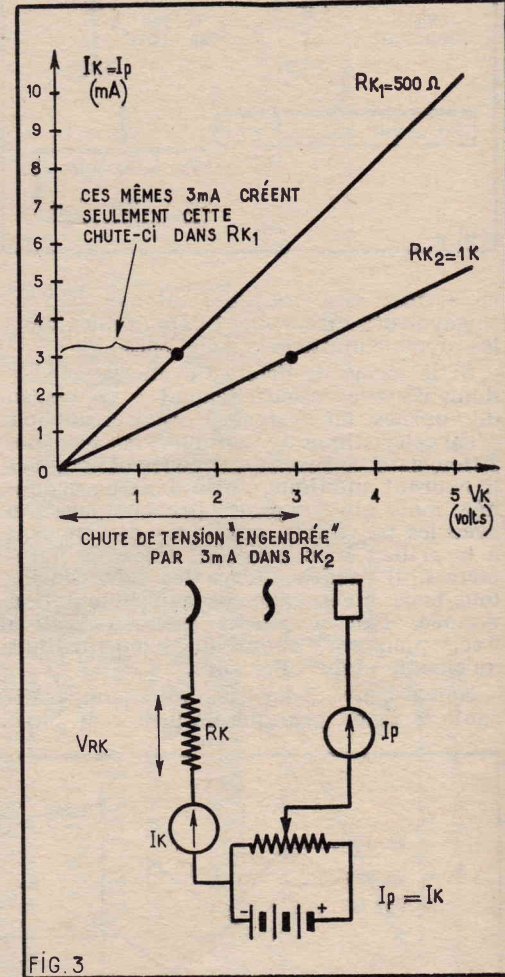


FIG. 3

tion plus conforme à la réalité pratique en tenant compte au moins de la quote-part des potentiels appliqués extérieurement (fig. 1) laquelle va apparaître effectivement entre les deux électrodes extrêmes de la lampe, la plupart du temps la cathode et l'anode.

Deux procédés pour y parvenir : le tracé, soit d'une droite de charge, soit de la caractéristique dynamique. La première (fig. 2) se placera presque obligatoirement dans le réseau qui renseigne sur les variations du courant anodique en tenant compte des variations, à la fois du potentiel de la grille et des potentiels réels qui subsistent alors à la plaque.

Pour justifier, si besoin était, l'emploi de cette courbe si particulière, nous ajouterions qu'elle convient tout aussi bien à des éléments de charge qui seraient insérés dans la cathode, (fig. 3) donc en basse impédance ; une seule servitude dans ce cas : au lieu d'utiliser la droite de charge pour lire les tensions *subsistantes*, on s'en servira pour déterminer au contraire celles qui sont engendrées par la chute de tension provoquée dans la charge cathodique. C'est ainsi que l'on procédera, par exemple, dans les montages cathodyne, cathode-follower ou même, en matière de semi-conducteurs, pour passer des émetteurs communs aux collecteurs communs (fig. 4). Comme on sait, on ne trouve, dans

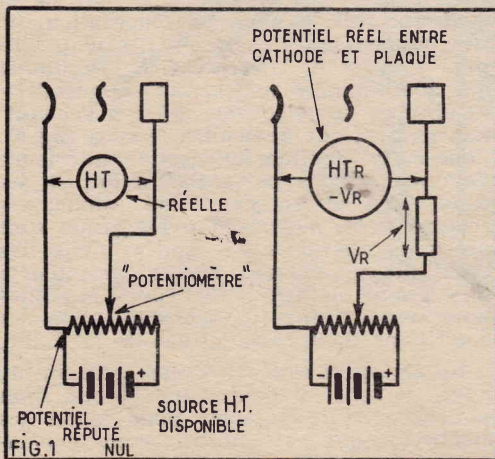


FIG. 1

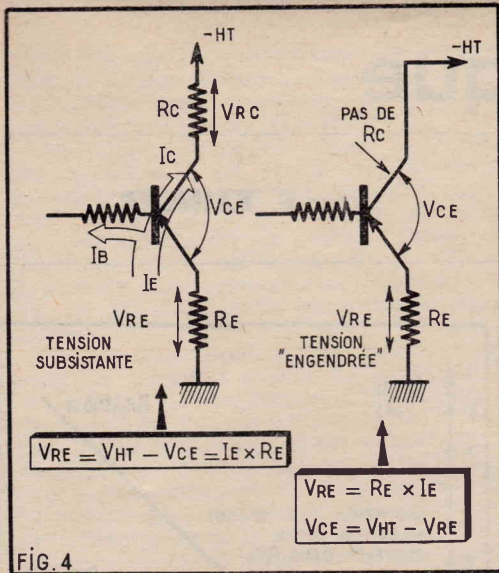


FIG. 4

ce dernier cas, pratiquement pas de renseignements directement exploitables dans les documentations spécialisées.

Si le terme de droite de charge semble donc réservé essentiellement à ce réseau de courbes, on désignera précisément par « caractéristique dynamique » sa transposition dans le réseau qui contient toujours le courant anodique, porté donc en ordonnée, mais qui l'exploite par comparaison avec les potentiels, appliqués directement à la grille; bien entendu, ces trois paramètres, il faudra encore les faire varier tous trois, mais, dans une expérimentation donnée, l'un des trois facteurs restera fixe, pour ne subir de modifications qu'en une étape ultérieure.

Notre figure 5 montre de façon suffisante la façon pratique de passer de l'une

à l'autre et elle fait, nous le pensons toujours, ressortir effectivement dans quelle mesure ce renseignement est, en quelque sorte, peu électronique. Pour lui conférer cette qualité supplémentaire il faudrait, en effet, faire intervenir la notion fondamentale de pratiquement tout circuit électronique : la fidélité de la reproduction, autrement dit, l'absence de toute source ou toute cause de distorsion.

Nous pensons avoir montré qu'il s'agit là de deux opérations indépendantes

mêmes; nous pensons avoir montré qu'il s'agit là de deux opérations indépendantes l'une de l'autre et qui, surtout, ne s'excluent nullement l'une de l'autre, ne serait-ce que pour la raison élémentaire que cette dernière opération exigerait des instruments de mesure et de vérification hautement spécialisés comme probablement aucun amateur n'en possède. Parmi les modèles dont nous comptons détailler quelque peu le principe et le fonctionnement, nous voudrions justement intro-

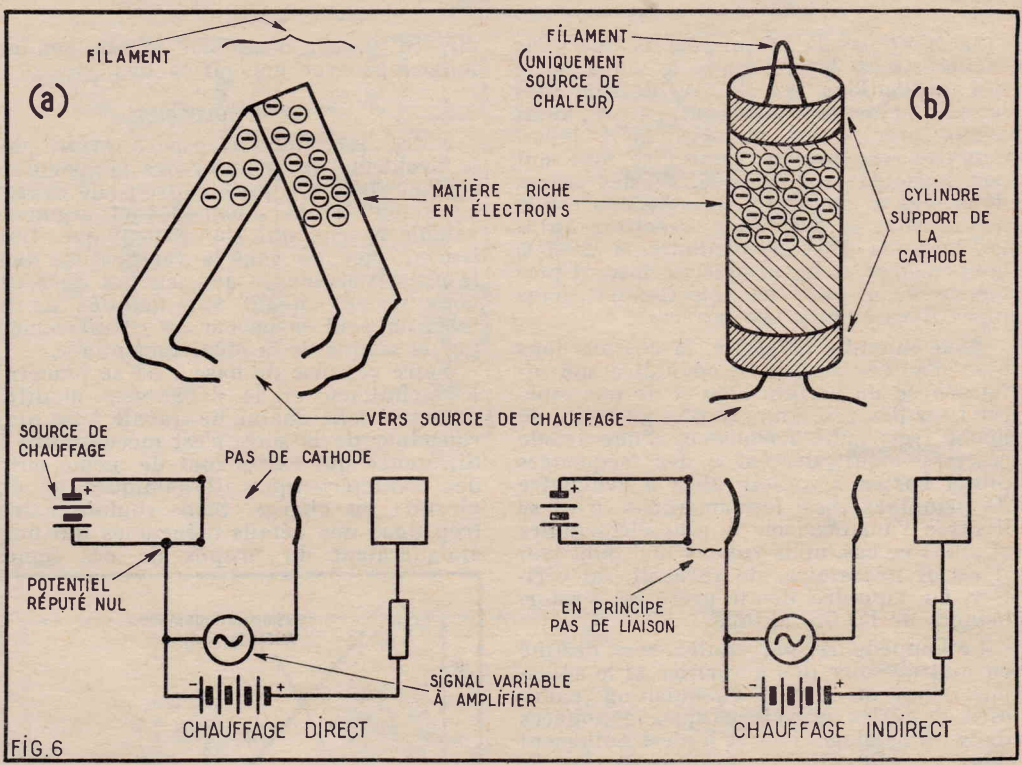


FIG. 6

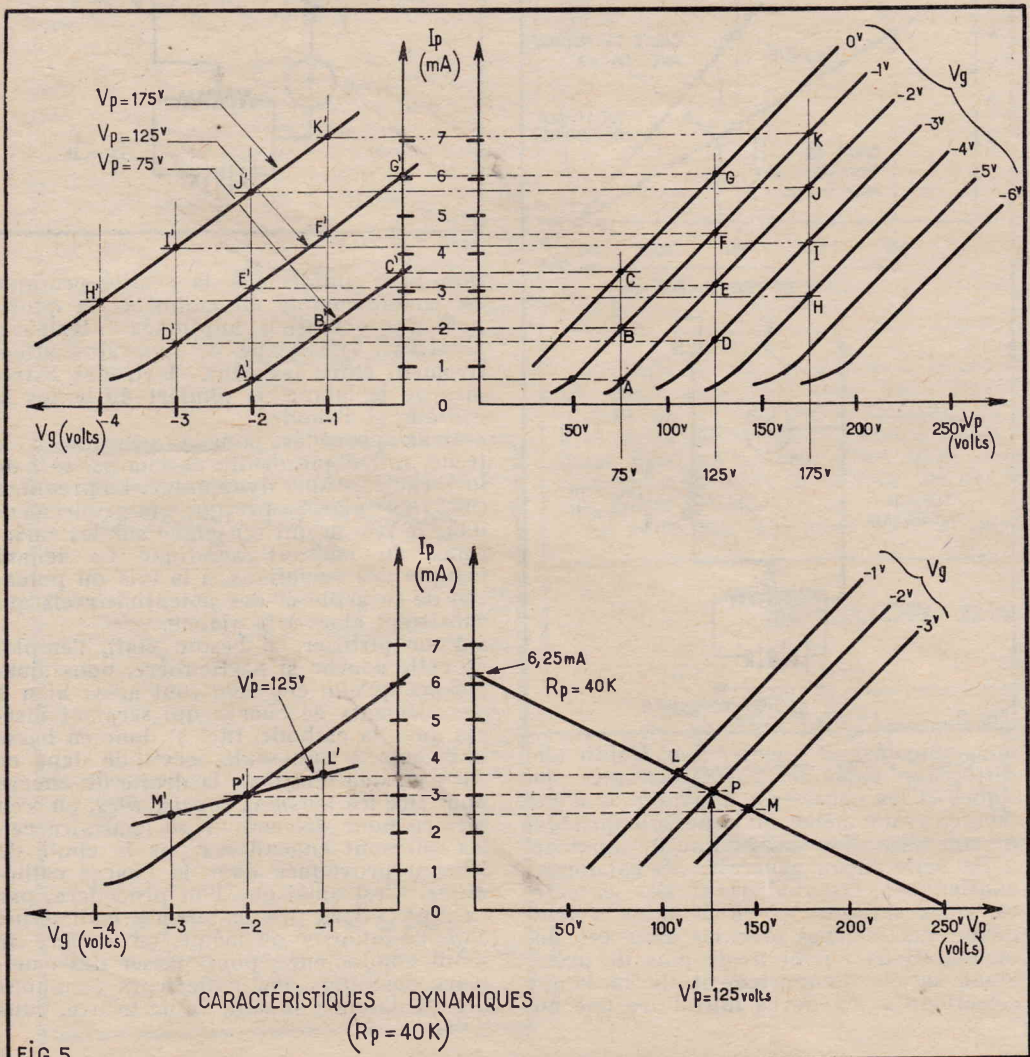


FIG. 5

duire une sorte de mesure intermédiaire en ne nous contentant pas de simples essais statiques.

Il est, par contre, un domaine où nous renoncerions, nous aussi, à considérer le lampemètre comme une panacée, non pas universelle, mais tout de même exploitable; aucun appareil de ce type, à moins de comporter tellement de particularités, qu'il ne serait plus guère possible de le doter encore de ce qualificatif, n'est capable de renseigner avec précision sur les vertus oscillatrices d'une lampe testée de cette façon, ni surtout de préciser jusqu'à quelle fréquence elle serait capable de travailler correctement.

Contrôle de l'émission

Il est de la plus haute évidence que l'on n'aura rigoureusement aucune chance de récolter dans un circuit de sortie, ce que l'on n'aurait pas introduit à l'entrée, et quel que soit le mode d'alimentation, ce rôle appartiendra, soit au filament, soit plus souvent de nos jours, à la cathode qui abandonnera un certain — grand — nombre de ses électrons grâce à l'échauffement dont elle deviendra le siège (fig. 6). Pour cette fonction l'utilisation ultérieure de ces électrons passe tout à fait au second plan et si, dans une diode, les régions et les moyens d'investigation sont des plus restreints, il faudra, dans des tubes plus complexes, réunir ensemble le plus grand nombre d'électrodes possibles pour reconstituer en quelque sorte les conditions de travail mêmes de la diode.

En énonçant ce travail sous cette forme, nous voyons immédiatement que l'on pourra agir de la sorte pour toutes les électrodes qui seraient traversées normalement par un flux électronique, donc en tête la grille-écran et qu'il n'y aura aucun inconvénient à agir de même pour la

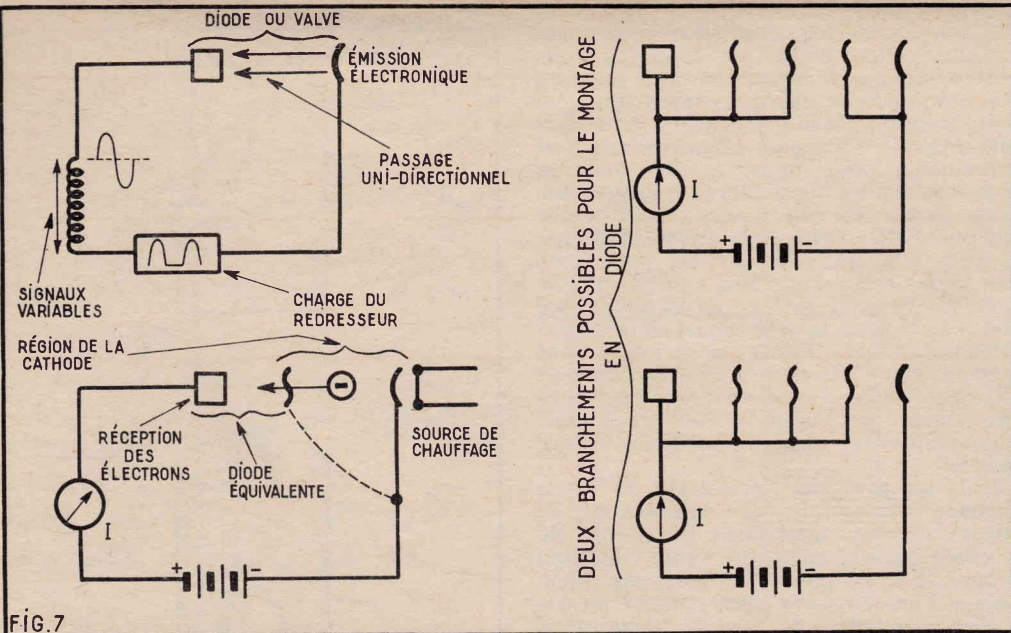


Fig. 7

grille supresseuse qui, reliée à la cathode, pourrait fort bien admettre, elle aussi, une certaine densité de courant; par contre, bien qu'il n'existe aucune règle à ce sujet, nous pensons préférable de ramener la grille de commande à la source même de cette émission électronique, donc à la cathode.

Quel critère adoptera-t-on pour se prononcer sur les qualités ou, au contraire, sur les défauts de tel ou tel spécimen de lampe? Envisageons deux situations assez différentes: vous utilisez un lampemètre du commerce et il est alors probable que vous aurez à effectuer une lecture directe sur un cadran de deux ou trois teintes (bon, mauvais, médiocre...) appartenant, à un milliampèremètre (sans porter directement ce nom), pouvant faire office de contrôleur de courant anodique. Deuxième cas plus probable et plus conforme au but de cet exposé: votre appareil, vous l'avez construit vous-même et alors la détermination des bonnes plages de fonctionnement se ramène bien plus simplement à une opération de comparaison par rapport à un spécimen de lampe, reconnu bon.

Bien que les commutations ne laissent généralement aucun doute à ce sujet, il

serait utile de prévoir 3 situations différentes, suivant qu'il s'agit d'une valve, destinée donc plus spécialement au redressement des signaux alternatifs industriels, d'un tube amplificateur en tension, dont le courant anodique se situerait aux environs d'une dizaine de milliampères et des tubes, dits précisément de puissance à cause de la valeur nettement plus élevée et plus importante de ce courant que l'on chiffrerait mieux à 50 ou 100 milliampères.

S'il ne peut y avoir là rien de très précis, nos lecteurs le conçoivent sans doute,

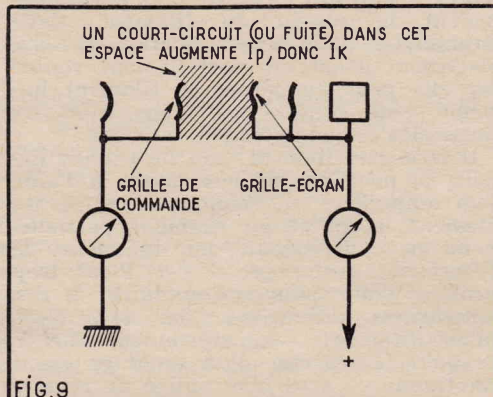


Fig. 9

imparfaite ou insuffisante ne saurait ainsi, en tout état de cause, provenir que d'une cathode épuisée.

A moins — éventualité relativement improbable — d'un court-circuit ou d'une fuite dans l'espace des plus restreints (fig. 9) qui se situe, dans les conditions de notre expérience, entre la grille de commande et la grille-écran: s'il en était ainsi, l'essai suivant devrait révéler bien mieux ce nouveau défaut et rien ne serait changé aux principes précédents.

on pourra tout de même affirmer que le courant lu serait, en réalité, celui de la cathode plutôt que le courant-plaque proprement dit, car même montée en triode (fig. 8), comme ce sera bien le cas ici, on constatera une valeur légèrement plus élevée que la normale et cela surtout, par suite de l'absence de tout contrôle par la grille, dite de commande.

Le principal inconvénient de ce contrôle de ne renseigner que sur l'état de la cathode et de ne fournir donc aucune indication, par exemple, sur le vide, requis généralement parfait à l'intérieur de l'ampoule de verre se change, en fait, en un avantage, puisque nous aurons ainsi à tirer une seule et unique conclusion sans avoir à faire le partage et le tri parmi plusieurs causes de panne: une émission

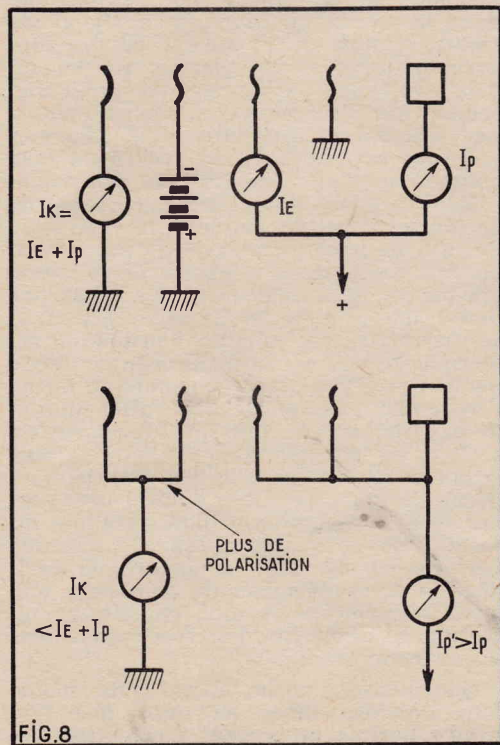


Fig. 8

En direct de TOKYO

Le Styloscope aux 3 usages

Sous l'apparence d'un Stylo qui s'accroche facilement à votre poche, vous possédez, à la fois:

- 1) Une LONGUE-VUE. Grossissement 8 fois.**
Régler par coulisement du tube A dans le tube B.
Performances: Vous verrez les sites lointains 8 fois plus gros et vous pourrez lire un journal à 10 mètres !...
- 2) Un MICROSCOPE. Grossissement: 30 fois.**
N'utiliser que le tube A.
Performances: l'extrémité d'un cheveu vous apparaîtra ainsi (grande nature) la glande sébacée est très visible.
- 3) Une LOUPE. Grossissement 4 fois.**
N'utiliser que le tube B.
Performances: la lettre « V » vous apparaîtra ainsi (vraie grandeur). La lecture d'un texte fin est très facile.

AVEC LE STYLOSCOPE TRIPLE ACTION, VOUS RÉALISEREZ DES EXPÉRIENCES PASSIONNANTES

C'est réellement un appareil étonnant. Les performances citées ne sont que des exemples d'utilisation, pris parmi les mille que vous découvrirez vous-même.

SURPRENANTE PRÉCISION DE LA TECHNIQUE JAPONAISE

Le Styloscope suscitera votre enthousiasme et étonnera vos parents et amis par sa précision extraordinaire. Chaque jour, il vous apportera de nombreuses satisfactions, quels que soient votre âge, votre activité et votre profession.

PRÉSENTATION TRÈS SOIGNÉE

Le Styloscope vous sera livré avec une notice d'utilisation, dans une boîte gaufrée or, avec intérieur recouvert de tissu soyeux.

PRIX IMBATTABLE
FRANCO **25 F**

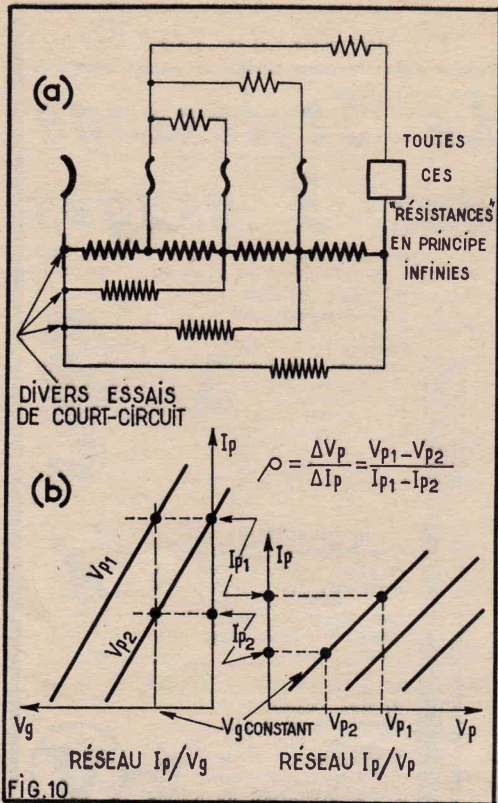
OFFRE SPÉCIALE

Si vous désirez en offrir un, les deux ne vous coûteront que (franco) **45 F**

GARANTIE TOTALE

Le Styloscope est garanti monté avec des pièces rigoureusement conformes aux normes scientifiques optiques. Toute pièce reconnue défectueuse est immédiatement échangée gratuitement et à nos frais. Il comprend 4 lentilles en verre surfacé.

- **BON DE COMMANDE A GARANTIE TOTALE, à découper et retourner dès aujourd'hui au C.A.E.**
- **47, rue Richer, Paris 9^e C.C.P. PARIS 20309-45**
- Votre Styloscope m'intéresse, veuillez m'adresser exemplaires (*).
- NOM
- ADRESSE
- N° du Départ. VILLE
- Paiement comptant, je joins: un chèque postal
- un chèque bancaire, un mandat-lettre,
- Contre-remboursement (France seulement)
- Je paierai 2,50 F en sus au facteur.
- (*) Veuillez marquer d'un X chaque carré figurant devant le paiement désiré.



Court-circuits

Dans cette rubrique nous rangerions plusieurs groupes d'essais qui pourraient bien sembler, sinon identiques, du moins voisins et pourtant, comme nous allons le voir brièvement, le mode de recherche, tout comme les résultats atteints, présentent des différences assez notables. Ce qu'ils ont cependant de commun c'est leur appartenance à l'une ou l'autre des deux conditions de travail; lampe essayée avant incorporation dans un montage existant et devant y marcher à coup sûr ou, au contraire, vérification à la suite d'une panne constatée sur un châssis et dont la lampe à tester constituerait, après investigations poussées et raisonnées, un coupable probable.

Pourquoi cette distinction ? Parce que, dans ce dernier cas, les symptômes de la panne pourraient déjà diriger nos recherches dans des voies bien déterminées : si la lampe provient, par exemple, d'un circuit, dans lequel on aurait trouvé plusieurs résistances grillées, il ne serait nullement impossible que la cause initiale provienne d'un court-circuit interne de la lampe, entraînant un débit exagéré dans l'organe soupçonné : peu nous importe alors, après la constatation de ce défaut sur l'une quelconque des positions de ces électrodes est directement intéressé notre test « court-circuit », laquelle de ces électrodes est directement intéressé par cet inconvénient, puisque, de toutes façons, le remède unique consistera en un remplacement inéluctable de la lampe.

Mieux, nous pourrions, dès le départ, diriger nos recherches sur l'électrode, dans laquelle nous aurons constaté l'anomalie et ce serait là un gain de temps précieux. Il n'en irait nullement de même, si nous nous trouvions devant un exemplaire inconnu qui n'aura jamais fonctionné, du moins pas sur l'un des montages à notre disposition ; dans ce cas, c'est au contraire un examen complet de la situation qui portera en lui les plus grandes chances d'en faire la connaissance complète, y compris ses défauts.

Comment s'effectuera alors cette recherche, cette vérification ? Ce qui nous semble logique à nous peu fort bien ne pas convenir à d'autres, mais, puisque nous désirons obtenir le vide le plus parfait, donc le minimum d'ionisation, tout se ramène, pour nous, à la recherche d'une résistance aussi élevée que possible entre toutes les électrodes, donc entre chacune d'elles prise séparément et, à tour de rôle, chacune des autres. Spécifions bien que cette résistance, bien qu'elle concerne l'espace interne de la lampe, n'a rien à voir avec la résistance, définie par ailleurs comme « interne » et qui — par rapport entre deux variations, l'une de tension, l'autre de courant — peut être simplement assimilée à une résistance sans connaître aucune existence réelle propre.

Tous les procédés permettant de façon générale d'examiner des résistances de valeurs élevées, facilement de l'ordre de la centaine de mégohms, nous donnent l'impression de convenir également bien, mais si l'on se trouve ainsi ramené au cas de mégohm-mètres (si peu) « ordinaires », on aura tout de même ici l'avantage de l'inutilité d'une lecture hautement précise ; connaissant l'ordre de grandeur à atteindre, on pourra se rallier, sans trop de risque d'erreur, au système déjà évoqué du tout ou rien, par exemple, à l'aide de fractions de cadran colorisées.

Parmi ces courts-circuits, il en est tout de même un que nous voudrions voir d'un peu plus près, d'abord, parce qu'il est relativement plus fréquent, ensuite parce qu'il ne se démasque pas toujours facilement de lui-même, enfin parce qu'il se présente sous deux formes parfois différentes : celui qui intéresse plus particulièrement la région du filament. Cette imprécision dans la spécification de l'emplacement exact est parfaitement voulue car elle peut concerner le filament lui-même tout comme ses liens avec les électrodes immédiatement voisines.

Il sera parfaitement vain de vouloir déceler la première de ces causes à l'aide d'un ohmmètre quelconque : entre un filament intact et un filament partiellement en court-circuit sur lui-même, la différence « ohmique » est bien trop minime pour pouvoir conduire à des conclusions définitives (fig. 11), alors qu'un filament — évidemment éteint, lorsqu'il fait partie d'un montage ayant fonctionné — sera bien obligé de révéler son défaut devant une émission cathodique nulle : c'est à cette éventualité que nous avons fait allusion plus haut, car elle ne laisse subsister aucun doute quant à la destination finale d'une telle lampe.

Le court-circuit entre le filament et la cathode, par contre, pourrait fort bien se manifester dans le montage même de plu-

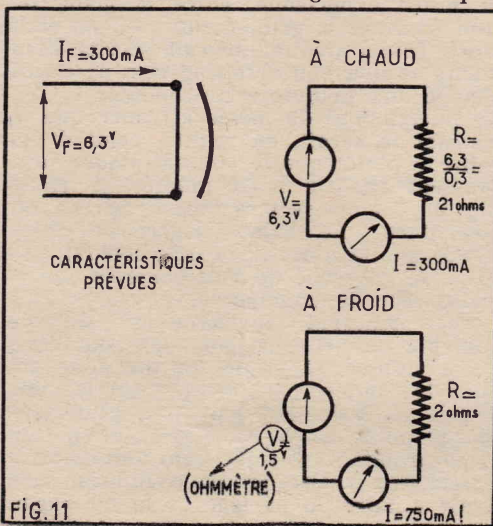


FIG. 11

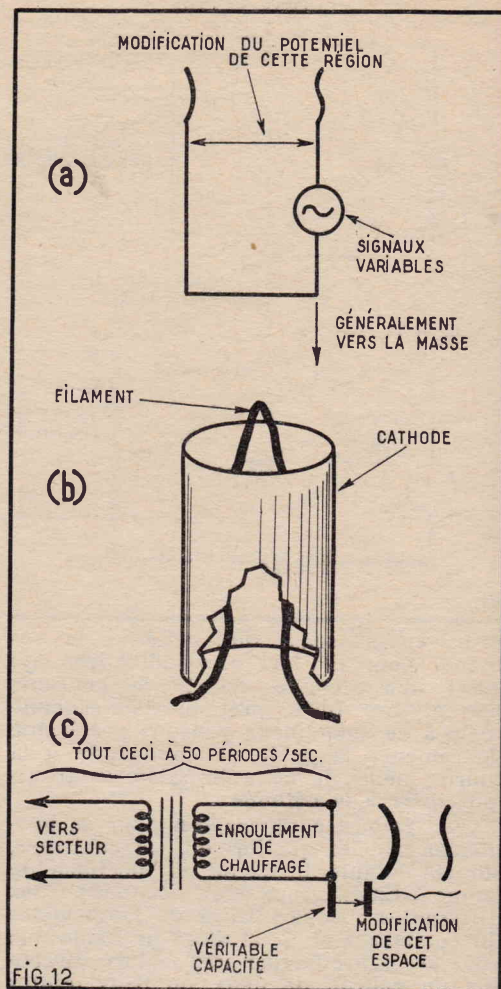


FIG. 12

sieurs façons décelables ; sans même faire intervenir la capacité qui pourtant existe bel et bien entre ces deux électrodes (fig. 12) on pourrait voir, à travers un tel chemin de fuite, une fraction de signal variable à 50 périodes par seconde atteindre la région de la cathode, sinon la cathode elle-même, et comme il s'agit là de l'un des deux organes intéressés directement par le signal d'entrée, cette intrusion se traduirait par l'apparition, dans le circuit anodique, d'un signal variable, modulé à ces mêmes 50 périodes avec pour effet un sérieux ronflement dans des étages parcourus plus particulièrement par des fréquences acoustiques ou par des barres alternativement blanches et noires apparaissant sur l'écran du tube cathodique d'un récepteur de télévision.

Manifestation plus électrique encore de ce même genre de panne : la résistance de cathode n'est plus traversée par le seul courant variable ou « repos » de la lampe elle-même, mais également (fig. 13-a) par une fraction du courant alternatif et si sa dissipation est calculée « juste » on remarquerait son noircissement ; cette panne devra être signalée encore au même titre dans les montages où l'alimentation de ces filaments se fait spécifiquement en série et où le danger risquerait d'être plus grand encore, puisqu'un condensateur de découplage, tel que C1 (fig. 13-b) peut parfaitement se compliquer d'une rupture du restant de la chaîne, alors suralimentée (en tension fig. 14). Là encore, la vérification de la résistance de cet espace, elle aussi en principe infinie, constituera un bien meilleur moyen d'arriver rapidement à une conclusion.

Que penser, enfin, dans cette même fonction, des tubes au néon que l'on trouve parfois incorporés dans cette sec-

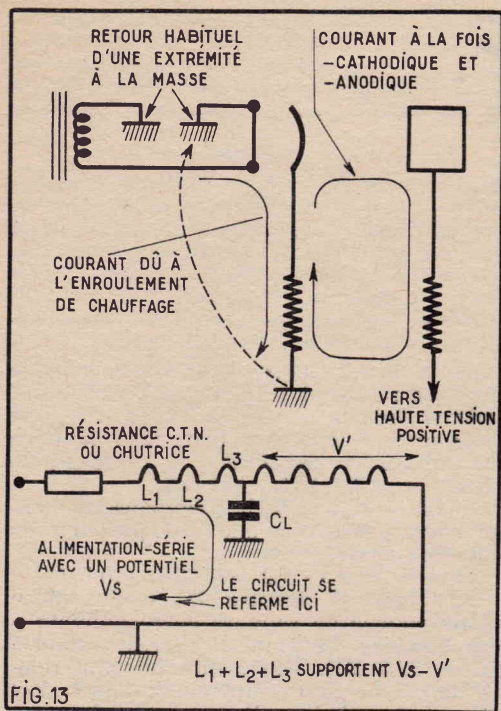


FIG. 13

tion ? En dehors des veilleuses et des relaxateurs, nous ne pensons pas que le rôle joué par ces éléments puisse vraiment être considéré comme digne d'un équipement d'une certaine valeur : bien souvent, tout comme, par exemple, pour les soi-disant contrôleurs de tension, les conclusions pourraient se révéler aussi optimistes que définitivement défaitistes, car, il ne faudra jamais l'oublier, ce type de lampe reste souvent fort sensible aux capacités que présente l'expérimentateur par rapport à la masse des appareils ou même par rapport au sol. Que l'on nous entende bien : nous ne condamnons pas systématiquement ces dispositifs, mais, si on nous en laisse le choix, comme ce sera généralement le cas pour des appareils réalisés par nos soins, nous préférons d'autres systèmes : nous venons d'indiquer, pour cela, une raison qui nous semble logique et on ne devrait donc pas pouvoir nous taxer de capricieux.

Fonctionnement réel

Nous voilà donc maintenant arrivés à l'application de la distinction faite plus haut entre les caractéristiques dynamiques et le comportement réel de la lampe une fois qu'elle aura été incorporée dans le montage. Ce qui la distinguera alors fondamentalement, c'est le fait de comporter dans chacune de ses électrodes un élément de charge. Tous ces éléments modifieront surtout les réactions des électrodes parcourues par un courant constant — sans être obligatoirement continu — ou variable, donc pratiquement toutes, sauf la grille de commande et la grille supprimeuse et il ne nous semble alors guère plus difficile d'étudier ces états de chose en incluant, dans notre engin, des éléments similaires, que de les examiner sous un angle éminemment théorique qui pourrait fort bien se révéler inapplicable dans la pratique.

Nous disons donc ceci : puisque, de toutes façons, il faut disposer d'une source de haute tension, pourquoi appliquer celle-ci directement aux plaques au lieu d'atteindre ces anodes à travers une de ces résistances, laquelle normalement s'y trouverait ? Et nous envisageons cette solution d'autant plus allègrement que nous voulons étendre les possibilités de

notre lampemètre à l'examen de valves de redressement. Nous préconisons donc de prévoir d'office une telle valve comme faisant partie de l'appareil lui-même.

Chaque fois que la lampe examinée sera d'un type autre que « valve », nous utiliserons la nôtre (fig. 14) pour produire la haute tension nécessaire à un examen dans des conditions aussi proches que possible des conditions de fonctionnement réel ; si, par contre, notre examen doit porter sur une telle valve, nous substituerons la valve à tester... à la nôtre. Dans tous les cas, cependant, la haute tension disponible le sera sous une forme filtrée pour éliminer, tant que faire se peut, le danger d'une surmodulation, donc d'une détection parasite.

En fait, nous nous contenterons de recréer ces conditions avec un minimum de servitudes en partant de l'idée qu'en manifestant ce souci nous introduisons déjà une amélioration bien importante : nous pourrions donc, à notre avis, nous contenter de 3 ou 4 valeurs différentes pour les cathodes et d'un peu moins même pour les circuits anodiques ; quant aux grilles-écrans, deux possibilités feront notre affaire : ou bien liaison directe avec la haute tension, ou bien charge telle que la tension proprement dite se réduise de moitié. Mais dites-vous bien que ces indications ont tout simplement une valeur de suggestion et que rien, rigoureusement rien, ne vous empêche d'augmenter le nombre de ces éléments de sélection.

Caractère universel

De façon générale le monde moderne tend vers une automatisation des plus poussées et, assez paradoxalement, l'homme se plaint des inconvénients que présente pour lui cette situation de robot qu'il semble tellement rechercher par ailleurs. Ainsi, va également le monde du lampemètre et s'il est indéniable que les modèles les plus séduisants sont ceux qui ne demandent plus qu'un minimum d'interventions de la part de l'opérateur, il est tout aussi vrai que la nature même de ces perfectionnements les rend on ne peut plus vulnérables.

Voyez donc ce modèle, qui teste toutes les lampes par la simple introduction d'une carte perforée, mais voyez égale-

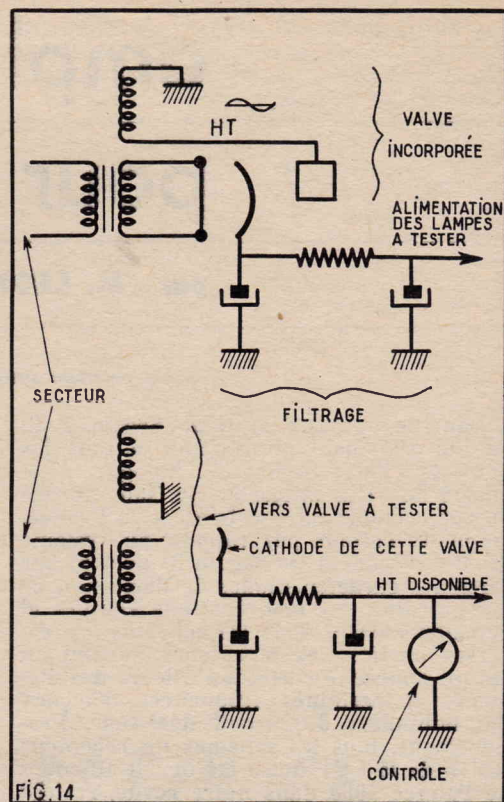


FIG. 14

ment si, dès le lendemain de sa sortie, vous pouviez vérifier utilement une nouvelle lampe, opération intéressante, s'il en est, pour peser les améliorations qu'elle serait susceptible d'apporter à un montage existant : certes pas, puisqu'il faudra attendre que le fabricant du lampemètre ait adapté lui-même son matériel à cette nouvelle exigence imprévisible par définition. De même, des versions moins perfectionnées ne livrent guère le secret de leur constitution interne, mais, là encore, le répertoire remis lors de votre acquisition présentera forcément un certain décalage dans le temps avec la pièce détachée que vous aimeriez examiner.

C'est pourquoi nos faveurs vont à des modèles qui inversent radicalement cette façon de procéder en adaptant chaque cir-

(Suite page 35)

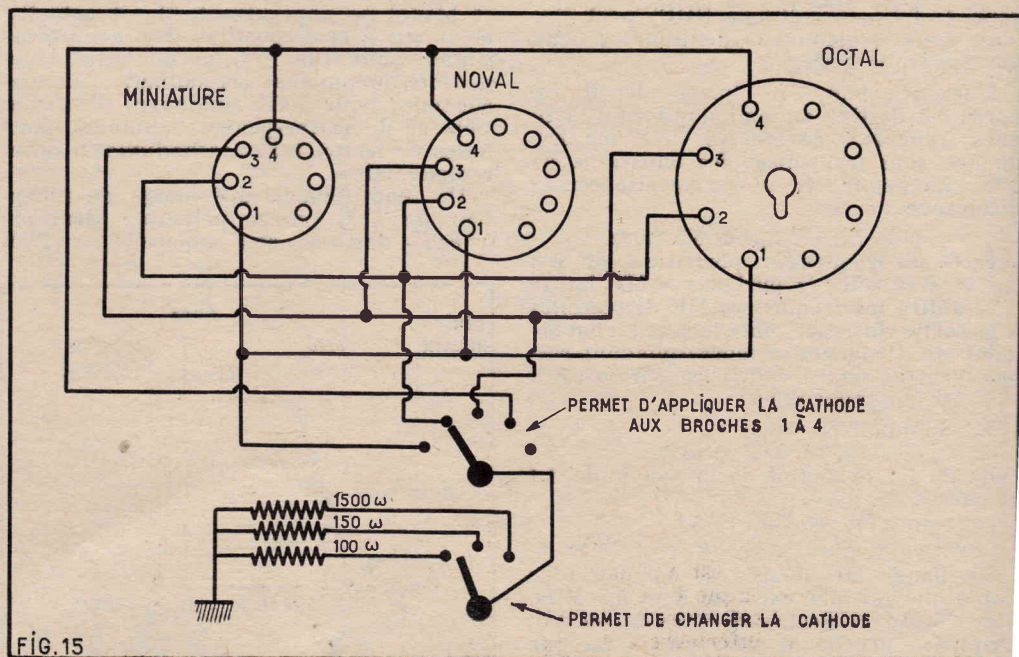


FIG. 15

amplificateurs M.F. pour TV couleurs

par M. LEONARD

Le nouveau système Sécam 3 B

Dans le nouveau système Sécam 3 B, adopté également par l'URSS et tous les pays de l'Est : Roumanie, Pologne, Allemagne de l'Est, Bulgarie, etc. sans perdre de vue certains pays voisins de la France, les modifications par rapport au système Sécam précédent (le Sécam 3) portent sur certaines caractéristiques de l'émission ce qui entraîne des modifications simples et peu nombreuses dans les schémas des diverses parties des récepteurs, surtout en ce qui concerne certaines valeurs des éléments et certaines fréquences d'accord des bobinages du circuit décodeur. Pratiquement, tous les schémas du récepteur RS 15 de la CFT qui a été décrit au cours de l'année 1965 dans notre revue, restent valables. Il suffit de quelques modifications de réglages d'accord pour qu'ils s'adaptent au Sécam 3 B.

Les parties autres que le décodeur, ne subissent aucune modification notamment l'alimentation, les récepteurs d'image et de son (sont bien entendu la VF), les circuits de synchronisation, les bases de temps, tubes cathodiques.

Les nouvelles réalisations de laboratoire ou industrielles des téléviseurs en couleurs, doivent, évidemment, utiliser les composants les plus récents et, de ce fait, on trouvera dans les nouveaux téléviseurs en couleurs, non seulement les particularités du système Sécam 3 B mais aussi des montages utilisant les nouveaux composants et plus tard des transistors.

Amplificateur MF image

Nous commençons avec les circuits moyenne fréquence car le bloc HF-changeur de fréquence (tuner UHF) peut être d'un type quelconque identique à ceux des appareils TVM.

L'amplificateur MF image décrit ci-après est destiné au seul standard 625 lignes français recevant les UHF sur lesquelles sont transmises les émissions de TVC. La bande MF se caractérise par la différence :

$$\Delta f = f_{ms} - f_{mi} = 6,5 \text{ MHz,}$$

avec f_{ms} = fréquence « porteuse » MF son f_{mi} = fréquence « porteuse » MF image c'est-à-dire les fréquences MF disponibles à la sortie du tuner, obtenues par changement de fréquence et correspondant respectivement aux fréquences porteuses f_s et f_i HF du canal reçu.

En adoptant la valeur :

$$f_{ms} = 39,2 \text{ MHz}$$

celle de f_{mi} se déduit de la valeur de Δf et on a :

$$f_{mi} = f_{ms} - \Delta f$$

$$\text{ou } f_{mi} = 39,2 - 6,5 = 32,7 \text{ MHz.}$$

La bande MF image est un peu plus faible que Δf , par exemple B = 5,5 MHz. Elle s'étend évidemment entre f_{mi} et une fréquence proche et inférieure à f_{ms} par exemple 38 MHz environ.

L'emploi d'un tube cathodique à écran rectangulaire entraîne des modifications importantes des bases de temps, des dispositifs de balayage et de ceux de convergence.

Il est donc intéressant de faire connaître à nos lecteurs, comme nous le faisons pour tous les domaines de l'électronique, quelles sont les nouvelles réalisations pratiques d'appareils de TVC.

Nous commençons par l'analyse des montages MF les plus récents, MF image et MF son, faisant partie du téléviseur RS-16 de la CFT conforme aux normes actuelles.

**

Mettons en garde les lecteurs contre toute précipitation de leur part pour la réalisation des montages.

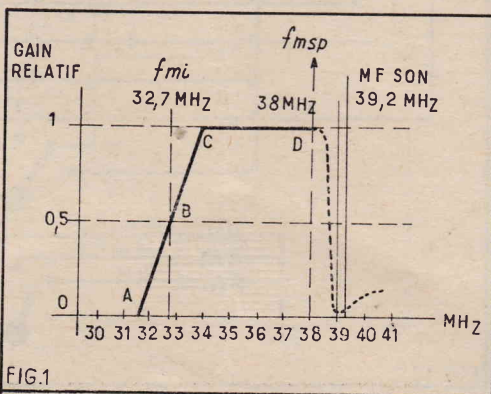
Pour le moment il ne s'agit que de s'initier à la TVC pour être bien préparé lorsque plus tard les techniciens pourront passer à la pratique.

Il ne suffit pas de posséder toutes les pièces du montage, il faut aussi disposer de toute une série d'appareils de mesure pour la vérification et la mise au point. De plus, lorsque les émissions de TVC seront régulières, de nouveaux montages de réception seront proposés, plus perfectionnés et plus économiques...

Par contre, l'initiation à la TVC demande un effort prolongé et il faut dès maintenant, commencer à s'intéresser à cette nouvelle technique.

Le progrès de la technologie de la TVC (TVC = TV en couleurs, TVM = TV noir et blanc) se poursuivant, il est actuellement mis à la disposition des techniciens s'intéressant à la TVC, de nouveaux composants, notamment les suivants : lampes spéciales pour TVC, bobinages de déviation et de convergence, bobinages pour bases de temps, tubes cathodiques à écran rectangulaire.

Un amplificateur MF image de récepteur de TVC est, en principe, identique à ceux destinés aux appareils de TVM



(noir et blanc) mais en pratique, pour la TVC, on réalise des montages à plus grand gain et dont la courbe de réponse MF est telle qu'elle transmet bien la fréquence MF image correspondant à la sous-porteuse $f_{sp} = 4,3$ MHz environ.

Si $f_{mi} = 32,7$ MHz, la fréquence MF image correspondant à une sous-porteuse de 4,3 MHz environ est :

$$f_{msp} = 32,7 + 4,3 = 38 \text{ MHz environ}$$

La figure 1 montre la forme idéale d'une courbe de réponse correspondant à ces données. Le point B correspondant à $f_{mi} = 32,7$ MHz représente un gain relatif de 0,5. Le gain relatif maximum, 1, doit être conservé jusqu'à un peu plus que $f_{msp} = 38$ MHz. Ensuite il doit diminuer rapidement pour que le signal MF son $f_{ms} = 39,2$ MHz ne soit pas transmis.

Il s'agit bien entendu de la courbe globale MF image, relevée à l'entrée du détecteur MF image.

Analyse du schéma

Le schéma de l'amplificateur FM image est représenté par la figure 2.

Des lampes doubles ECF 201 et ECF 200 sont utilisées, un élément étant pentode et l'autre triode dans les deux types.

La même lampe double est utilisée dans deux montages différents, ainsi, un élément de V_{1A} , désigné par V_{1A} figure en MF image et l'élément triode V_{1B} est utilisé en MF son, montage qui sera décrit plus loin.

Il en résulte, qu'au point de vue construction, il est nécessaire de disposer les deux parties sur la même platine et placées de manière appropriée pour éviter des connexions longues qui seraient inadmissibles dans des montages fonctionnant sur des fréquences de l'ordre de 35 MHz.

Considérons maintenant le schéma de la figure 2. Le signal MF image et celui MF son provenant de la sortie du tuner UHF, sont transmis par un câble coaxial long de 50 cm type 50 PDD à faibles pertes, à l'entrée d'amplificateur MF image.

Cette liaison entre la sortie MF du tuner UHF et l'entrée de l'amplificateur se fait sur faible impédance, celle du coaxial ; la bobine L_1 doit être considérée comme le secondaire d'un transformateur MF dont le primaire est disposé dans le compartiment MF du tuner le couplage entre les deux enroulements s'effectuant « par la base », par la capacité constituée par le câble et par celle de 47 pF indiquée sur le schéma.

De ce fait la longueur du câble correspond à une capacité de valeur précise, qui est dans le présent montage de 50 cm avec le type de câble adopté.

La grille de V_{1A} , première amplificatrice MF, est isolée de l'entrée, en continu, par le condensateur de 220 pF. Le circuit d'entrée est amorti par les résistances de 10 kΩ et 2,2 kΩ, la seconde étant aussi destinée à transmettre à la grille la tension de CAG provenant du point X.

Le condensateur de découplage de 10 000 pF, limite à 2,2 kΩ la valeur de la résistance de grille parcourue par le courant MF.

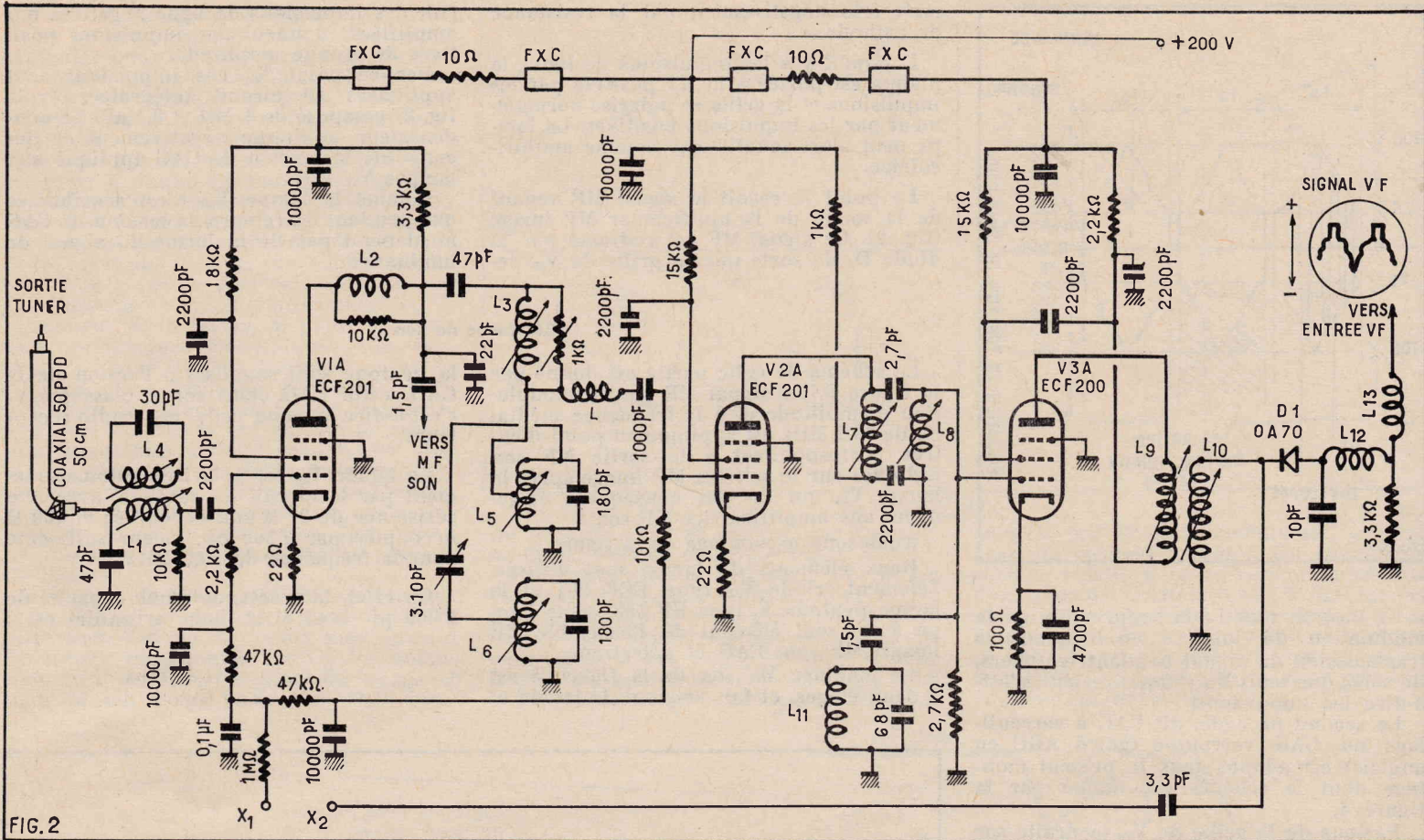


FIG. 2

Cette lampe est polarisée par la tension de CAG et par la résistance de 22Ω du circuit de cathode.

En fait, cette résistance de faible valeur sert surtout comme élément de contre-réaction, stabilisant l'étage.

La grille 3 est reliée à la masse tandis que la grille 2 est alimentée par la résistance de $18 \text{ k}\Omega$ et découplée par 2200 pF .

Dans le circuit de plaque on trouve le primaire L_2 du filtre de bande et la résistance de $3,3 \text{ k}\Omega$ transmettant le courant d'alimentation HT, avec le condensateur de 10000 pF commun avec la grille 2.

Le signal MF son est amplifié par V_{1A} en même temps que celui MF image. Un condensateur de $1,5 \text{ pF}$ transmet le signal MF à l'entrée de l'amplificateur MF son qui sera décrit plus loin. Au circuit secondaire du filtre de bande $L_2 - L_3 - L$ on a associé deux filtres éliminateurs de son L_5 et L_6 dont l'un est accordé sur f_{ms} et l'autre sur la MF son du canal adjacent. Les filtres éliminateurs contribuent aussi à la mise en forme de la courbe globale MF, image seule.

Le réglage de ces filtres est de la plus haute importance car il faut conserver à la courbe sa réponse, une forme aussi proche que possible de celle imposée par des considérations concernant la transmission de f_{ms} comme précisé plus haut et indiqué sur la figure 1.

Passons maintenant à la deuxième amplificatrice MF image, V_{2A} . Cette lampe n'amplifie que la bande MF image. Elle est soumise comme la précédente, à l'action de la CAG par la tension fournie au point X_1 et transmise à la grille.

Le montage de la pentode V_{2A} est analogue à celui de la lampe V_{1A} en ce qui concerne la cathode, la grille 3, la grille 2 et la grille 2 et la plaque.

La liaison avec la troisième amplificatrice se fait par transformateur $L_7 - L_8$. Dans le circuit secondaire on trouve encore un filtre L_{11} .

Cette troisième MF image, V_{3A} n'est pas soumise à la CAG, la résistance de fuite de grille, de $2,7 \text{ k}\Omega$ étant reliée directement à la masse.

De plus, il n'y a pas de contre-réaction par la cathode car la résistance de polarisation, de 100Ω est shuntée par un condensateur de découplage de 4700 pF .

Entre V_{3A} et la détectrice diode D_1 , se trouve le transformateur $L_9 - L_{10}$.

Le signal MF pris sur la cathode de D_1 est transmis par $3,3 \text{ pF}$ au point X_2 qui fait partie du dispositif de CAG verrouillé dont nous nous occupons plus loin.

Le signal MF est filtré par $L_{12} - L_{13} - 10 \text{ pF}$, l'anode de D_1 étant portée au potentiel de la masse, au repos, par la résistance de $3,3 \text{ k}\Omega$.

On obtient le signal VF à la sortie, extrémité de L_{13} . Il convient de remarquer fait important, que de l'orientation de la diode, avec la cathode vers l'amplificateur et l'anode vers la sortie, on déduit que la VF obtenue provient de l'alternance négative du signal MF dont la forme est celle des signaux des standards français. Cette VF se présente, par conséquent, avec la modulation de lumière négative et les impulsions synchro de lignes positives.

L'alimentation en haute tension de l'amplificateur MF image, se fait à partir d'un point de l'alimentation du téléviseur, donnant $+200 \text{ V}$.

Sur la partie supérieure du schéma de la figure 2 on montre la disposition des circuits HT. Du point commun $+200 \text{ V}$ partent 3 voies distinctes, chacune destinée à une lampe MF déterminée.

Plusieurs découplages sont disposés, avec résistances et condensateurs et avec perles de ferrocube désignées par FXC.

Le circuit de CAG, à partir du point X_1 , comprend également des découplages séparés pour les deux étages soumis à son action.

D'après cette analyse, on peut constater qu'il s'agit d'un montage très soigné dans lequel on a prévu tout ce qui était nécessaire pour obtenir un gain élevé, une courbe de réponse de forme aussi proche que possible de la forme idéale, une bonne transmission de f_{ms} et une bonne élimination de la MF son.

Circuit de CAG verrouillé

Comme on le sait, la commande automatique de gain (CAG) dans les appareils TV, aussi bien en noir et blanc qu'en couleurs, diffère de celle appliquée aux radio-récepteurs et aux appareils TV-son. Il faut, en effet que la CAG agissant en fonction de l'intensité du signal HF d'image, ne dépende pas de l'information de luminance du signal qui, en plus de l'intensité du signal HF varie aussi avec la nature de la modulation de lumière avec une amplitude maximum (100 %) pour les blancs le minimum (25 % environ) pour les noirs.

Par contre les signaux synchro, ceux de ligne par exemple, ont une amplitude indépendante de la nature du signal d'image et n'est fonction que de l'intensité du signal reçu.

La CAG doit, par conséquent ne tenir compte que des signaux synchro.

La figure 3 montre le signal HF (ou MF) avec la modulation de lumière VF représentée par les deux enveloppes et les impulsions de synchronisation de lignes.

A droite on indique la suppression de la modulation de lumière par élimination en amplitude.

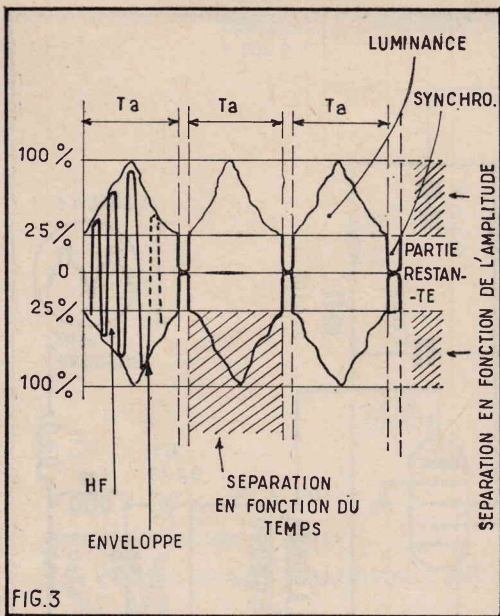


FIG.3

En bas, on montre la suppression de la modulation de lumière en bloquant la transmission du signal pendant les allers, de sorte que seuls les retours restent, c'est-à-dire les impulsions.

Le second procédé, dit CAG à verrouillage ou CAG verrouillé (gated AGC en anglais) est adopté dans le présent montage dont le schéma est donné par la figure 4.

Partons de la grille de V_{2B} (à droite sur le schéma).

Elle reçoit le signal synchro de lignes prélevé sur le multivibrateur de la base de temps lignes. Ce sont des impulsions positives de 15 V environ amplifiées par V_{2B}. Elles sont inversées par la lampe et rendues sinusoïdales grâce au circuit L₁₄ — 68 pF accordé sur 15 625 Hz. On trouve ensuite un circuit écrêteur à deux diodes D₃ et D₄, une bobine d'arrêt BA et une diode D₂ qui effectue la mise en forme du signal de verrouillage. Celui-ci a la forme rectangulaire d'une impulsion positive de 40 V environ et dont la durée est très brève, 2,5 μs environ.

Après réduction de tension ce signal est appliqué à la grille de V_{3B}.

D'autre part, les mêmes impulsions positives sont transmises par capacité de 1 500 pF à la plaque (point X₁) de la même triode V_{3B}.

En l'absence de tout signal, la lampe V_{3B} ne peut fonctionner car la plaque est au potentiel de la masse et la grille pola-

risée très négativement par la résistance de cathode.

Lorsqu'il y a les impulsions de ligne, la plaque est portée à la HT positive par les impulsions et la grille se polarise normalement par les impulsions positives. La lampe peut alors fonctionner comme amplificatrice.

Le point X₂ reçoit le signal MF venant de la sortie de l'amplificateur MF image (fig. 2). Ce signal MF est redressé par la diode D₂ de sorte que la grille de V_{2B} re-

çoit des impulsions de ligne négatives qui amplifiées, donnent des impulsions positives de grande amplitude.

Par ce point X₁, ces impulsions sont appliquées au circuit intégrateur (voir fig. 2) composé de 1 MΩ et 0,1 μF. Le condensateur se charge négativement ce qui constitue la tension de CAG appliqué aux lampes V_{1A} et V_{2A}.

Comme la lampe V_{2B} n'est sensibilisée que pendant les retours, la tension de CAG ne dépend pas de la forme du signal de luminosité.

Récepteur de son

Le schéma de cette partie est donné par la figure 5. Le signal MF son, à modulation d'amplitude et à la fréquence médiane de 39,2 MHz est appliqué au point d'entrée correspondant à la sortie MF son indiquée sur le schéma MF image après la lampe V_{1A} qui est par conséquent également, une amplificatrice MF son.

Analysons le montage de la figure 5.

Deux éléments de lampe sont utilisés, l'élément triode V_{1B} type ECF 201 et la lampe pentode V₄ type EF 183, seule lampe à un seul élément de l'ensemble MF image, MF son, CAG et détection.

Le montage MF son de la figure 5 est à deux étages, et fait original, la triode et

la pentode sont soumises à l'action de la CAG, cette CAG étant ici « classique », c'est-à-dire comme celle des radio-récepteurs.

La triode V_{1B} est polarisée automatiquement par le circuit de cathode, avec une résistance de 27 Ω non découplée et 100 Ω découplée par 2 200 pF, valeur suffisante pour la fréquence de 39,2 MHz.

En effet, la réactance d'une capacité de 2 000 pF à 40 MHz (pour arrondir) est :

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

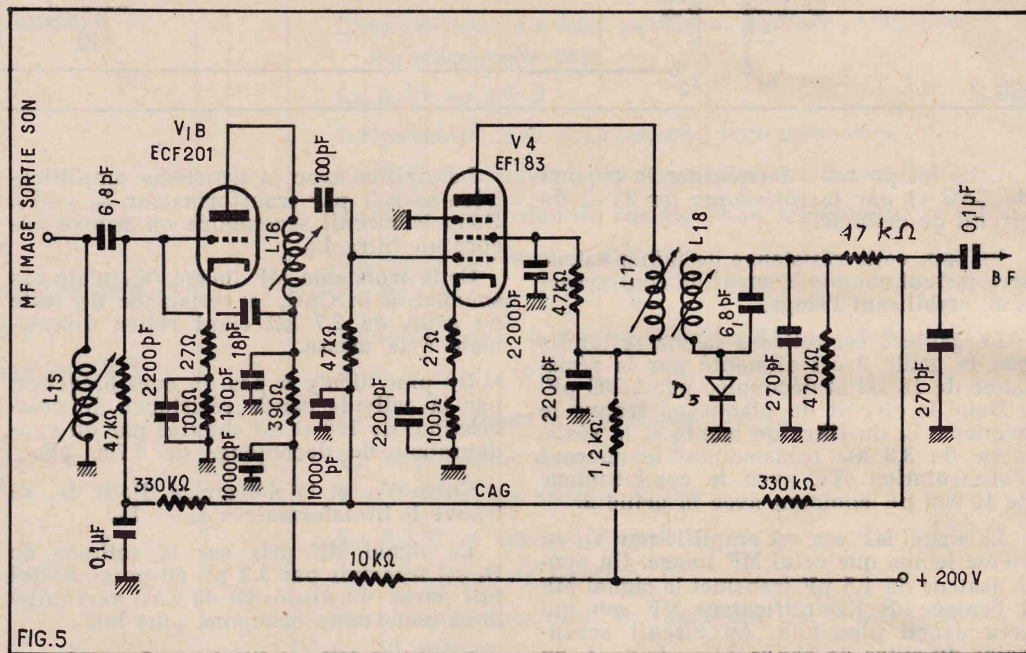


FIG.5

ce qui donne :

$$X_c = \frac{10^6}{6,28 \cdot 40 \cdot 2000} \text{ ohms}$$

ou $X_c = 2 \Omega$ environ.

On voit qu'aux MF image et son, de l'ordre de 30 à 40 MHz, une capacité de 2 000 pF a une réactance très faible donc est efficace comme capacité de découplage. Celles de 4 700 pF et 10 000 pF le sont encore plus.

La résistance de 27 Ω du circuit cathodique de V_{1B} exerce une action de contre-réaction, ce qui constitue un des moyens de rendre le montage stable.

Dans le circuit de plaque de V_{1B} on trouve la bobine L₁₆ accordée sur f_{ms} = 39,2 MHz et le signal MF amplifié est transmis par le condensateur de 100 pF à la grille de la lampe suivante.

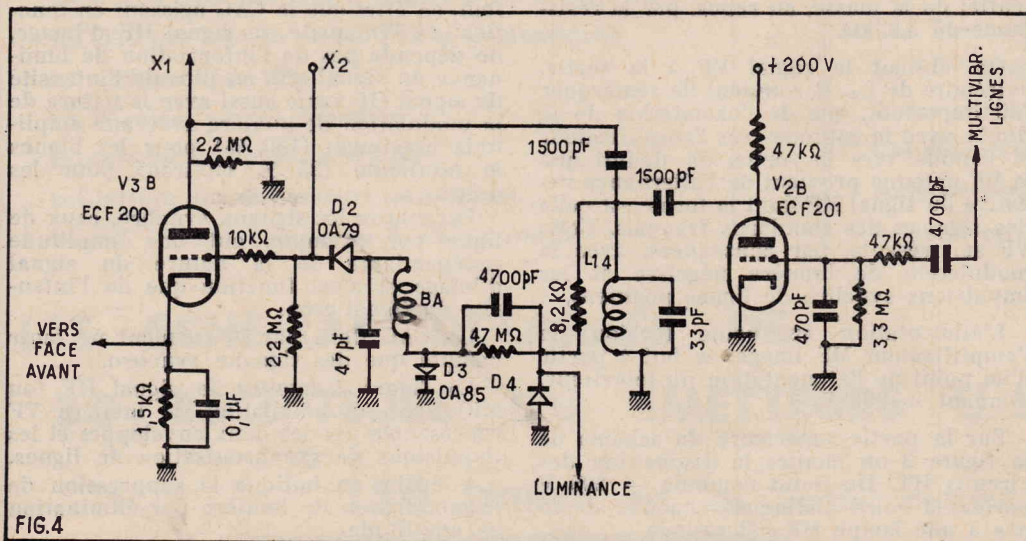
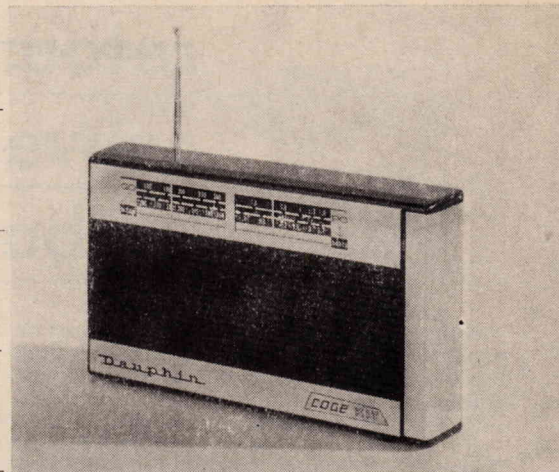


FIG.4

(Suite page 28)

spécialement conçu pour les navigateurs de plaisance voici un récepteur portatif à transistors avec gammes radio-phares et maritimes



En raison du développement rapide de la navigation de plaisance ce récepteur « Spécial Marine » répond aux vœux, souvent exprimés par un grand nombre de nos lecteurs. En effet outre les programmes radiodiffusés sur les gammes classiques PO et GO, ce petit appareil permet d'écouter à la mer le trafic entre bateaux, les radio-phares maritimes et aéronautiques, les radio-phares consols et les informations météorologiques transmises par les stations maritimes côtières. Il permet également, grâce à son effet directif, d'effectuer des relevés radiogoniométriques. Toutes ces possibilités intéressent en premier chef les plaisanciers à voile ou à mo-

teur, mais également de nombreux amateurs de radio habitant ou venant passer leurs vacances sur les côtes et passionnés par l'activité maritime qui s'y déploie. Si tel est votre cas, alors n'hésitez pas et entreprenez sans plus attendre la construction, facile, de ce récepteur.

Les caractéristiques techniques

- 4 gammes d'ondes :
 - PO = 1 600 kHz à 520 kHz ;
 - GO = 250 à 150 kHz ;
 - Radio-phares = 320 à 235 kHz ;
 - Maritime = 3 200 à 1 600 kHz.
- Ces gammes sont commutables par un clavier à 4 touches.

- Un cadre ferrite incorporé.
- Une antenne télescopique.
- Sept transistors et deux diodes.
- Puissance de sortie : 200 mW.
- Alimentation par pile 9 V.
- Consommation = 35 mA environ.
- Dimensions = 19 × 10,8 × 4,2 cm.
- HP incorporé de 7 cm et de 30 ohms d'impédance de bobine mobile.
- Il comporte :
- 1 jack pour écouteur 30 ohms.
- 1 jack pour antenne extérieure.
- 1 jack « appareil de mesure » pour relèvement radiogoniométrique.
- 1 étage BFO pour l'écoute des émissions en entretenu pure.

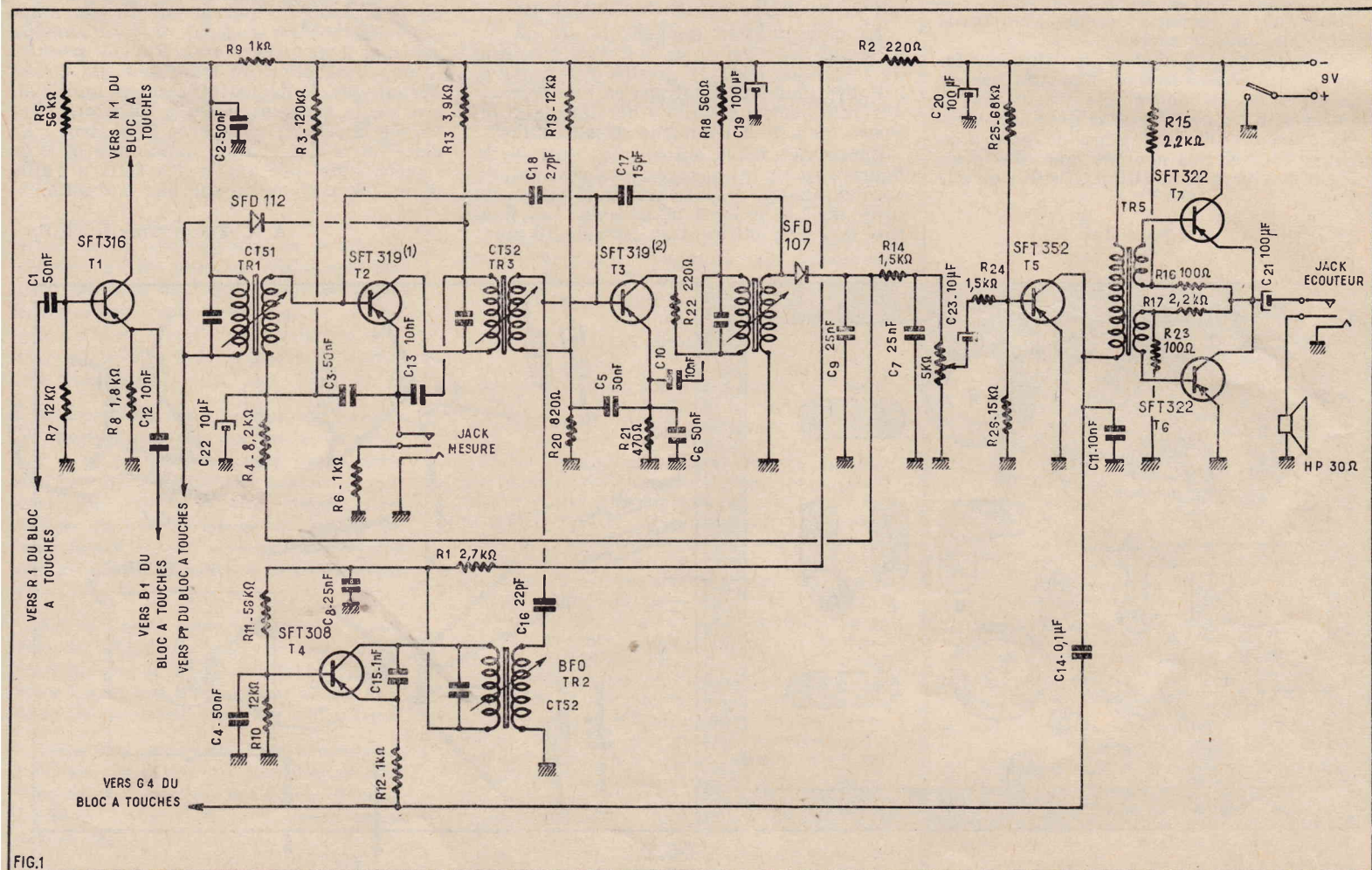


FIG.1

Le schéma - Figure 1

Cet appareil est du type changeur de fréquence. Le circuit d'entrée est constitué par les enroulements du cadre ferrite pour les gammes PO, GO et Radio-phares et par un bobinage accord contenu dans le bloc à touches entrant en fonction pour la gamme « Maritime ». Ce bobinage permet l'utilisation de l'antenne télescopique incorporée ou d'une antenne indépendante plus importante qui se raccorde au jack prévu à cet effet. Dans tous les cas le circuit d'entrée est accordé par la cage 280 pf du CV et attaque à travers un condensateur de 50 nF la base du transistor SFT316 qui équipe l'étage changeur de fréquence. En dehors des gammes spéciales qu'il couvre cet étage est de conception classique. La base du transistor est polarisée par un pont constitué d'une 12 000 ohms côté masse et d'une 56 000 ohms côté - 9 V. Remarquons au passage que le + 9 volts correspond à la masse. Le potentiel de l'émetteur est fixé par rapport à la masse par une résistance de 1 800 ohms. Cette électrode est également reliée par un 10 nF au circuit accordé du bobinage oscillateur, lequel est accordé par la cage 120 pf du condensateur variable. L'enroulement d'entretien est inséré dans le circuit collecteur du transistor entre cette électrode et le primaire du premier transfo MF (TR1). La ligne - 9 V de cet étage contient une cellule de découplage composée d'une 1 000 ohms et d'un 50 nF. Les transformateurs MF sont accordés sur 480 Kcls.

Le secondaire de TR1 attaque la base d'un SFT319 qui équipe le premier étage amplificateur MF. Le potentiel de cette base est appliquée au point froid de cet enroulement par un pont formé d'une 120 000 ohms côté - 9 V et d'une 8 200 ohms qui n'aboutit pas à la masse mais à la sortie de l'étage détecteur. Cette résistance, découplée vers l'émetteur du transistor MF par un 50 nF et vers la masse

par un 10 μ F, constitue, avec ce dernier, la cellule de constante de temps du circuit CAG. Le circuit émetteur du SFT319 contient une résistance de stabilisation de 1 000 ohms. Un jack permet d'introduire dans ce circuit un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale et de résistance interne de 50 à 200 ohms. Cet appareil de mesure dont la déviation sera maximum en l'absence de signal permettra un contrôle précis lors d'un relevé goniométrique. Le circuit collecteur du SFT139 (1) contient le primaire du transfo MF (TR3) et une cellule de découplage formée d'une 3 900 ohms et d'un 10 nF allant à l'émetteur du transistor. Entre le sommet de cette cellule et le point chaud du primaire TR1 une diode SFD112 est prévue. En raison de son branchement, cette diode n'est pas conductrice lorsque le signal capté est faible. Elle le devient lorsque le signal atteint un certain seuil et sa résistance est d'autant plus faible que l'amplitude de ce signal est grande. Elle amortit donc le primaire de TR1 et réduit le gain de l'étage en fonction de l'importance du signal incident. Ce circuit renforce donc l'action du CAG et évite la saturation lors de la réception de stations puissantes.

Le secondaire de TR3 attaque la base d'un autre SFT319 qui équipe le second étage MF. Le pont de polarisation de cet étage aboutit au point froid du secondaire. Il est constitué par une 12 000 ohms côté - 9 V et d'une 820 ohms côté masse et découplé vers l'émetteur du transistor par un 50 nF. La résistance de stabilisation d'émetteur fait 470 ohms et est découplée par un 50 nF. Le circuit collecteur contient une résistance d'amortissement de 220 ohms, le primaire du transfo TR4 et une cellule de découplage comprenant une 560 ohms et un 10 nF. Le premier étage MF est neutrodyné par un condensateur de 27 pf et le second par un de 15 pf. La ligne - 9 V relative à toute la partie que nous venons d'examiner contient une cel-

lule de découplage dont les éléments sont une 200 ohms et un condensateur de 100 μ F.

Le circuit détecteur comprend le secondaire de TR4, une diode SFD107, une cellule de blocage MF (1 500 ohms - 25 nF) et un potentiomètre de volume shunté par un 25 nF. Le curseur du potentiomètre attaque à travers un 10 μ F et une 1 500 ohms la base d'un SFT352 qui équipe le premier étage BF. Le pont de base de cet étage comporte une 68 000 ohms côté - 9 V et une 15 000 ohms côté masse. L'émetteur est relié directement à la masse et le collecteur est chargé par le primaire du transfo driver qui sert à attaquer le push-pull final. Ce dernier qui est du type sans transfo de sortie est équipé de deux transistors SFT322. Comme il se doit ces transistors sont montés en série entre 9 V et masse. La base de chacun d'eux est attaquée par un secondaire différent du transfo driver TR5. Les ponts de polarisation formés de résistance de 2 200 ohms et de 100 ohms sont également montés en série et appliquent la polarisation au point froid des secondaires. Le haut-parleur de 30 ohms est branché entre le point milieu de l'étage et la masse, un condensateur de 100 μ F évite que la composante continue ne traverse sa bobine mobile. Un jack à coupure offre la possibilité de brancher un écouteur et dans ce cas met le HP hors service.

Certains émetteurs et, en particulier, les radio-phares consol travaillent en entretenu pure et de ce fait ne procurent, après détection, aucun signal BF. Il est donc nécessaire de produire dans le récepteur, avant détection, une interférence entre le signal MF et une oscillation de fréquence voisine de manière à obtenir un battement à fréquence audible qui donnera après détection un signal BF susceptible d'être reproduit par le HP. L'oscillateur destiné à produire le signal de fréquence voisine de la MF est appelé BFO, il est

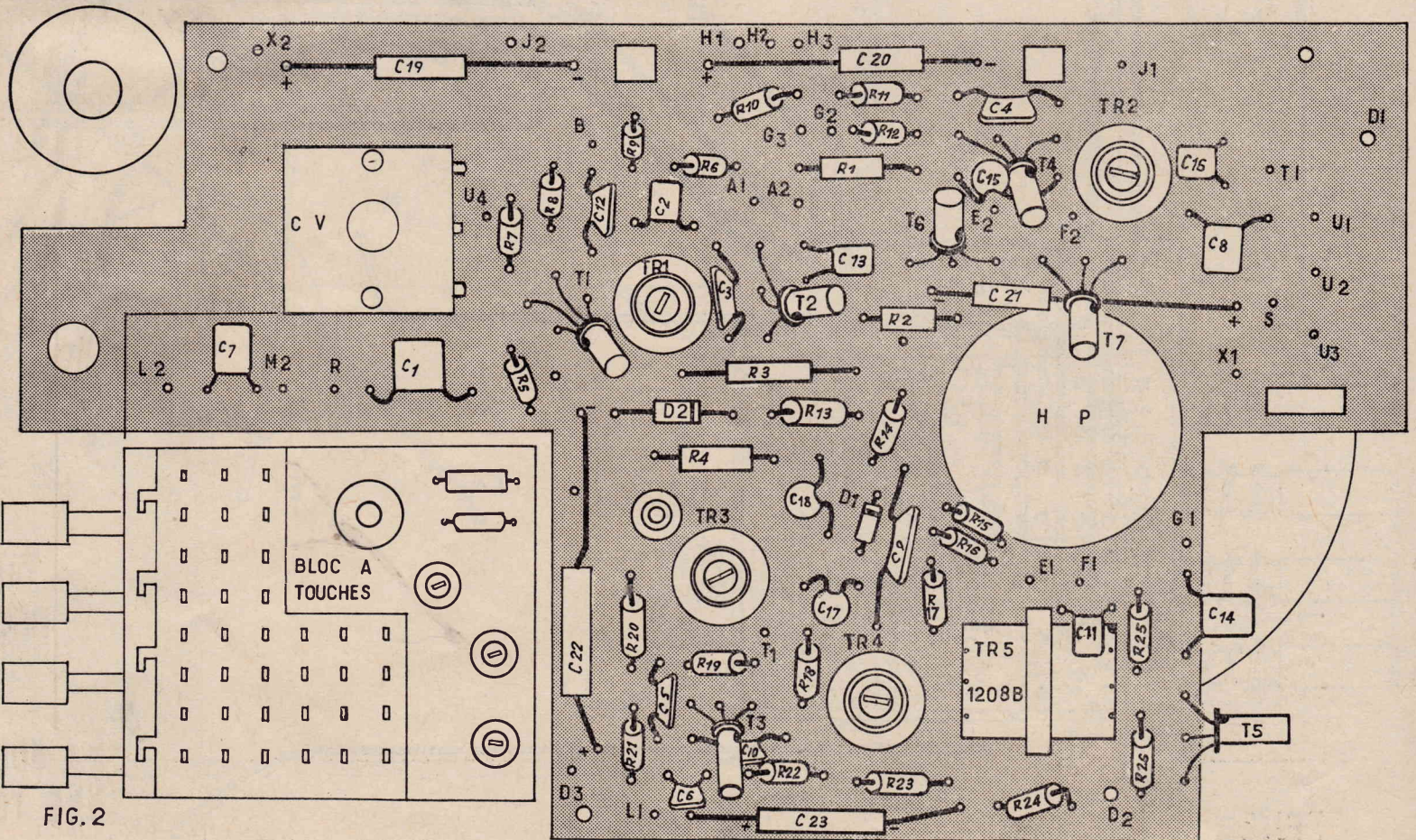


FIG. 2

quipé d'un transistor SFT308 associé à un transfo MF servant de bobinage oscillateur (TR2). Le primaire de ce transfo qui sera réglé au voisinage de 480 Kcls est enroulé dans le circuit collecteur du transistor. Le secondaire applique le signal produit sur la base du second SFT319 à travers un condensateur de 22 pf. Le pont de polarisation de base est formé d'une 56 000 ohms côté - 9 V et d'une 12 000 ohms côté masse. Il est découplé par un 10 nF. Le couplage nécessaire à l'entretien de l'oscillation est obtenu par un 1 000 pf placé entre collecteur et émetteur. La résistance d'émetteur fait 1 000 ohms. La mise en fonction de ce BFO se fait automatiquement en enfonçant la touche « Radio-phare » du bloc ce qui a pour effet de relier la 100 ohms d'émetteur à la masse et de fermer ainsi le circuit d'alimentation. Cette manœuvre a aussi pour effet de doubler le 10 nF de découplage du primaire du transfo BF par un 0,1 µF, ce qui rend l'audition plus grave. Le BFO est alimenté, côté - 9 V, à travers une cellule de découplage composée d'une 2 700 ohms et d'un 25 nF.

Réalisation pratique

Cet appareil met en œuvre un circuit imprimé dont la face côté bakélite est représentée à la figure 2. Il s'agit d'y disposer et d'y souder les différents composants comme l'indique la figure 2. La position de ceux-ci est d'ailleurs représentée sur cette face du circuit imprimé ce qui exclut tout risque d'erreur. Les résistances et les condensateurs sont définis par la lettre R ou C suivie d'un numéro d'ordre. Nous donnerons par conséquent la valeur correspondante à chacune d'elles.

On commence par mettre en place les transfos MF. On place TR1 à l'endroit indiqué sur la face bakélite, puis on soude ses picots et ses pattes de fixation du côté cuivre. On opère de même pour TR2, TR3 et TR4. A noter qu'une des pattes de fixation est plus large que l'autre, ce qui permet de définir l'orientation correcte. On met aussi en place le transfo BF (TR5) dont l'orientation est indiquée par un point de couleur qui doit être situé comme sur le plan. On rabat les languettes de son étrier pour les mettre en contact avec le

cuivre, puis on les soude ainsi que les picots qui seront coupés au ras de la soudure.

On pose ensuite les résistances : R1 = 2 700 ohms, R2 = 220 ohms, R3 = 12 000 ohms et R4 = 8 200 ohms, sont soudées à plat contre la plaque de bakélite du circuit imprimé. Les résistances de R5 à R26 sont placées perpendiculairement par rapport au circuit imprimé. Leurs valeurs sont : R5 = 56 000 ohms, R6 = 1 000 ohms, R7 = 12 000 ohms, R8 = 1 800 ohms, R9 = 1 000 ohms, R10 = 12 000, R11 = 56 000 ohms, R12 = 1 000 ohms, R13 = 3 900 ohms, R14 = 1 500 ohms, R15 = 2 200 ohms, R16 = 100 ohms, R17 = 2 200 ohms, R18 = 560 ohms, R19 = 12 000 ohms, R20 = 820 ohms, R21 = 470 ohms, R22 = 220 ohms, R23 = 100 ohms, R24 = 1 500 ohms, R25 = 68 000 ohms, R26 = 15 000 ohms. Après les résistances on soude les condensateurs. Ceux identifiés de C1 à C18 sont positionnés perpendiculairement par rapport au circuit imprimé. Leurs valeurs sont : C1, C2, C3, C4, C5, C6 = 50 nF, C7, C8, C9 = 25 nF, C10, C12, C13 = 10 nF, C14 = 0,1 µF, C15 = 1 nF,

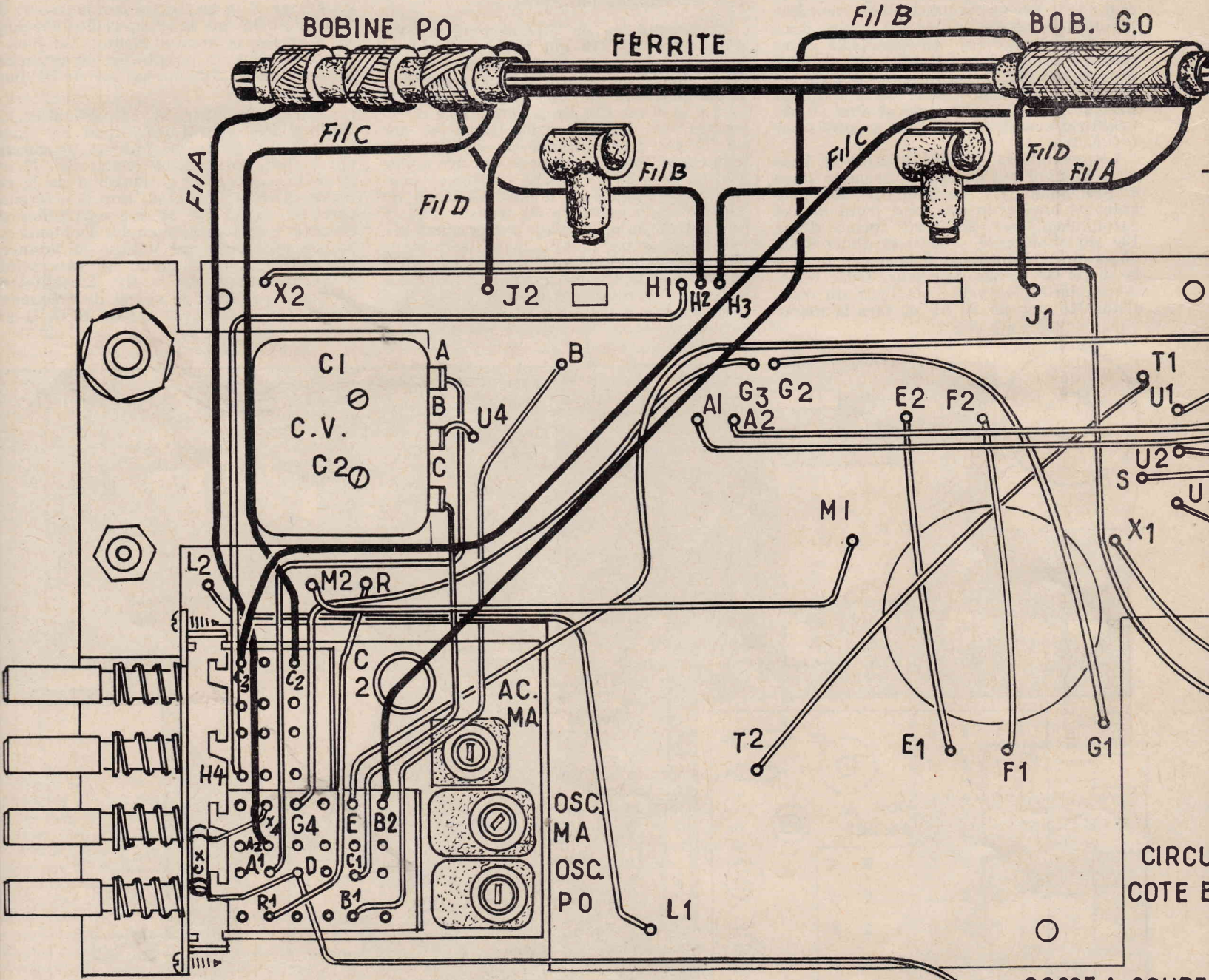


FIG.3

COSSE A SOUDER ANTENNE TELE...

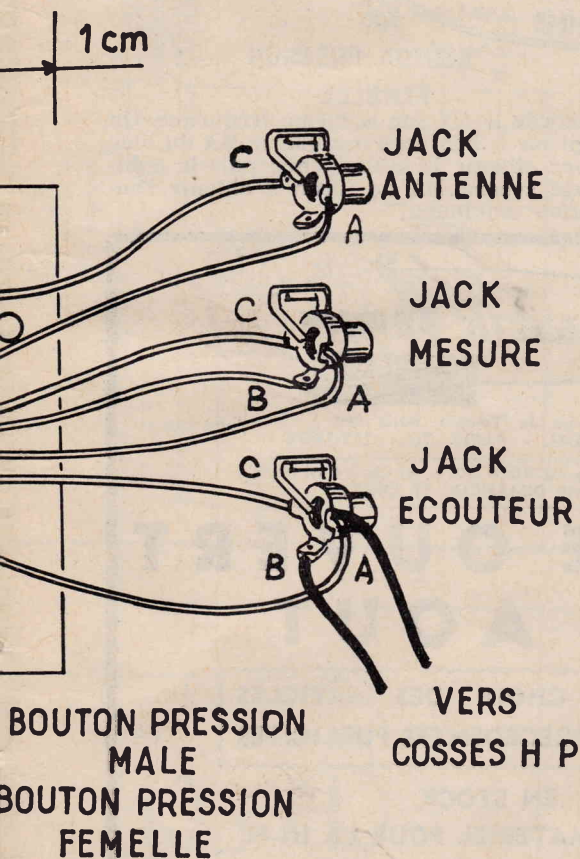
C16 = 22 pF, C17 = 15 nF, C18 = 27 pF. Les condensateurs de C1 à C14 sont du type « plaquette », C15 est du type disque, ceux C16 à C18 du type tubulaire.

Les condensateurs électrochimiques dont nous allons donner la valeur doivent être placés à plat. Pour eux il convient de respecter la polarité et par conséquent le sens de branchement que nous indiquons. C19, C20, C21 = 100 µF, C22 et C23 = 10 µF. Pour tous la tension de service est 12 V.

On passe ensuite à la pose des transistors et des diodes. La partie supérieure de chaque transistor ne devra pas dépasser la hauteur des transfo MF. Il faut également respecter le brochage, le point de soudure des fils étant repéré par les lettres E, B, C et pour certains M (blindage). Les types de transistors utilisés sont : T1 = SFT136, T2 et T3 = SFT319, T4 = SFT308, T5 = SFT352 ou 353, T6 et T7 = SFT322 ou 323. Pour les diodes D1 = SFD107 et D2 = SFD112.

Après la soudure de chaque élément on coupe l'excédent de fil au ras de la goutte d'étain. Sur le trou U4 on soude un fil souple de 2 cm de longueur qui sera ultérieurement soudé sur la fourchette du CV.

On fixe le bloc à touches sur le support métallique. Le bloc étant regardé de face on aperçoit à gauche du support métallique 2 petits ergots. Il faut couper celui du bas car il peut gêner dans le montage. Par



deux vis on assemble le CV, l'équerre support métallique et le circuit imprimé. Après avoir raccourci légèrement à la pince coupante les cosses de l'interrupteur on met en place le potentiomètre. On monte ensuite l'axe de commande du CV et son support. On enfle la poulie d'entraînement sur l'axe du CV. On fixe le fond de cadran du côté cuivre du circuit imprimé en intercalant deux rondelles plates de 3 mm entre chaque colonnette de fond de cadran et le circuit imprimé.

Par des connexions de fil souple isolé on raccorde les points suivants : voir figure 3 : M1 et M2 ; L1 et L2 ; E1 et E2 ; F1 et F2 ; T1 et T2 ; G1 et G2 ; U4 et la cosse B du CV (le fil a déjà été soudé sur U4).

On soude un fil de 5 cm sur le point X1, sur l'autre extrémité on soude la pression mâle pour le raccordement du pôle - de la pile. On soude un fil de 25 cm de longueur sur le point X2. Ce fil doit être muni à son autre extrémité d'une pression femelle pour le raccordement du pôle + de la pile.

On raccorde encore : le picot C1 du bloc à C du CV, le picot A1 du bloc à A du CV, le picot B1 au point B du circuit imprimé, le picot R1 au point R, le picot H4 au trou H1, le picot G4 au point G3. On soude un fil de 15 cm sur le picot D. A l'autre extrémité de ce fil on soude une cosse qui servira au raccordement de l'antenne télescopique.

On câble les jacks. Pour celui « Antenne » on raccorde la cosse A au point U1 et la cosse C au picot E du bloc. Pour celui « Mesure » on relie la cosse A au point U2, la cosse B au point A1 et la cosse C au point A2. Pour celui « Ecouteur » on réunit la cosse A au point U3 et la cosse C au point S. Sur la cosse A on soude également un fil de 12 cm de longueur. Un autre fil de même longueur est soudé sur la cosse B. Ces fils seront soudés ultérieurement sur les cosses du HP.

On met en place sur le circuit imprimé le bâtonnet de Ferrite à l'aide de deux supports plastique. Les supports sont introduits dans des trous rectangulaires du circuit imprimé puis chauffés légèrement du côté cuivre du circuit de manière à écraser la matière plastique et réaliser ainsi une sorte de rivetage. On place ensuite les enroulements sur le barreau de ferrite exactement comme nous l'indiquons. On procède au raccordement et pour cela on soude : le fil A de la bobine

PO sur A2 du bloc, le fil B de cette bobine sur le point H2 du circuit imprimé, le fil C sur C2 du bloc, le fil D sur le point J2 du circuit imprimé. Pour la bobine on soude : le fil A sur le point H3 du circuit imprimé, le fil B sur B2 du bloc, le fil C sur C3 du bloc et le fil D sur le point J2 du circuit imprimé. On soude encore un condensateur CX = 10 pF entre les points X4 et D du bloc.

Pour le bloc on réalise encore les connexions suivantes : le point N1 au point N du circuit imprimé, le point P1 au point P du circuit imprimé, le point K4 au point K3 du circuit imprimé, le point U4 au point K1 du circuit imprimé. Les connexions sont établies du côté cuivre et sont représentées sur la figure 4.

Toujours selon ce qui est représenté sur la figure 4 on soude les cosses A, B et C du potentiomètre aux points A1, B1 et C1 du circuit imprimé. On relie la cosse E au point A1 et la cosse E au point E1. On peut alors brancher le HP à l'aide des fils soudés sur le jack « écouteur ».

Il faut maintenant vérifier le bon fonctionnement en essayant de capter quelques stations en PO et GO. Si l'essai concluant on peut poursuivre le montage. Pour cela on débranche provisoirement le HP. On monte les molettes d'entraînement du potentiomètre et du CV. Pour cette dernière on intercale une rondelle de 12 mm de diamètre. On colle de manière que l'ensemble ne fasse qu'une seule pièce. On monte ensuite la ficelle de cadran comme il est indiqué à la figure 5.

On procède à la mise en place des accessoires du coffret : cadran et enjoliveur. Le haut-parleur se fixe dans le coffret au moyen de 2 pontets serrés par des vis Parker. Il faut placer une rondelle de 6 mm entre le HP et le boîtier. Le circuit imprimé se fixe dans le boîtier à l'aide de 4 vis Parker qui s'engagent dans des bords prévus sur la face avant. Si on craint que le HP mette en court-circuit les connexions du circuit imprimé il est prudent de prévoir entre les deux une rondelle découpée dans du carton mince. On fixe les trois jacks sur le côté du boîtier : le jack « Antenne » en haut, celui « Mesure » en bas, et celui « Ecouteur », on termine par la mise en place de l'antenne télescopique dans le capot arrière du coffret. Ce capot sera fixé à la partie avant du coffret par une vis imperdable arrêtée par un circlip.

Réglage

Deux cas sont à envisager selon qu'on dispose ou non d'un générateur.

Sans générateur : En position PO le CV étant tourné vers 600 kHz on règle les transfo TR1, TR3, TR4 au maximum de souffle. On parfait le réglage en captant une station faible aux alentours de 600 kHz de manière à obtenir le maximum d'audition.

On règle la bobine oscillatrice PO du bloc de façon à faire coïncider une station locale avec sa fréquence indiquée sur le cadran.

Sur une station faible, vers 600 kHz, on règle la position de l'enroulement PO du cadre toujours en vue d'obtenir le maximum d'audition.

On accorde le récepteur sur une station faible entre 1,3 et 1,6 MHz et on règle le trimmer C1 du CV.

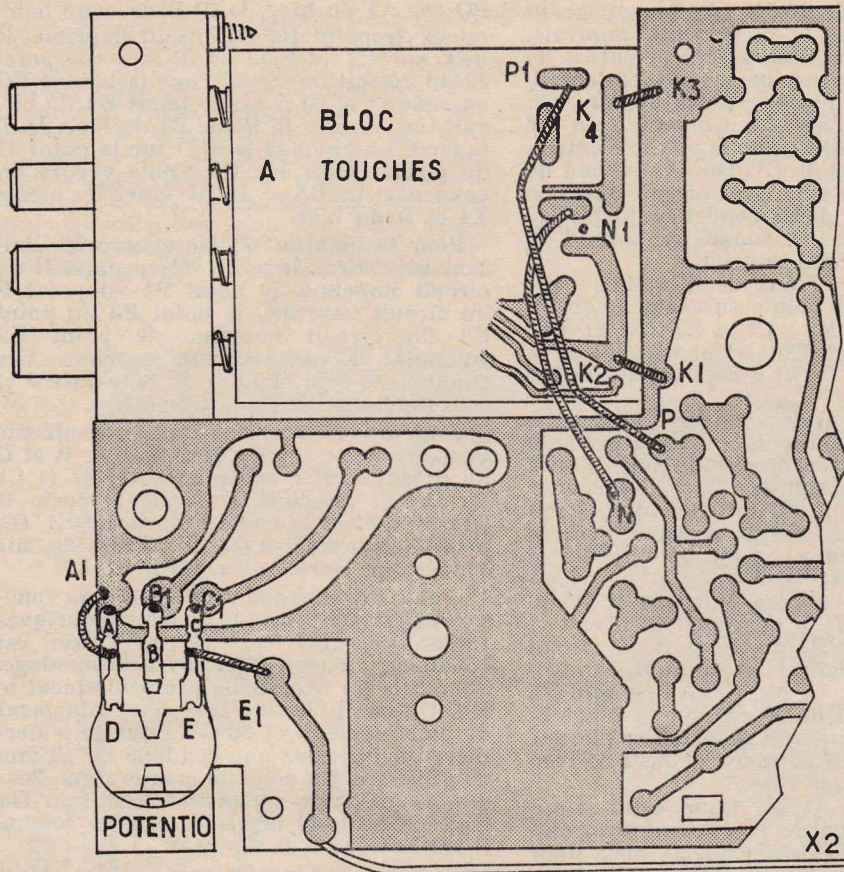
On passe en position GO, on accorde sur Droitwich (200 kHz) et on ajuste la position de l'enroulement GO du cadre. Si c'est nécessaire on retouche le condensateur

C2 du bloc afin de bien caler la station sur 200 kHz.

On commute en position MA. On détermine l'antenne et on cherche une station faible aux alentours de 1,8 MHz. On règle alors la bobine MA du bloc.

Pour régler le BFO on commute le capteur sur BA (après avoir débranché le fil aboutissant au point G4 du bloc). On cherche une station. La réception se terminera par une augmentation du souffle. On ressoude le fil au point G4 et on règle le trimmer. On doit entendre un sifflement aigu. On continue à tourner le noyau, le son disparaît, puis réapparaît, pour devenir de plus en plus aigu. Il faut alors revenir en arrière : le réglage correct correspond à la disparition du son. On vérifie qu'en décalant légèrement le CV de part et d'autre de l'accord on trouve le sifflement.

Avec générateur : en position PO, le cadran étant fermé on fait une boucle autour du cadre. On injecte dans cette boucle un signal modulé à 480 kHz. On accorde al-



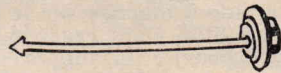
CIRCUIT IMPRIME
COTE CUIVRE

et on cherche la position de l'enroulement PO du cadre pour avoir le maximum de son.

On donne au signal injecté une fréquence de 1 620 kHz, on ouvre à fond le CV et on règle le trimmer C3 du CV pour faire coïncider la fréquence haute de cette gamme. Le signal étant à 1 400 kHz on accorde le poste sur cette fréquence et on agit sur le trimmer C1 du CV.

On passe en gamme GO et on amène le CV sur 200 kHz. On injecte un signal de cette fréquence et on règle le condensateur C2 du bloc de façon à obtenir la coïncidence. On ajuste aussi la position de la bobine GO du cadre. En gamme MA l'antenne télescopique étant développée on place la boucle autour de celle-ci. On injecte un signal modulé de 1,8 MHz. O

BOUTON PRESSION
MALE



X1 DU CIRCUIT
IMPRIME

X2 DU CIRCUIT IMPRIME

BOUTON PRESSION
FEMELLE

FEMELLE

FIG. 4

les transfos TR1, TR3 et TR4. La tension de sortie sera réduite au cours de ce réglage de manière à ne pas saturer l'amplificateur MF.

Ensuite on injecte dans la boucle un si-

gnal modulé de 520 kHz et on règle le bobinage oscillateur PO du bloc de manière à faire coïncider la fréquence basse de la gamme PO.

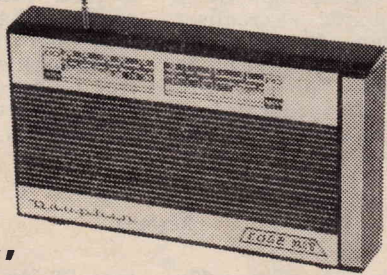
On accorde le générateur sur 600 kHz

accorde le CV sur la même fréquence. On agit sur le bobinage oscillateur MA du bloc pour obtenir la coïncidence puis le bobinage accord MA de façon à obtenir l'audition maximum.

Construisez vous-même

votre cogékit "DAUPHIN"

(Décrit ci-dessus)



récepteur spécial "marine"

Seul appareil de sa catégorie.

Le DAUPHIN permet à tous les passionnés de navigation de recevoir, en plus des P. O. et G. O., les Radio-Phares côtiers, les consols et la bande maritime (météo, encombrement de ports, etc...).

Double cadran, 4 gammes d'ondes par commutateur clavier.

7 transistors + diode - 9 volts.

Dimensions : 19 x 10,8 x 4,2.

Vous montez votre Dauphin facilement (même sans connaissances radio), grâce à sa notice de montage détaillée, accompagnée de nombreux schémas.

Le DAUPHIN ne coûte que **205 frs (franco 210,00)**.

COGEREL

Département "Ventes par Correspondance"
COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)

Magasins - pilotes :

PARIS : 9, Bd St-Germain, (5^e)
80, Bd Haussmann, (8^e)

Veuillez m'adresser gratuitement votre brochure "Kits" R. P. 8-540

NOM

ADRESSE



175, rue du Temple, Paris (3^e)
C.C.P. 1875-41 - PARIS. Tél. : 272-10-74

Démonstrations de 10 à 12 h. et de 14 à 19 h.
FERME DIMANCHE ET LUNDI

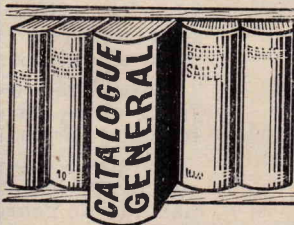
RESTE OUVERT EN AOUT

POUR LE CHOIX DES ARTICLES
VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES

EN STOCK

TOUT LE MATERIEL POUR LA HI-FI

PLATINES T.D. } Lenco - Garrard - B. et O. - A. R. -
THORENS
TETES P.U. } SONOTONE - PICKERING - SHURE
B. et O. - G.E. - Acos, etc.



CATALOGUE GÉNÉRAL 66

2.000 Illustrations - 450 pages - 50 descriptions techniques - 100 schémas. Indispensable pour votre documentation technique

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

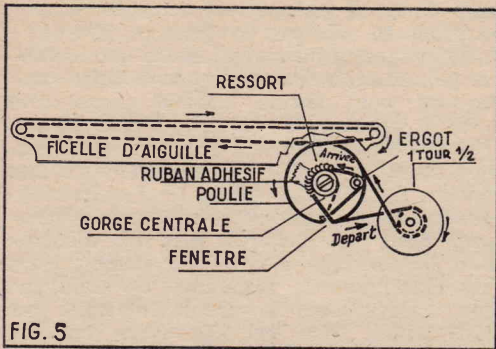


FIG. 5

Pour régler le BFO on met le récepteur en position BA. On place la boucle autour du cadre et on injecte un signal non modulé à 480 kHz. On règle TR2 au battement zéro (annulation du sifflement).

Utilisation

Comme l'utilisation maritime de cet appareil n'est pas très courante nous allons en dire quelques mots.

Les Radiophares Consol. — Ce sont des radio-phares à grande portée, à faisceaux multiples et mobiles et travaillant en entretenue pure. Les faisceaux font entendre les uns une série de points, les autres intercalés entre les premiers une série de traits. Ils oscillent autour de leur position moyenne de façon qu'un faisceau de traits vienne prendre périodiquement la place d'un faisceau de points et vice versa. Selon que l'on se trouve sur la ligne médiane

d'un faisceau de traits ou d'un faisceau de points on n'entend que des traits ou que des points. Partout ailleurs on entend un certain nombre de traits et un certain nombre de points. La proportion entre les points et les traits détermine une ligne droite tracée sur une carte spéciale. Un cycle complet se compose de 60 signes séparés par un trait continu et l'indicatif en morse du radio-phare. Il suffit de compter les points et les traits à partir du début d'un cycle et de chercher sur la carte spéciale, au voisinage immédiat de la position estimée, la droite ou plus exactement le secteur qui comporte dans le même ordre la même proportion de points et de traits.

Cet appareil permet la réception des radiophares Consol en enfonçant la touche « Balises ». On peut compter sur une écoute facile à 200 milles. À moins de 30 milles un consol ne peut être utilisé car son rayonnement comporte des secteurs douteux.

Radiophares côtiers : ils sont disposés tout le long des côtes. Ils fonctionnent par groupe ou individuellement. Ils émettent un trait continu suivi de leur indicatif en morse. Ces émetteurs dont la position exacte peut être reportée sur la carte vous permettront de relever votre direction au moyen du cadre incorporé. En repérant la direction de l'extinction ou du minimum de réception on peut par comparaison avec un compas déduire le relèvement du radiophare et par conséquent tracer sur la carte une droite passant par le radiophare

et faisant avec le Nord l'angle trouvé. On obtient ainsi un lieu de position qui précise l'estime ou permet d'accoster sur un point muni d'un radiophare.

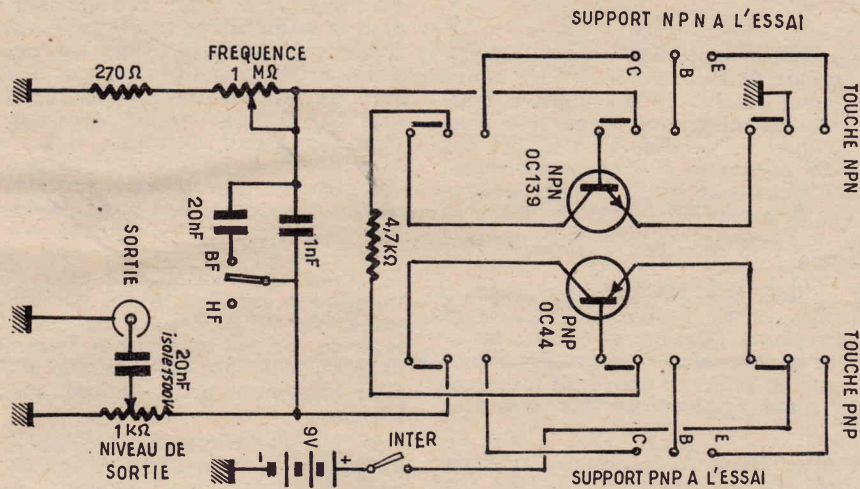
Pratiquement, pour trouver le relèvement d'un radiophare on utilise un demi-double graduation. Ce demi-cercle est calé suivant la ligne de foi du bateau. Une pointe disposée au centre sert de pivot. Par la suite on pourra lire grâce à l'extinction obtenue en faisant pivoter le récepteur sur ce cercle, le gisement des radiophares entendus. En y ajoutant le cap lu au compas au même moment on obtiendra le relèvement.

Les stations côtières : elles travaillent en téléphonie dans la bande chalutier 1 600 à 3 200 kHz et écoulent de trafic des bateaux de pêche. Elles diffusent les bulletins météo maritime à heures fixes, des avis de grains, des coups de vent et l'état de la mer. Leur écoute nécessite l'utilisation d'une antenne qui sera raccordée au jack antenne du récepteur. Cette antenne pourra être constituée par un hauban ou un étai métallique.

Pour les relevements radiogoniométriques on obtiendra une plus grande précision en utilisant un galvanomètre de 1 mA branché sur le jack « Appareil de mesure ». Dans ce cas il faut orienter le récepteur sur le demi-cercle de manière à obtenir une déviation maximum.

A. BARAT.

LES AMATEURS ONT LA PAROLE ENSEMBLE PORTATIF POUR LE DÉPANNAGE DYNAMIQUE



Nous recevons de monsieur D. Dupire un de nos lecteurs d'Arras la lettre ci-après.

J'ai construit l'ensemble portatif pour le dépannage dynamique de M. J. P. Reiser décrit dans votre numéro 218 de décembre 65. Cet appareil répond exactement aux performances annoncées et je voudrais féliciter l'auteur qui a su mettre à la disposition des amateurs un dispositif complet pouvant rivaliser avec les réalisations professionnelles.

M. Reiser laissant le libre choix quant à la mise en place des éléments, j'ai quelque peu modifié la présentation, mes goûts personnels et l'agencement de mon « labo » s'accrochant fort bien d'une disposition rack en longueur. J'ai également remplacé les commutateurs rotatifs par deux blocs à 4 touches, ce qui m'a permis d'éviter l'interrupteur alimentant l'ampli HF : la mise en fonction de l'ampli HF s'effectue maintenant par le seul enfoncement de la touche correspondante.

Enfin, je lui ai adjoint le dispositif suivant que je sou mets à votre attention et

que je livre à l'examen de vos lecteurs.

Un générateur d'impulsions (du type de celui de la figure 3, p. 23, n° 218) donnant un signal de 20 Hz à 50 kHz possède 1 transistor NPN OC139 et un transistor PNP OC44 pouvant être mis hors circuit ensemble ou alternativement par l'intermédiaire d'un bloc à deux touches du type 819 lignes 625 lignes que l'on peut aisément se procurer. Il est donc possible, en le connectant en lieu et place d'un des transistors mis hors circuit par le bloc à touches, de juger du fonctionnement d'un transistor que l'on désire tester, le générateur devant délivrer des impulsions dans les limites de 20 Hz à 50 kHz.

Je préconise l'emploi d'un bloc à touches car l'appareil acquiert ainsi plusieurs possibilités :

- touche NPN enfoncée : essai des transistors NPN ;
- touche PNP enfoncée : essai des transistors PNP ;
- les deux touches relâchées ce qu'il n'est pas possible de faire avec un commutateur rotatif) : utilisation du généra-

teur en dépannage, l'appareil fonctionnant avec les transistors internes ;

— les deux touches enfoncées : les deux transistors internes sont hors circuit ; l'on peut essayer simultanément 1 NPN 1 PNP.

Ce dispositif simple permet, en plus du dépannage, à celui qui ne dispose pas de transistormètre, de savoir immédiatement si un transistor douteux « marche ».

D. DUPIRE

En ce qui concerne le signal-tracer vous avez bien fait de remplacer les commutateurs rotatifs par des blocs à touches car cela doit être plus élégant et surtout, comme vous l'avez fait, cela permet d'éliminer l'interrupteur HF en utilisant une partie du contacteur pour le remplacer automatiquement.

Mais, ce qui est beaucoup plus intéressant, c'est la modification que vous avez faite sur le générateur d'impulsions. C'est en effet une idée remarquable que de transformer ce générateur en transistormètre et surtout, il est possible de vérifier les types PNP et NPN ce qui n'est pas possible avec le générateur à usages multiples décrit dans le n° 219 de « Radio Plans ».

Ce principe de substitution permet de s'assurer du bon fonctionnement d'un transistor.

Il doit même être possible de tester un transistor plus précisément en branchant la sortie du générateur sur un oscilloscope

Si le transistor présente des capacités parasites trop grandes ou s'il ne « monte » pas haut en fréquence, cela se traduit par une modification du signal. Ainsi un transistor correct en BF peut décrocher en HF et cela se traduit par l'absence de pointe sur le signal ce qui correspond à l'absence des harmoniques de très haute fréquence

De plus, comme le générateur fournit des impulsions, il peut, en tant que transistormètre vérifier les transistors utilisés en commutation.

Vous avez bien fait de modifier le générateur de cette façon et je vous renouvelles mes félicitations.

J. P. REISER

une boîte de mixage

Une boîte de mixage est une unité que l'on utilise en sonorisation ou en enregistrement BF pour mélanger et doser plusieurs signaux provenant de sources différentes : microphones pick-up, bandes enregistrées etc. C'est l'un des principaux outils de l'ingénieur du son, au cinéma comme au studio de radiodiffusion ou au studio d'enregistrement. Il permet de nombreux effets comme la sensation d'approche ou d'éloignement d'un personnage ou d'une ambiance sonore. Grâce à lui on peut créer de multiples illusions auditives. On peut par exemple faire accompagner un chanteur par l'enregistrement d'un orchestre. Nous pourrions ainsi donner les nombreux truquages que peuvent être obtenus grâce à cet appareil, mais cela serait fastidieux et surtout hors de propos.

Les amateurs qui se passionnent pour tout ce qui a trait à la basse fréquence — l'enregistrement et reproduction sonore — sont de plus en plus nombreux. Aussi pensons nous que la description d'une boîte de mixage qui accroîtra leurs

possibilités dans ce domaine sera pour eux d'un très grand intérêt.

Cette boîte qui ne présente aucune difficulté de réalisation est entièrement transistorisée. Elle permet de mélanger et de doser, grâce à ses cinq voies, 5 sources de courant BF différentes. Ainsi que nous le verrons chaque voie est constituée par un préamplificateur à faible souffle doté d'un dispositif de réglage séparé du niveau des graves et des aiguës.

L'association avec une unité de réverbération a été prévue ce qui accroît encore l'éventail des effets possibles. On peut alors mixer une ou plusieurs sources dont les sons sont dotés d'un effet de réverbération ou d'écho avec une ou plusieurs sources produisant des sons naturels. On conçoit immédiatement tout le parti que l'on peut tirer d'un tel groupement.

Pour déterminer cette présentation signalons que cette boîte de mixage est conçu sous la forme pupitre qui donne une grande accessibilité à tous les organes de commande et rend son utilisation très commode.

Caractéristiques

Voici résumées les caractéristiques techniques de l'appareil :

- 5 entrées mixables ;
- Sensibilité de chaque entrée 10 nV ;
- Courbe de réponse : linéaire de 50 Hz à 100 kHz à ± 1 dB ;
- Sortie 1 V ;
- Réglage de tonalité : graves : ± 15 dB ;
aiguës : ± 15 dB ;
- Bruit de fond : -70 dB ;
- Prise de branchement pour unité de réverbération ;
- Vumètre pour contrôle de la modulation
- Alimentation par pile incorporée ;
- Prise pour alimentation extérieure (pile ou secteur).

Le schéma. —

Le schéma de la boîte de mixage est donné à la figure 1. Chaque voie est cons-

tituée par un préamplificateur et la sortie de ces préamplificateurs peut être reliée par un commutateur indépendant à l'entrée d'un préamplificateur général à l'intérieur duquel se produit le mélange des signaux BF appliqués à l'entrée des voies. Le signal composite ainsi obtenu est recueilli sur la sortie BF — 1 V et peut être appliqué à l'appareil devant faire suite : amplificateur, enregistreur, etc.

Etant donné que les préamplificateurs des 5 voies sont absolument identiques nous n'en avons représenté qu'un sur le schéma. Pour le situer nous l'appelons voie 1 mais ce pourrait être indifféremment celui de l'une quelconque des 4 autres voies.

Le premier étage de ce préamplificateur est équipé par un transistor AC182. La

base de ce transistor est attaquée à travers un $10 \mu\text{F}$ par la prise « Entrée » dont la sensibilité rappelons le est 10 mV. La polarisation est appliquée à cette base par un pont formé 330 000 ohms côté — 9 V et d'une 33 000 ohms côté masse. Il convient en effet de signaler que l'alimentation de l'appareil s'effectue sous une tension de 9 V qui est la plus communément utilisée pour les montages à transistors. Mais revenons à l'AC182 d'entrée dont le montage à émetteur commun est très classique : la résistance de stabilisation insérée dans le circuit émetteur fait 1 200 ohms. Elle est découplée par un condensateur de $100 \mu\text{F}$. La charge collecteur est une 8 200 ohms. Le collecteur est relié à un potentiomètre de volume de 50 000 ohms par un condensateur de $10 \mu\text{F}$. Chaque voie possédant ainsi un potentiomètre de volume on peut grâce à ce dernier faire varier l'amplitude du signal appliquée à chaque voie et d'obtenir un dosage très progressif. A noter qu'en raison de son emplacement dans la chaîne d'amplification le réglage du potentiomètre de volume d'une voie quelconque n'a aucun effet sur le gain des autres voies, ce qui est très important.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque à travers un condensateur de $10 \mu\text{F}$ le dispositif de dosage séparé des graves et des aiguës, lequel est du type Baxandall. La branche de réglage des graves comprend un potentiomètre de 100 000 ohms encadré par deux 10 000 ohms. Chaque portion de ce potentiomètre de part et d'autre du curseur est shuntée par un condensateur de 47 nF. La branche aiguë comporte essentiellement un potentiomètre de 50 000 ohms. Ce potentiomètre est shunté par deux 10 000 ohms en série dont le point commun est relié à la masse. L'extrémité inférieure de ce réseau est reliée à la sortie du préampli ce qui procure un effet de contre-réaction sélective réglable par les potentiomètres. Le système Baxandall agissant, vous le savez sans doute, à la fois par un contrôle de l'amplitude du signal transmis et par contre-réaction à taux variable. Le curseur du potentiomètre « graves » attaque l'étage suivant à travers une résistance de 47 000 ohms tandis que celui du potentiomètre « aiguës » le fait par un condensateur de 1 nF. Comme on peut le constater ce réglage de tonalité ressemble, aux valeurs près, des constituants, à celui qui était largement utilisé sur les montages à lampes.

Le circuit de liaison avec l'étage suivant s'effectue outre la 47 000 ohms et le 1 nF par un condensateur commun de $10 \mu\text{F}$. Cet étage met en œuvre un transistor NR2 (NPN) monté en collecteur commun. La polarisation de la base est appliquée par une résistance de 330 000 ohms venant de la masse (+ 9 V) le collecteur est lui-même relié directement à ce + 9 V comme il se doit pour un transistor NPN. La charge placée dans le circuit émetteur fait 120 000 ohms. Monté de cette façon cet étage possède une impédance d'entrée très élevée qui permet une bonne adaptation avec le circuit Baxandall.

L'émetteur du NR2 attaque par liaison directe la base d'un AC182. Cette base est donc polarisée par le potentiel collecteur du NR2. La résistance d'émetteur de ce troisième étage fait 1 500 ohms. Elle est découplée par un condensateur de $100 \mu\text{F}$. La charge collecteur est une 10 000 ohms. Le collecteur est relié par un $50 \mu\text{F}$ et une cellule d'adaptation d'impédance formée d'une 10 000 ohms shuntée par un 1 nF, au commun d'un commutateur à deux positions. Ce commutateur permet d'appliquer le signal de sortie de cette voie soit à une prise « Sortie » sur laquelle pourra

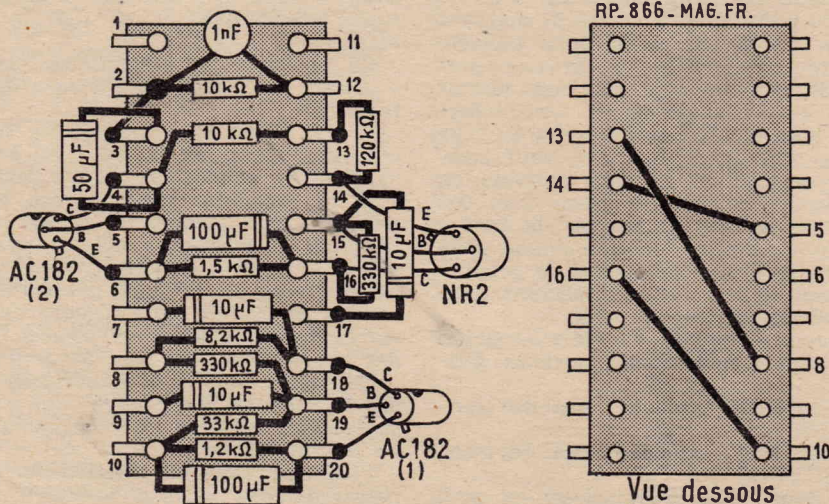


FIG. 2 — CABLAGE D'UN MODULE D'UNE VOIE

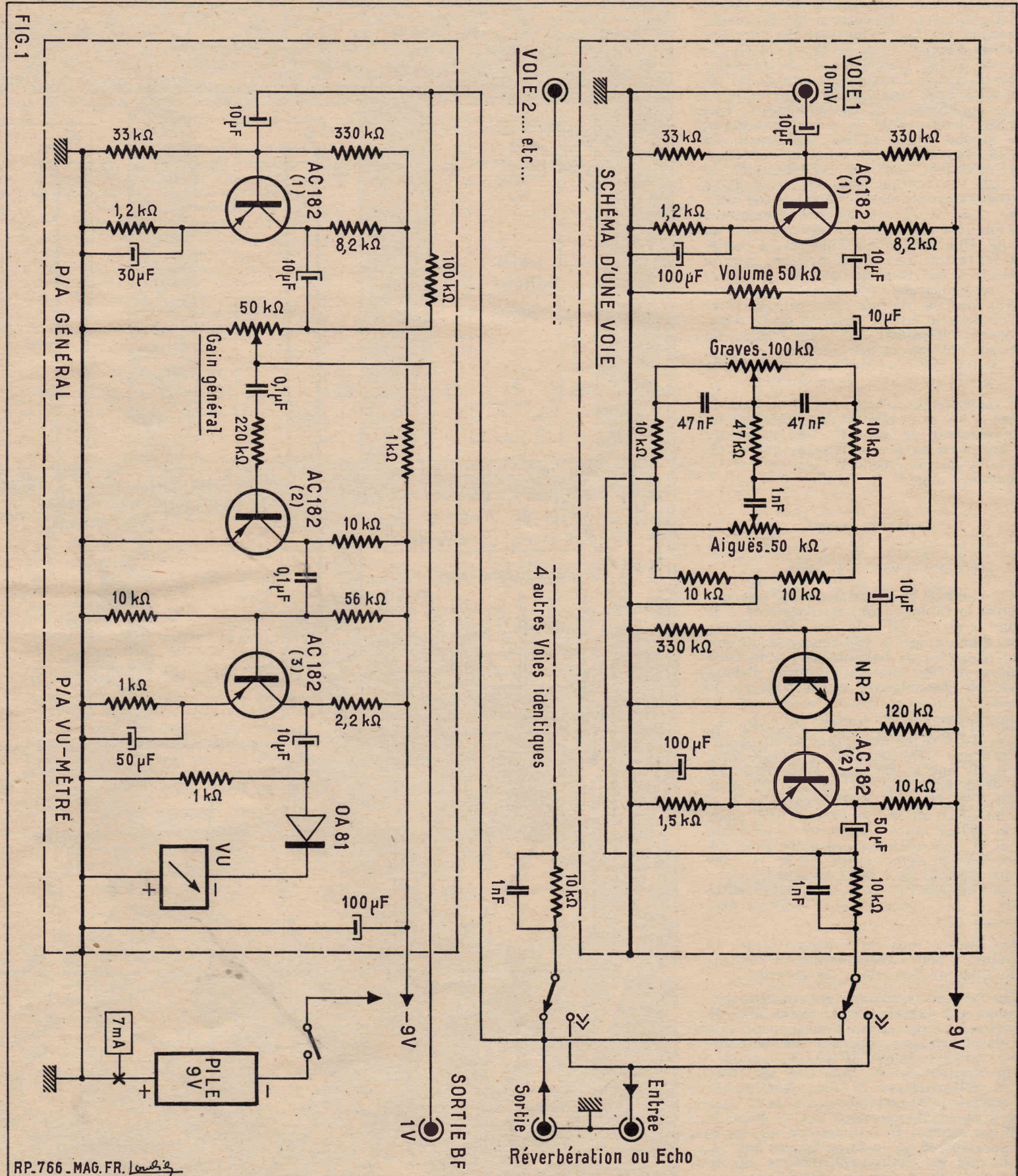
être raccordée l'entrée d'une unité de réverbération soit à l'entrée du préamplificateur général.

Toutes les voies possèdent un commutateur semblable qui peut effectuer les mêmes aiguillages. On peut donc à volonté relier les sorties de toutes les voies à l'entrée du préamplificateur général ou à l'entrée de l'unité de réverbération. Dans le premier cas les sons seront reproduits

de façon normale et pourront être mixés en agissant sur les potentiomètres des différentes voies. Dans le second cas le mixage pourra se faire mais les sons seront reproduits avec un effet de réverbération. On peut encore relier certaines voies directement à l'entrée du préampli général et d'autre à l'entrée de l'unité de réverbération. On peut ainsi obtenir un phénomène de réverbération ou d'écho

artificiel mélangé à des sons reproduits normalement.

Le préamplificateur général comporte un seul étage équipé d'un AC132 monté en émetteur commun. Sa base est attaquée à travers un $10\ \mu\text{F}$. Le pont de polarisation est formé d'une $33\ 000\ \text{ohms}$ et d'une $330\ 000\ \text{ohms}$. La compensation de l'effet de température est obtenue par une résistance d'émetteur de $1\ 200\ \text{ohms}$ découplée



r un 30 μF . Une 8 200 ohms charge le
 lecteur. Un condensateur de 10 μF
 ère la liaison entre le collecteur et un
 potentiomètre de volume général dont la
 leur est 50 000 ohms. Ce potentiomètre
 raison de sa situation agit uniformé-
 ment sur les informations provenant des
 voies. Une 100 000 ohms placée entre
 entrée et la sortie de cet étage constitue
 circuit de contre-réaction. Le curseur
 potentiomètre de volume attaque direc-
 tement la prise « Sortie BF 1 V ». Le sig-
 nal prélevé sur ce curseur est également
 transmis au préamplificateur du vumètre.
 L'étage d'entrée de ce préampli est équipé
 par un AC182. L'émetteur de ce transistor
 est à la masse. Un condensateur de 0,1 μF
 est en série avec une 220 000 ohms relie sa
 base au curseur du potentiomètre. Une
 1000 ohms charge le circuit collecteur.
 Le second étage utilise également un
 AC182 dont la base est reliée au collecteur
 précédent par un condensateur de
 10 μF . Le pont de base est formé d'une
 1000 ohms côté masse et d'une 56 000 ohms
 côté -9 V. La résistance d'émetteur
 est de 1000 ohms. Elle est découplée par un
 100 μF . Une 2 200 ohms constitue la charge
 collecteur. Le signal prélevé sur le
 collecteur est transmis par un 10 μF et
 une résistance de 1 000 ohms à une diode
 1N81 qui le détecte. Le galvanomètre
 est placé dans le circuit de cette diode dévie
 proportionnellement à l'amplitude du
 courant redressé et par conséquent à celle
 du signal BF ce qui rend possible le
 contrôle et le réglage de ce dernier.

L'interrupteur général est placé dans la
 ligne -9 V et la pile est découplée par un
 condensateur de 100 μF . Une résistance
 de 100 ohms est placée dans la ligne -9 V
 entre le préamplificateur général et le
 vumètre.

Réalisation pratique

Préamplificateurs de voies

On commence par réaliser en 5 exem-
 plaires le câblage qui est représenté à la
 figure 2 et qui est celui du préamplifica-
 teur d'une voie. Ce câblage s'exécute sur
 une plaquette de bakélite sertie de deux
 rangées de 10 cosses. On relie tout d'abord
 ensemble, les cosses 8 et 13, 5 et 14, 10
 et 16.

Sur l'autre face de la plaquette on
 commence d'abord les résistances et condensateurs :
 une 1 200 ohms et un 100 μF entre
 les cosses 20 et 21, une 33 000 ohms entre 10 et 19,
 un 10 μF entre 9 et 19, une 330 000 ohms
 entre 8 et 19, une 8 200 ohms entre 8 et
 18, un 10 μF entre 7 et 18, une 1 500 ohms
 entre 6 et 16, un 10 μF entre
 5 et 17, une 330 000 ohms entre 15 et 16,
 une 120 000 ohms entre 13 et 14, une
 10 000 ohms entre 4 et 13, une 10 000 ohms
 entre 1 et 12, et un 50 nF entre
 les cosses 4. Les cosses 2 et 3 doivent être
 reliées à la masse.

On placera tous ces éléments contre la
 plaquette et pour les condensateurs électro-
 lytiques on respectera les polarités.

On termine le câblage des modules par
 la pose des transistors en ayant soin de
 prendre les précautions d'usage pour évi-
 ter de porter les jonctions à une tempéra-
 ture excessive. Pour l'AC182 (1) on soude :
 le fil émetteur sur 20, le fil base sur 19 et
 le fil collecteur sur 18. Pour l'AC182 (2)
 on soude : le fil émetteur sur 6, le fil base
 sur 5 et le fil collecteur sur 4. Pour le
 premier on soude : le fil émetteur sur 14, le
 fil base sur 15 et le fil collecteur sur 16.
 Cela est clairement indiqué sur le
 schéma et il n'y a pas lieu d'insister.

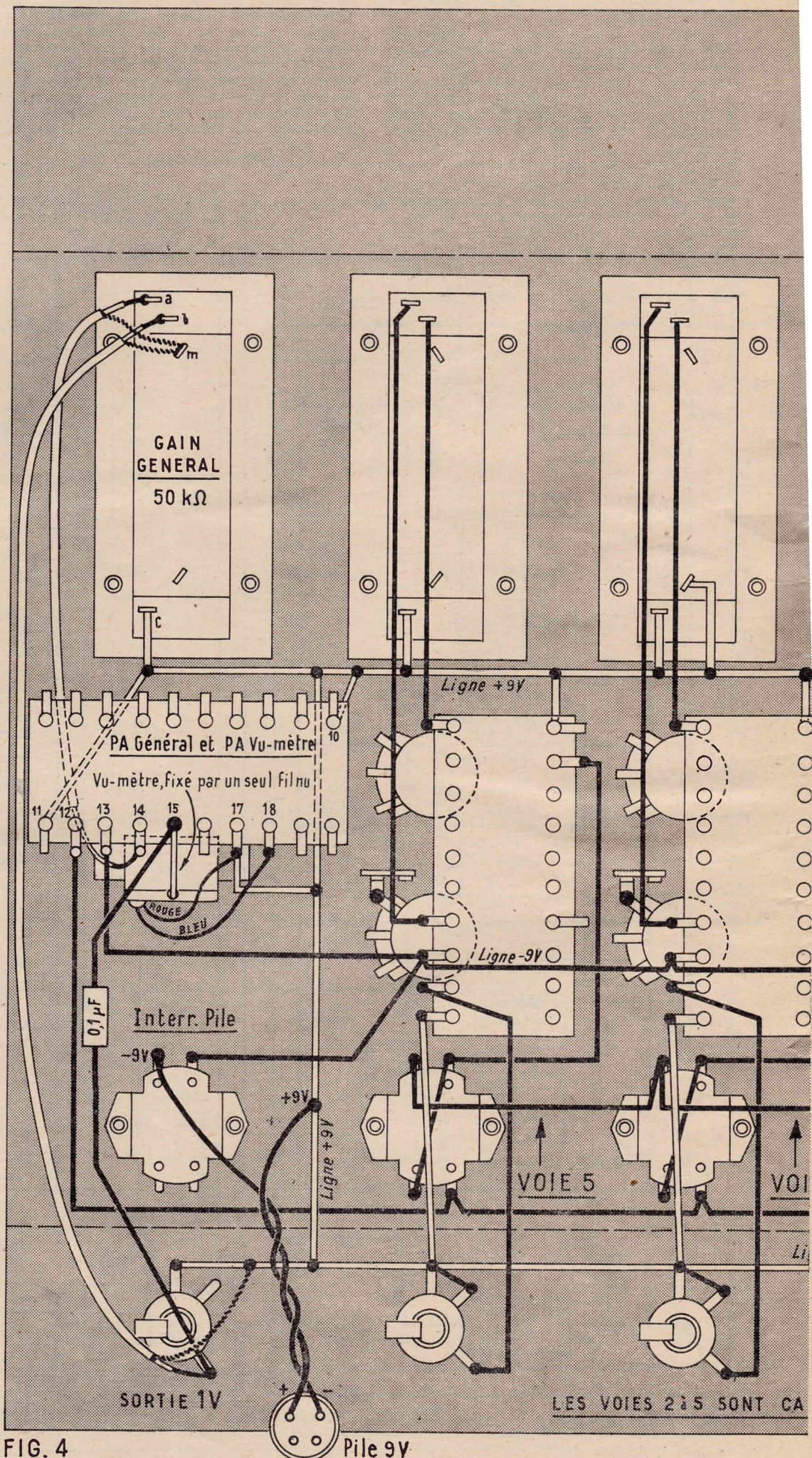


FIG. 4

Pile 9V

Le support général du montage est un coffret métallique en forme de pupitre. La figure 4 montre l'intérieur de ce pupitre et le câblage qui doit y être effectué. Étant donné que les 5 voies sont rigoureusement identiques afin de ne pas surcharger inutilement le plan, nous n'avons représenté le câblage complet que de l'une d'elle, la première, il suffira de le reproduire très exactement pour les quatre autres.

Sur la face inclinée et bien entendu à l'intérieur du coffret, on commence par fixer 6 potentiomètres de 50 000 ohms à déplacement rectiligne qui sont les potentiomètres de volume des 5 voies et le potentiomètre de volume général. On monte ensuite les 5 potentiomètres rotatifs de 50 000 ohms de dosage des « aiguës » puis les 5 potentiomètres rotatifs de 100 000 ohms de dosage des « Graves ». Sur une extrémité de ces derniers on soude un relais à une cosse isolée (R). Toujours sur la même face on dispose les 5 commutateurs à glissière, le sixième servant d'interrupteur général. Sur la face avant on fixe les 5 prises « Entrée » et la prise de sortie 1 V. Sur la face arrière on fixe encore les prises entrée et sortie « Réverbération » et la prise d'alimentation extérieure à 4 broches.

Avec du fil nu 12/10 on établit les lignes de masse (+ 9V). Une d'elles est soudée sur les lames a des 6 prises de la face avant. Une autre est soudée sur les cosses des potentiomètres de volume. Une autre qui passe entre l'interrupteur et le commutateur de la voie 5 réunit les deux premières. Sur les prises d'entrée des 5 voies on réunit les lames a et b.

On met en place le vumètre et le module PA général. Ce dernier est fixé en sautoyant sur la ligne de masse les fils de 12/10 préalablement soudés sur les cosses 10, 11 et 17. Le vumètre est maintenu en place par un fil nu joignant son boîtier à la cosse 15 du module. On soude les fils blindés qui relient les cosses a et b du potentiomètre « Gain général » respectivement à 14 du module « PA général » et c de la prise « Sortie 1 V ». Les gaines de ses câbles doivent être soudées aux points indiqués. On dispose un 0,1 μ F entre la sortie 1 V et 15 du PA général.

On soude le fil rouge du vumètre sur la cosse 17 du « PA général » et le fil bleu sur la cosse 18.

On peut alors mettre en place les modules préamplificateurs des 5 voies. La fixation s'opère à l'aide de fils nus soudés entre les cosses 10 et 11 et les lignes de masse. Pour chaque module on connecte les cosses 1 et 7 aux cosses b et a du potentiomètre de volume correspondant, la cosse 9 à la lame c de la prise « Entrée 10 mV correspondante, la cosse 12 aux pilettes b et c du commutateur et la cosse 17 à la cosse b du relais R.

On réunit les cosses 8 des 5 modules et la cosse 13 du module PA général à une pilette de l'interrupteur. On établit la ligne de connexion entre les pilettes a des commutateurs et celle qui relie les pilettes d des mêmes commutateurs et la cosse 12 du PA général, des mêmes commutateurs. Par des câbles blindés on relie la prise « Entrée » Réverbération à la pilette a du commutateur de la deuxième voie et la prise « Sortie » Réverbération à la pilette d du commutateur de la voie 1. Le second contact de ces deux prises est relié à la ligne de masse. La gaine métallique des deux câbles est soudée sur ce second contact.

On relie la broche + de la prise « Alimentation extérieure » à la ligne de masse

et la broche — à la cosse 8 du module de la troisième voie. Par un cordon souple on connecte la broche + du bouchon de la pile 9 V à la ligne de masse et la broche — à la seconde pilette de l'interrupteur.

Pour chaque voie on relie une extrémité du potentiomètre « Aiguës » à la cosse 3 du module préamplificateur. On soude une 10 000 ohms entre cette extrémité et la ligne de masse, une résistance de même valeur entre la même extrémité et la seconde extrémité du potentiomètre « graves » — la première étant celle où est soudé le relais R. Sur l'autre extrémité du potentiomètre « Aiguës » on soude un 10 μ F qui va à la cosse 1 du module, une 10 000 ohms qui va à la ligne de masse et une autre 10 000 ohms qui aboutit à la patte du relais R. Entre chaque extrémité et le curseur du potentiomètre de volume on soude des condensateurs de 47 nF. On dispose une 47 000 ohms entre ce curseur et la cosse b du relais R et un 1 nF entre le curseur du potentiomètre « Aiguës » et la cosse b du relais R.

Cette boîte de mixage ne nécessitant aucune mise au point peut après vérification du câblage, être mise immédiatement en fonction.

A. BARAT.

AMPLIS MF POUR TV EN COULEURS

(suite de la page 16)

Au point bas de L_{10} se trouvent trois éléments : une résistance de 390 Ω , un condensateur de 100 pF relié à la masse et un condensateur de 18 pF relié à la grille. Cet ensemble constitue le second dispositif de neutrodynage.

Comme on le sait, la capacité grille à plaque d'une triode est beaucoup plus grande que celle d'une pentode et lorsqu'on l'emploie comme amplificatrice HF ou MF, avec montage cathode commune, le neutrodynage est nécessaire.

Pour le réaliser, on prélève une tension MF au point commun de L_{10} et des éléments RC et on l'applique à la grille.

Le circuit de plaque de V_{1B} est découplé ensuite par 390 Ω et 10 000 pF et on trouve encore une résistance réductrice de tension de 10 k Ω reliée au point + 200 V origine de la HT appliquée à cette partie du téléviseur.

La lampe suivante est V_4 , une pentode à très forte pente dont le montage ne présente qu'une seule particularité, la résistance de 27 Ω non découplée du circuit de cathode. Cette résistance produit une contre réaction qui contribue à stabiliser l'étage et tout l'amplificateur. La polarisation est complétée par la partie découplée du circuit, 100 Ω et 2 200 pF. La grille toutefois reçoit également la tension négative variable de CAG par l'intermédiaire de la résistance de fuite de 47 k Ω à partir de la ligne de CAG.

La grille 3 est reliée à la masse. On alimente la grille 2 par l'intermédiaire de la résistance de 47 Ω avec découplage par 2 200 pF sur la grille 2 et encore 2 200 pF entre masse et point commun des résistances de 47 k Ω et 1,2 k Ω . La dernière est commune pour le circuit de plaque et celui d'écran et est reliée au point + HT de 200 V.

L_{17} - L_{18} est le dernier transformateur MF son, accordé sur 39,2 MHz.

La bande passante MF son est de quelques centaines de kHz.

On notera le montage de la diode détectrice D_3 entre L_{13} et la masse, ce montage étant absolument équivalent à celui plus fréquent avec la diode du côté sortie BF.

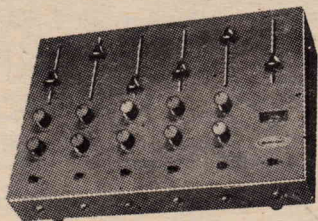
Le signal BF est disponible sur la charge de 470 Ω , l'ensemble 270 pF - 47 k Ω - 270 pF constitue un filtre MF. Le signal BF est transmis par le condensateur de 0,1 μ F à l'entrée de l'amplificateur BF qui peut être d'un type quelconque analogue à celui des téléviseurs pour noir et blanc ou des radiorécepteurs. L'orientation de la diode D_3 indique que la tension obtenue à la sortie de la diode est négative par rapport à la masse, au point commun de la résistance de 47 k Ω reliée à la ligne de CAG.

Plus le signal MF est intense plus la tension sur la ligne de CAG est négative par rapport à la masse ce qui a pour effet de polariser plus négativement les grilles des lampes V_{1B} et V_4 .

COMMENT ACQUERIR LA

BOITE DE MIXAGE

décrite ci-contre



COMPLETE
EN ORDRE DE MARCHÉ
EN CARTON
STANDARD

450 F
"KIT" 380 F

MAGNÉTIQUE-FRANCE

175, rue du Temple, PARIS (3^e)
C.C.P. 1875-41 - PARIS
Tél. : 272-10-74

Démonstration de 10 à 12 h. et de 14 à 19 h.
FERME DIMANCHE ET LUNDI

SERVICE APRES-VENTE

CREDIT

DETAXE EXPORT

L'ÉLECTRONIQUE VOUS PASSIONNE !..

En vous distrayant, apprenez à réparer les appareils RADIO TELEVISION grâce à la

METHODE SIMPLIFIEE
DE DEPANNAGE

Ce livre pratique s'adresse aux débutants, aux amateurs et à tous ceux qui désirent se familiariser avec le dépannage en électronique.

Renseignements et documentation
contre 2 timbres

ASCOR-DIFFUSION R. P.

Boîte Postale 1

17 - LA RONDE

l'adaptateur R. 100

transformera votre contrôleur universel en voltmètre électronique

par P. FRANÇOIS

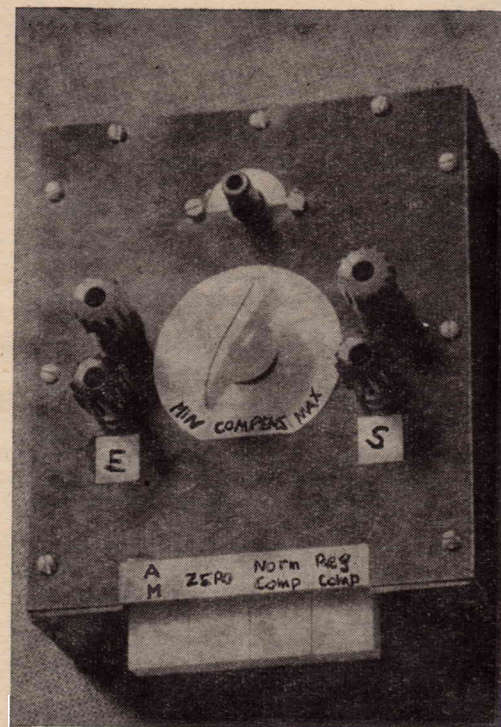
Un bon contrôleur universel est l'instrument de mesure fondamental dont aucun électronicien ne peut se passer. Malheureusement, même s'il possède, en fonction voltmètre, une résistance interne élevée (10, 20 même 33 k Ω par volt) il présente deux défauts plus ou moins graves.

1° Il indique toujours une tension inférieure à la tension réelle. Si nous appelons E la tension réelle et V la tension lue, nous avons toujours $V < E$ ou $E = V + e$ (e étant l'erreur absolue). Tant que e reste inférieure à 2 ou 3 % de E cela n'a pas beaucoup d'importance, mais au-dessus de 3 % l'erreur n'est plus négligeable et au-dessus de 10 % ce n'est plus une mesure mais un « ordre de grandeur ». On atteint 10 % d'erreur dès que la résistance interne R_i de la source de tension vaut le neuvième de la résistance interne R_m du voltmètre. Un bon contrôleur (10 k Ω par volt) utilisé sur la sensibilité 7 volts ($R_m = 70$ k Ω) donne déjà 10 % d'erreur dès que la résistance R_i de la source de tension atteint 7,7 k Ω . Or, même dans les montages à transistors les tensions à mesurer apparaissent en majorité en des points de circuit qui présentent plus de 7 k Ω de résistance apparente.

2° Comme en pratique les tensions à mesurer (sauf mesure directe de la source

d'alimentation) apparaissent toujours en des points de circuit formant diviseur de tension, le fait de shunter une partie du circuit par la résistance R_m du voltmètre augmente l'intensité qui parcourt le circuit et modifie, parfois profondément, la répartition des tensions le long de ce circuit. Cette modification est, dans certains cas, tellement importante qu'elle empêche le montage à l'essai de fonctionner. En pratique la résistance shuntée par le voltmètre ne devrait pas dépasser, grosso modo, le dixième de la résistance R_m de l'appareil de mesure.

Comme les résistances de plus d'un mégohm s'utilisent rarement dans un montage à transistors nous pourrions déjà mesurer la grosse majorité des tensions qui existent dans un tel montage si notre voltmètre avait une résistance R_m réelle ou apparente d'au moins 10 mégohms. C'est la valeur de la résistance d'entrée de nombreux voltmètres « à lampes » (actuellement à transistors). Aussi suis-je persuadé que si vous ne possédez pas encore un tel voltmètre, vous ne pouvez vous empêcher de lui jeter un regard envieux chaque fois que vous passez chez votre fournisseur de matériel radio et que seul le prix de cet appareil vous empêche d'en ramener un chez vous.



l'adaptateur R. 100

Les voltmètres amplificateurs : avantages et inconvénients

Les voltmètres amplificateurs présentent naturellement une qualité fondamentale : ils ont une résistance d'entrée égale ou supérieure à 10 M Ω . Mais ils présentent parfois quelques inconvénients parmi lesquels il faut noter :

1° La nécessité du double tarage du zéro (à circuit ouvert et à circuit fermé).

2° La nécessité d'une remise à zéro après un certain temps d'utilisation (parfois même après chaque mesure).

3° La nécessité d'une remise à zéro en cas de variation de la température ambiante.

4° Une erreur qui n'est pas toujours négative (la tension lue peut être, en cas de dérèglement, supérieure à la tension réelle).

5° Un encombrement, un poids et un prix souvent assez... élevés.

6° Enfin ces appareils sont complets et comprennent donc un appareil de mesure à cadre mobile (microampèremètre) que l'amateur possède déjà dans son contrôleur universel.

L'idée qui présida à la création du petit montage que nous présentons aujourd'hui était très simple : créer un adaptateur qui contiendrait aussi peu de pièces que possible et transformerait un bon contrôleur universel (min. 10 Ω par volt) en un voltmètre amplificateur afin de permettre la mesure des tensions continues, d'une façon précise, entre 1 et 25 volts.

Courte histoire de l'adaptateur

Un transistor monté en collecteur commun (fig. 1) présente à l'état statique (i base constante) les relations suivantes entre tensions et intensités.

1° E_{cc} est la tension émetteur-collecteur qui doit être comprise dans les limites fixes pour chaque type de transistor.

2° I est l'intensité collecteur. I_{max} ainsi que $I.E_{cc} = W_{max}$ est également déterminé pour chaque type de transistor.

3° i est l'intensité base.

4° $I + i$ est l'intensité émetteur.

5° La tension qui apparaît aux extrémités de R (résistance mise en série avec l'émetteur) est $V = R(I + i)$.

6° La tension d'alimentation U se partage donc en deux : V et E_{cc} ; d'où $U = V + E_{cc}$.

7° e est la tension base émetteur. Elle varie d'un transistor à l'autre, et est généralement comprise entre 0,2 à 0,8 V. Elle

augmente lorsque i augmente et diminue lorsque la température de la jonction augmente.

8° La tension 1 (base-masse) = $V + e$. En fonctionnement, le montage présente les caractéristiques suivantes :

1° Une petite variation Δi de i entraîne une forte variation ΔI de I. Le rapport entre ces deux variations s'appelle le β

(bêta) du transistor. $\beta = \frac{\Delta I}{\Delta i}$ ou $\Delta I = \beta \Delta i$.

Ce rapport peut varier de 20 ou 30 à plus de 500 suivant le type de transistor.

2° Une petite variation Δi de i entraîne également une très petite variation Δe de e.

3° Toutes ces relations permettent donc d'écrire :

$$E = V + e = R(I + i) + e \quad (1)$$

$$\text{et } E + \Delta e = R(I + \Delta I + i + \Delta i)$$

$$+ e + \Delta e = R(R + i) + R(\Delta I + \Delta i) + \Delta e \quad (2)$$

En effectuant (2) - (1) il reste : $\Delta E = R(\Delta I + \Delta i) + \Delta e$, mais $\Delta I = \beta \Delta i$, d'où $\Delta E = R(\beta \Delta i + \Delta i) + \Delta e$, et comme Δe est très petit, $\Delta E = R \Delta i (\beta + 1)$.

Ce qui permet de trouver la résistance dynamique du circuit d'entrée (base-masse).

$$R_e = \frac{\Delta E}{\Delta i} = (\beta + 1) R.$$

Cette formule montre clairement que la résistance apparente du circuit d'entrée vaut $(\beta + 1)$ fois la résistance R en série avec l'émetteur.

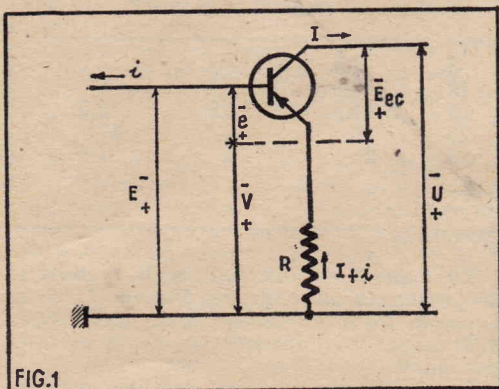
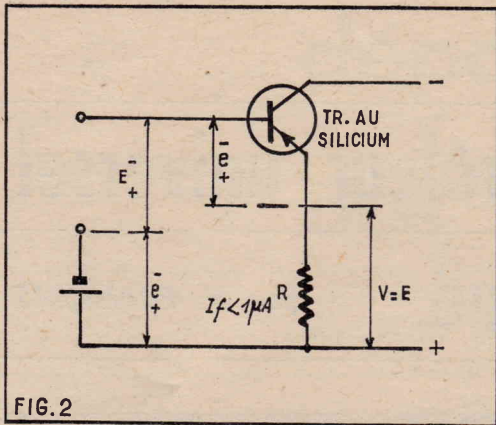


FIG.1



On pourrait donc croire qu'il suffit de remplacer R par un voltmètre pour multiplier la résistance Rm de celui-ci par $\beta + 1$. Mais cette simple substitution n'est pas possible pour deux raisons :

1° La tension lue serait inférieure de e volts à la tension réelle, puisque $V = E - e$.

2° Pour $i_{\text{basé}} = 0$, une certaine intensité traverse l'émetteur (courant de fuite) et notre voltmètre indique une tension $V = Rm I_f$ en l'absence de toute source de tension branchée entre base et masse. Ce double inconvénient est généralement évité en montant deux ou plusieurs transistors de façon symétrique. Mais alors apparaissent les inconvénients inhérents à tous les voltmètres amplificateurs. Aussi avons-nous préféré tourner les difficultés d'une autre façon. Que nous faut-il pour cela ?

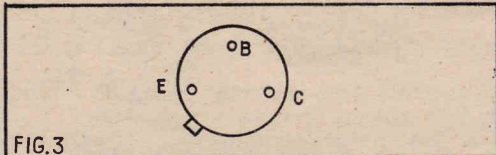
1° Un transistor dont le courant de fuite est nul ou du moins imperceptible (inférieure à $1 \mu A$). Les transistors au silicium répondent à cette condition. Le courant de fuite de certains d'entre eux est inférieur à 10 nanoampères ($0,010 \mu A$).

2° Ajouter à la tension à mesurer E une tension e de façon que $V = E$.

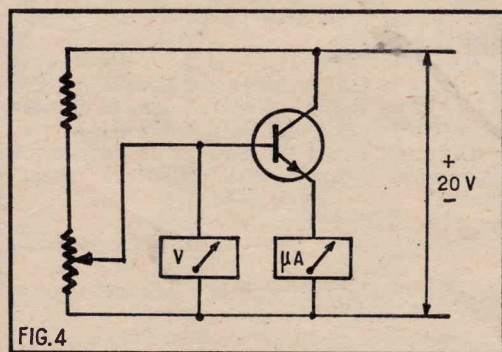
Nous obtenons ainsi le schéma de base (fig. 2).

Choix du transistor

Un transistor qui a paru convenir (et qui a tenu ses promesses) est le BC107. C'est un transistor NPN au silicium, planar épitaxial d'usage courant et d'un prix relativement modique, ayant un β variant de 115 à 500, un courant de fuite pratiquement nul, pouvant supporter 45 V entre



émetteur et collecteur et admettant une dissipation max. de 300 mW. Ce transistor est monté dans un boîtier métallique



TO18. La figure 3 le représente vu par en dessous. Comme c'est un NPN collecteur et base doivent être positifs, l'émetteur étant négatif. La première épine (courant de fuite) étant éliminée, il reste à voir ce que devient le deuxième (e) et s'il est possible d'annuler cette tension.

Comme notre BC107 ne débitera jamais plus de $100 \mu A$ les courbes publiées par le constructeur ne sont d'aucune utilité et notre matériel de mesure ne nous permet pas de mesurer des intensités de l'ordre du monoampère. Nous avons donc monté le BC 107 suivant le schéma de la figure 4 et avons constaté :

1° Que tant que V était inférieur à 0,46 V, l'intensité émetteur était inférieure à $1 \mu A$.

2° Dès que V dépassait 0,46 V l'intensité émetteur augmentait brusquement et atteignait $100 \mu A$ pour V compris entre 0,55 et 0,56 V.

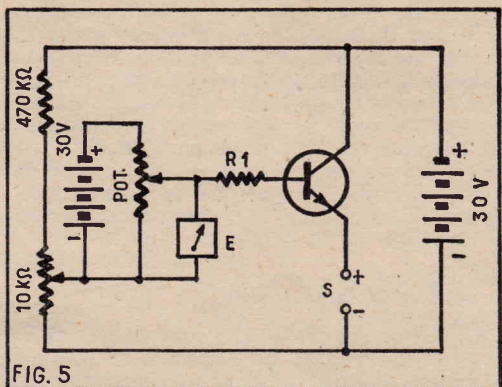
Conclusion : En admettant un courant émetteur de départ de $1 \mu A$ nous sommes assurés que e ne variera pas de plus d'un dixième de volt pour une variation de $100 \mu A$ du courant émetteur. En fixant donc la polarisation de départ de la base à 0,46 volts nous sommes certains d'avoir pour I variant de 1 à $100 \mu A$

$$E + 0,46 \text{ V} = V + (0,46 \text{ à } 0,56 \text{ V})$$

$$\text{d'où } V = E - (0 \text{ à } 0,1) \text{ V.}$$

L'erreur due à e sera donc toujours comprise entre 0 et 0,1 volt.

Afin de vérifier le bien-fondé de ces calculs nous avons alors réalisé le montage de la figure 5.



L'ensemble pile 30 V. et Pot. délivre une tension d'entrée variable et mesurée par le voltmètre E. La sortie S est branchée au contrôleur universel ($10 \text{ k}\Omega$ par volt). En mettant Pot. à zéro et en tournant le pot de prépolarisation de $10 \text{ k}\Omega$ on arrive à lire 0,1 V en sortie (sur la gamme 7 volts). On peut alors soit ramener l'aiguille du contrôleur universel à zéro en tournant le bouton de réglage mécanique soit simplement soustraire 0,1 volt des lec-

1° Que pour $Rm = 70 \text{ k}\Omega$ la résistance d'entrée varie autour de $10 \text{ M}\Omega$.

2° Que pour $Rm = 300 \text{ k}\Omega$ la résistance d'entrée varie autour de $40 \text{ M}\Omega$.

3° Qu'une résistance R_i de $1 \text{ M}\Omega$ ne modifie absolument pas la tension mesurée.

Ceci semble en contradiction avec le fait qu'une résistance R_i de $1 \text{ M}\Omega$ devrait faire varier la tension lue d'environ 10 % si la résistance d'entrée est de $10 \text{ M}\Omega$. Cette résistance est bien de $10 \text{ M}\Omega$ pour des intensités « base » très faibles, mais comme β augmente avec i, $R_e = R(\beta + 1)$ augmente également avec i, c'est ce qui explique que V ne varie pratiquement pas lorsque R_i est compris entre 0 et $1 \text{ M}\Omega$.

En mettant le contrôleur universel sur la gamme 0-1 volt ($Rm = 10 \text{ k}\Omega$) on constate que les mesures deviennent fantaisistes. Au travers de $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ les tensions lues tombent à $50 \% \pm 0,1 \text{ V}$ de la tension d'entrée. Ceci est dû au fait que la résistance d'entrée ne vaut dans ces conditions qu'un mégohm.

Nous pouvons donc déjà conclure avec certitude :

1° Que le montage multiplie par plus de 100 la résistance Rm du voltmètre.

2° Qu'il peut être utilisé pour la mesure des tensions continues entre 1 et 25 volts.

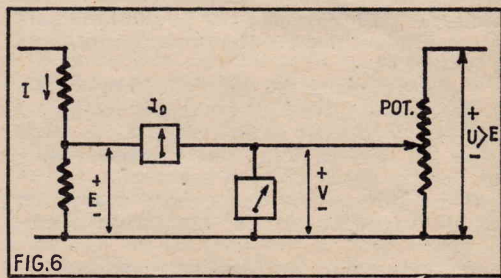
3° Que l'erreur max. qu'il introduit dans la gamme 7 V est de 0,1 V et 0,5 V dans la gamme 35 volts.

4° Que le courant dérivé max. est inférieur à 1 microampère ($0,45 \mu A$ à 22 degrés).

Tout ceci nous donne déjà un appareil très convenable. Mais nous avons voulu faire mieux et même beaucoup mieux. Nous avons, par la simple adjonction d'un potentiomètre, d'une résistance et d'un interrupteur, donné à notre adaptateur une résistance d'entrée apparente infinie et ceci grâce à la méthode de mesure à courant compensé.

Mesure à courant composé

Cette méthode dérive de la méthode dite « par opposition ». Dans cette dernière méthode on utilise le montage suivant (figure 6) dans lequel E est la tension à mesurer, I_0 un galvanomètre (amplificateur) très sensible, V une tension ajustable et U une source de tension auxiliaire.



Contrôleur sur 7 volts ($Rm = 70 \text{ k}\Omega$)			
E	V $R_i = 0 \Omega$	V $R_i = 1 \text{ M}\Omega$	V $R_i = 10 \text{ M}\Omega$
0,2	0,15	0,1	0,05
0,4	0,3	0,3	0,1
1	0,9	0,9	0,4
1,5	1,45	1,45	0,65
2	1,9	1,9	0,9
4	3,9	3,9	2
7	6,9	6,9	3,8

Contrôleur sur 35 volts ($300 \text{ k}\Omega$)			
E	V $R_i = 0 \Omega$	V $R_i = 1 \text{ M}\Omega$	V $R_i = 10 \text{ M}\Omega$
5	4,5	4,5	3,5
10	9,5	9,5	8
15	14,5	14,5	12,5
20	20	20	17
25	25	25	21,5

tures effectuées. Et voilà ce que ça donne effectivement pour $R_i = 0 \text{ ohm}$ (2° colonne) : $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ (3° colonne) et $R_i = 10 \text{ M}\Omega$ (4° colonne).

L'examen attentif de ces deux tableaux montre :

Tant que V est différent de E, I_0 indique le passage d'un courant. Quand $V = E$, $I_0 = 0$. Pour connaître E il suffit donc de tourner Pot. jusqu'à ce que $I_0 = 0$ et de lire V.

Dans cette méthode de mesure la résis-

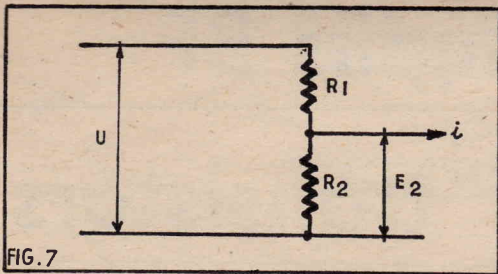


FIG. 7

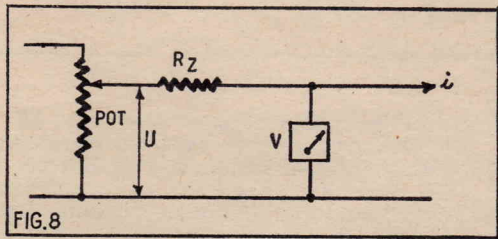


FIG. 8

tance R_M du voltmètre n'intervient pas, mais il faut un indicateur de zéro très sensible.

La méthode « par compensation » évite la nécessité d'utiliser un indicateur de zéro, à condition de posséder déjà un bon voltmètre (et le nôtre l'est, puisqu'il a une résistance d'entrée d'au moins $10\text{ M}\Omega$).

Réolvons d'abord le problème préliminaire suivant (fig. 7). Quelle valeur faut-il donner aux résistances R_1 et R_2 pour que le moindre courant dérivé i produise la plus grande variation possible de E_2 .

On a $\Delta E_2 = i \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$ et ΔE_2 max. quand $R_1 = R_2$.

Analyse du schéma complet

Le transistor BC107 (NPN) est alimenté par une pile P (modèle réduit) de 30 volts (ou 2 piles de 15 volts en série).

Les quatre interrupteurs (I_1 à I_4) ont été fabriqués en partant d'un inverseur à quatre touches (mais tout autre modèle peut convenir). Dans le type d'inverseur utilisé chaque touche est indépendante de la touche voisine et possède son propre système d'enclenchement. Pour revenir à la position primitive il faut appuyer une nouvelle fois sur la touche déjà enfoncée. Deux de ces touches (I_3 et I_4) ont été modifiées (en enlevant le système d'enclenchement) de façon à les transformer en simples boutons poussoirs, I_3 étant normalement fermé et I_4 normalement ouvert.

I_1 est donc une touche à enclenchement qui met le transistor sous tension lorsqu'elle est enfoncée.

L'émetteur du TR est réuni à la borne rouge (+) de sortie. La borne noire étant reliée au - 30 volts.

La base du transistor est à relier à I_1 et I_4 . I_1 est une touche à enclenchement (normalement I_1 est ouvert). On l'enfonçe pour utiliser la méthode de mesure par compensation (elle porte les indications normal-compensé).

R_1 est une résistance ($1/4\text{ W}$) de $10\text{ M}\Omega$ et Pot.₁ est un potentiomètre bobiné de $100\text{ k}\Omega$ branché entre + et - 30 volts, qui délivre la tension de compensation au travers de R_2 .

I_3 est une touche bouton-poussoir, normalement fermée. On ouvre le circuit en appuyant dessus. Elle sert à appliquer et à couper quelquefois la tension à mesurer E jusqu'à ce que l'équilibre entre E et V soit trouvé.

I_4 est une touche bouton-poussoir. Normalement I_4 est ouvert mais en appuyant dessus on court-circuite les bornes d'entrée, ce qui permet d'amener le transistor, en agissant sur Pot.₂ au seuil de conduc-

Montons maintenant notre voltmètre dans un circuit potentiométrique et mettons en série une résistance $R_Z = R_M$ (figure 8).

La tension V sera la moitié de la tension U et toute perte (ou gain) d'intensité dérivée i se traduira par une variation ΔV

de $V = i \frac{R_M R_Z}{R_M + R_Z}$ (en supposant la résistance du potentiomètre Pot. petite devant R_M et R_Z).

En choisissant R_Z et $R_M = 10\text{ M}\Omega$ nous avons $\Delta V = 5\,000\,000. i$.

En supposant que V min. lisible sur V soit de 0,1 volt on pourra détecter un courant dès qu'il atteindra $0,02\text{ }\mu\text{A}$.

Réalisons maintenant le montage suivant (fig. 9).

Lorsque $V = E$ la fermeture de l'interrupteur ne produit aucune variation de V puisque le courant dérivé est nul. Par contre si E est plus petit que V, en fermant l'interrupteur il passe un courant dérivé de V vers E et la tension lue baisse. L'inverse est vrai lorsque E est plus grand que V. Pour connaître E avec certitude, il suffit donc de modifier V en tournant le potentiomètre jusqu'à ce la fermeture de l'interrupteur n'amène plus aucune variation de V. A ce moment i dérivé est au max. de $0,02\text{ }\mu\text{A}$, ce qui pour 5 volts mesurés donne une résistance apparente de $250\text{ M}\Omega$.

La nécessité d'appuyer cinq ou six fois sur Int. tout en ajustant Pot. n'est qu'un inconvénient mineur en face des possibilités énormes de ce genre de mesures. Aussi avons-nous prévu un tel système de compensation dans notre adaptateur, ce qui nous amène finalement au schéma complet (fig. 10).

tion (pré-polarisation) avant toute mesure (à ne pas faire lorsqu'une tension E est appliquée à l'entrée).

R_3 ($470\text{ k}\Omega$), R_2 ($1,8\text{ k}\Omega$) et Pot.₂ (ajustable à bouton de $10\text{ k}\Omega$) forment un diviseur de tension. On obtient ainsi, en manœuvrant Pot.₂, une tension de départ de 0,2 à 0,6 volt entre base et masse.

R_4 est une simple résistance ($10\text{ k}\Omega$) de protection.

Tout ce montage tient aisément dans un coffret en bois et bakélite d'environ $12,5\text{ cm} \times 15\text{ cm} \times 4\text{ cm}$.

Le câblage ne présente aucune difficulté (fig. 11).

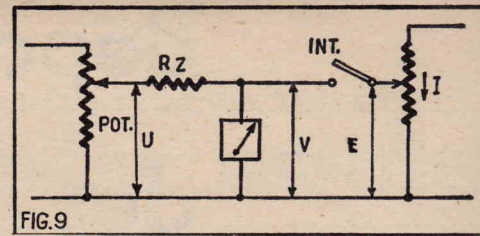


FIG. 9

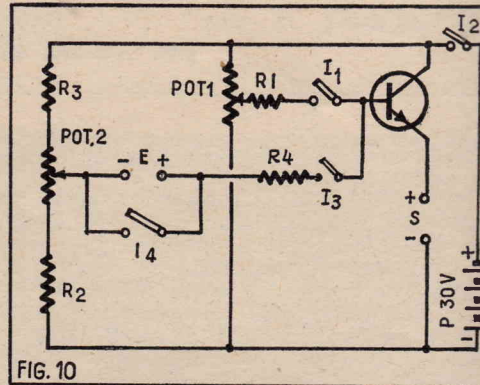


FIG. 10

Mode d'emploi

Résumons la façon d'utiliser cet adaptateur.

A) Mesures normales :

1° Brancher le contrôleur universel aux bornes de sortie (en voltmètre sur une gamme comprise entre 5 et 30 volts).

2° Enclenchez I_2 (marche).

3° Appuyer sur I_1 et régler Pot. de façon à lire 0,1 volt sur le voltmètre.

4° Amener la tension à mesurer aux bornes E. Lire la tension sur le voltmètre en se rappelant que $E = V - 0,1$ volt.

B) Mesures avec compensation

1°, 2°, et 3° comme ci-dessus

4° Enclencher I_1 après avoir amené Pot. sur min. Si V dévie cela n'a pas d'importance.

5° Amener la tension à mesurer aux bornes E. Enfoncer et relâcher I_4 . V lui varie.

6° En tournant Pot.₂ amener V à ne plus varier, que I_2 soit enfoncé ou non. A ce moment $E = V - 0,1\text{ V}$.

Lorsque les mesures sont terminées on ramène les quatre touches à leur position de repos. C'est tout et c'est très simple.

(Suite page 35)

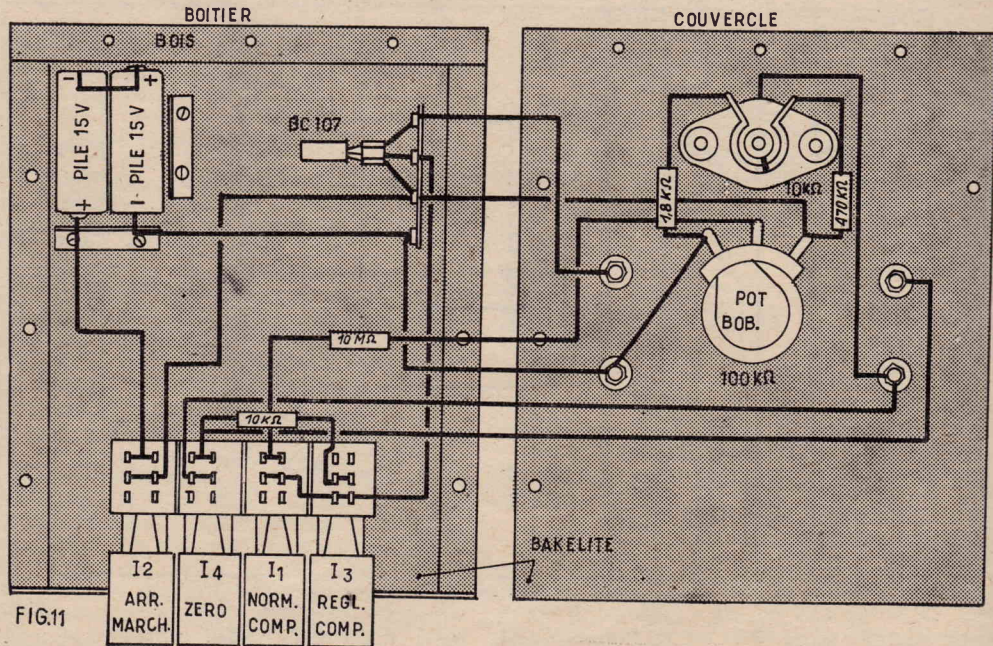


FIG. 11

dépannage des amplis BF des téléviseurs à transistors

par N. D. NELSON

Généralités

Le son TV étant la moitié du spectacle offert par un téléviseur doit être aussi bon que l'image. Le technicien doit, par conséquent apporter autant de soins à la partie TV-son qu'à la partie TV-image.

Le dépannage des récepteurs de son, depuis l'antenne jusqu'à la sortie détectrice a été étudié précédemment. Reste l'amplificateur BF.

Remarquons que cette partie est identique à celle de tout radio-récepteur. Il en résulte que tout ce qui sera indiqué ci-après peut être utile à tous les lecteurs même ceux qui, pour le moment, ne s'intéressent pas aux circuits TV à transistors.

Le choix des schémas d'amplificateurs BF à incorporer dans un téléviseur est très grand mais diverses considérations limitent à quelques types les amplificateurs convenant tout particulièrement à un téléviseur à transistors.

En premier lieu, on tient compte du mode d'alimentation. Avec les appareils à lampes, l'alimentation s'effectuant généralement sur secteur alternatif, le problème de la puissance alimentation ne se pose pas et il est peu important d'augmenter la consommation de puissance de 10 W, par exemple.

Il en est de même pour les téléviseurs à transistors uniquement destinés au fonctionnement sur secteur. Par contre s'il s'agit de téléviseurs à transistors dits portables le problème de la consommation se pose car l'alimentation est fournie par une batterie et il faut tenir compte de ses possibilités.

Généralement, la batterie est un accu-

mulateur qui se charge périodiquement sur le secteur grâce à un dispositif incorporé dans le téléviseur.

La puissance modulée étant directement dépendante de la puissance alimentation, si l'on réduit la seconde, on est obligé de réduire la première.

On aura, par conséquent à considérer deux catégories d'amplificateurs BF, ceux pour appareils alimentés sur secteur dont la puissance modulée sera généralement supérieure à 1,5 W et ceux pour appareils portables, dont la puissance modulée sera inférieure à 0,5 W, les limites 1,5 W et 0,5 W étant données à titre indicatif et

pouvant être dépassées.

On remarquera que dans un montage BF à transistors le rendement défini par :

$$R = P_m/P_a =$$

puissance modulée/puissance alimentation est meilleur que dans le cas d'un montage BF à lampes pour deux raisons :

1° il n'y a pas de consommation de courant pour les filaments qui sont supprimés.

2° le rendement des montages à transistors est souvent supérieur à celui des montages à lampes.

Il en résulte que la puissance modulée obtenue à partir d'une puissance alimentation donnée est beaucoup plus grande avec des transistors.

Exemple d'amplificateur

Un montage complet d'amplificateur BF étudié pour un téléviseur est donné par le schéma de la figure 1. Ce montage a été étudié par SESCO. Il utilise 4 transistors PNP dont les types sont les suivants : $Q_1 = 324 T 1$, $Q_2 = 324 T 1$, $Q_3 = Q_4 = 521 T 1$.

Le signal d'entrée est pris sur la sortie détectrice du montage MF son qui peut être à modulation d'amplitude ou à modulation de fréquence.

Le signal est transmis par le condensateur de $10 \mu F$ électrochimique et la résistance de $3,3 k\Omega$ à la base du transistor d'entrée, Q_1 monté en émetteur commun c'est-à-dire avec l'entrée sur la base comme il vient d'être précisé et la sortie sur le collecteur.

La base est polarisée par un diviseur de

tension composé de deux résistances, l'une de $22 k\Omega$ reliée à la ligne positive de l'alimentation de 12 V et l'autre au point X_1 relié lui-même à la ligne négative d'alimentation par une résistance de $1 k\Omega$. Ce point X_1 est positif par rapport à la ligne négative. L'émetteur de Q_1 est polarisé par deux résistances en série, 470Ω non découplée et encore 470Ω découplée par un électrochimique de $25 \mu F$ vers la ligne positive et non vers la ligne négative qui est aussi celle de masse mais cette disposition ne modifie pas la qualité du découplage car les deux lignes d'alimentation sont, en alternatif, à la masse. On a d'ailleurs, disposé entre les deux lignes un condensateur électrochimique de $100 \mu F$.

Le circuit de collecteur de Q_1 comprend la charge de $4,7 k\Omega$ et la résistance de découplage de $1 k\Omega$ associée au condensateur de $25 \mu F$ relié à la ligne positive.

On remarquera que ce découplage des circuits à partir du point X_1 est commun pour le collecteur et la base. D'autre part, il y a contre-réaction par le fait que dans le circuit de polarisation d'émetteur il y a une résistance de 470Ω non découplée.

Le signal amplifié par Q_1 est transmis, du collecteur de ce transistor, à la base de Q_2 , par le condensateur électrochimique de $10 \mu F$.

Le transistor Q_2 est monté, comme le précédent, en émetteur commun.

Un diviseur de tension constitué par deux résistances, $4,7 k\Omega$ vers la ligne positive et $22 k\Omega$ vers la ligne négative polarise la base.

L'émetteur est polarisé par 270Ω et découplé par un condensateur de forte capacité, $100 \mu F$ relié à la ligne positive.

Dans le circuit de sortie de ce transistor, sur le collecteur on trouve le primaire du transformateur déphaseur T_1 effectuant la liaison avec l'étage final à deux transistors Q_3 et Q_4 .

On remarquera aux bornes du primaire de T_1 un circuit RC composé de $0,1 \mu F$ en série avec $20 000 pF$ et $2,7 k\Omega$ destiné à corriger la courbe de réponse de l'amplificateur. Il est clair que cette correction

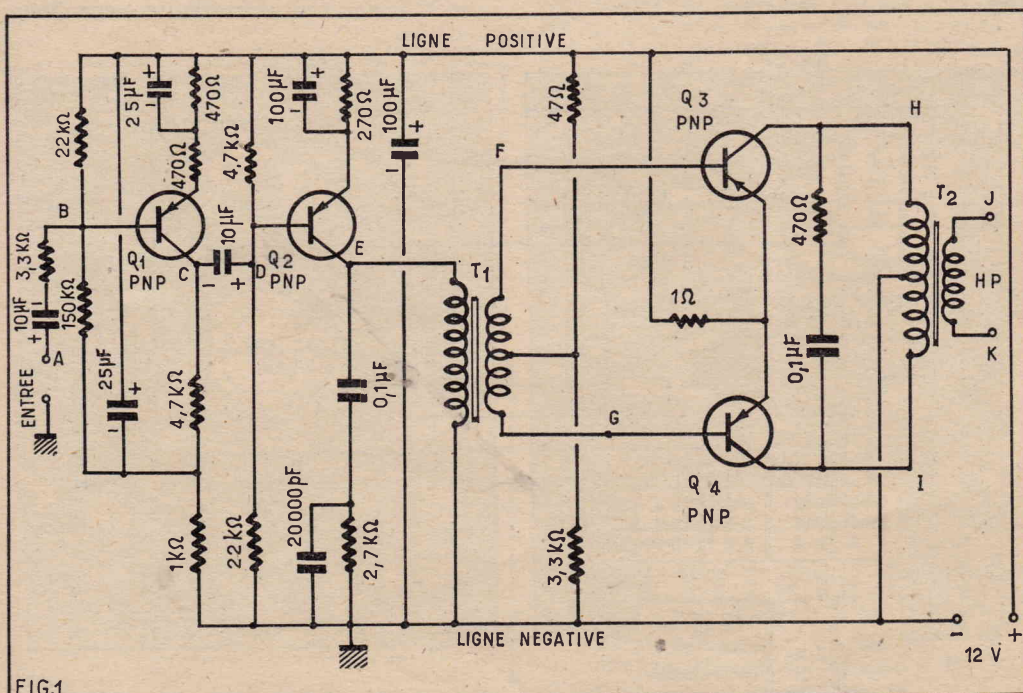


FIG.1

Voltmètre pour dépannage statique

Pour effectuer le dépannage, il faut disposer d'un voltmètre pour continu, d'un milliampèremètre et parfois d'un ohmmètre autrement dit d'un contrôleur universel.

Dans les mesures de tensions effectuées sur des circuits à transistors il faut tenir compte du fait que dans certains circuits, les tensions et les courants sont beaucoup plus réduits que dans les circuits correspondants à lampes. Les tensions étant de l'ordre du volt ou de la dizaine de volts, le contrôleur doit être utilisé sur une échelle de sensibilité du même ordre comme par exemple 0 — 0,3, 0 — 1, 0 — 3, 0 — 10, 0 — 30 V. La résistance interne du voltmètre est alors plus faible que pour les échelles à plus haut niveau telles que 0 — 100, 0 — 300, 0 — 1 000 V.

Soit par exemple le cas d'un voltmètre de 10 000 Ω par volt. Sa résistance interne qui vient se brancher en parallèle sur celle du circuit à vérifier est, pour diverses échelles, donnée par le tableau I ci-après :

Tableau I :
Voltmètre de 10 kΩ par volt

Echelle (V)	Résistance (Ω)	Echelle (V)	Résistance (MΩ)
0 — 0,1	1 000	0 — 30	0,3
0 — 0,3	3 000	0 — 100	1
0 — 1	10 000	0 — 300	3
0 — 3	30 000	0 — 1 000	10
0 — 10	100 000	0 — 3 000	30

Soit à mesurer une tension de l'ordre de 1 V par exemple entre le point D et la masse.

Avec le voltmètre en sensibilité 0 — 1 V sa résistance est, d'après le tableau I, 10 kΩ. Celle du circuit est obtenue en calculant la résistance équivalente de la mise en parallèle des deux résistances du diviseur de tension ce qui donne avec 4,7 kΩ et 22 kΩ :

$$R = \frac{22 \cdot 4,7}{22 + 4,7} \text{ k}\Omega$$

$$\text{ou } R = 3,8 \text{ k}\Omega \text{ environ.}$$

en négligeant la résistance électronique d'entrée du transistor.

On voit que la mesure sera faussée car la résistance de 10 kΩ du voltmètre sera montée en parallèle sur $R = 3,8 \text{ k}\Omega$ d'où erreur de l'ordre de 30 %.

Avec la sensibilité 0 — 3 V, le voltmètre a une résistance de 30 kΩ et avec celle de 0 — 10 V, sa résistance est de 100 kΩ. Dans le cas de la mesure d'une tension de l'ordre du volt avec une échelle 0 — 10 V la précision de la mesure est satisfaisante, l'erreur n'étant plus que de l'ordre de 5 %.

En conclusion on peut dire que dans les mesures de tension sur les circuits à transistors, l'emploi d'un contrôleur universel de 10 000 Ω par volt peut donner satisfaction dans la plupart des mesures à condition de choisir l'échelle de sensibilité dont la résistance propre est d'au moins 20 fois celle du circuit. Des voltmètres de 30 kΩ, 50 kΩ et 100 kΩ par volt sont préférables ainsi que, bien entendu les voltmètres électroniques présentant généralement, même en échelle 0 — 1 V, une résistance de l'ordre du mégohm ou plus.

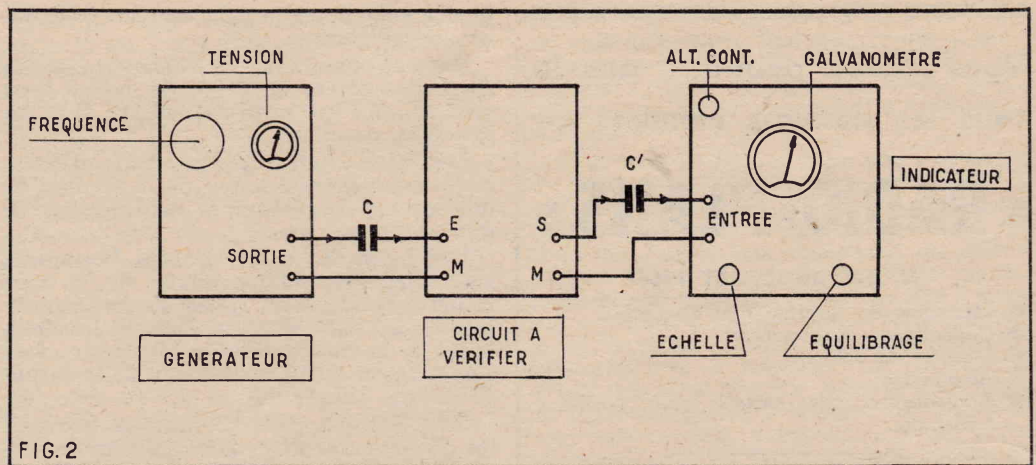


FIG. 2

Dépannage statique

Mesurons les tensions sur les émetteurs et les collecteurs, le montage de la figure 1 étant au repos autrement dit il est ali-

menté sous 12 V mais aucun signal n'est appliqué à l'entrée. Pour plus de sûreté on pourra court-circuiter l'entrée par un condensateur de 10 μF.

menté sous 12 V mais aucun signal n'est appliqué à l'entrée. Pour plus de sûreté on pourra court-circuiter l'entrée par un condensateur de 10 μF.

Les données du constructeur indiquent que le courant de repos de Q_1 est de 1 mA. Ce courant a à peu près la même valeur pour l'émetteur et pour le collecteur car celui de base est faible.

Dans le circuit d'émetteur la résistance de polarisation est $470 + 470 = 940 \Omega$ ce qui donne sur l'émetteur une tension :

$$V_E = 940 \cdot 0,001 = 0,94 \text{ V}$$

Cette tension, prise par rapport à la ligne positive, est négative, le transistor étant un PNP.

Avec la sensibilité 0 — 10 V du voltmètre de 10 kΩ par volt, sa résistance est de 100 kΩ et la mesure sur 940 Ω se fera avec une bonne précision. Le voltmètre se branchera avec le conducteur + à la ligne positive et le conducteur — à l'émetteur.

Pour la tension de collecteur, on branchera le voltmètre en sensibilité 0 — 10 V avec le — à la ligne négative et le + au collecteur ce dernier étant positif par rapport à la ligne négative.

Le calcul de la tension sur le collecteur peut s'effectuer en tenant compte de la chute de tension sur la résistance de 1 kΩ + 4,7 kΩ en négligeant le diviseur de tension 150 kΩ + 22 kΩ dont la résistance est relativement élevée. Pour un courant de 1 mA on trouve :

$$V_C = 5700 \cdot 0,001 = 5,7 \text{ V environ}$$

La tension au point X_1 est d'environ 1 V.

Celle sur la base (point B), en négligeant le courant de base, peut être déterminée par les valeurs des résistances du diviseur de tension.

La tension de X_1 par rapport à la ligne positive est de $12 - 1 = 11 \text{ V}$, sur une résistance de $150 + 22 = 172 \text{ k}\Omega$. Sur 22 kΩ la chute de tension est donné par la proportion

$$\frac{11}{172} = \frac{E_b}{22}$$

d'où $E_b = 22 \cdot 11/172 = 1,4 \text{ V}$. La base est donc à — 1,4 environ par rapport à la ligne positive. Pour mesurer, l'échelle 0 — 10 V (100 kΩ par volt) du contrôleur ne donnera pas des indications précises et un voltmètre électronique sera nécessaire.

On déterminera de la même manière les tensions sur les électrodes des transistors suivants. Le constructeur toutefois doit indiquer ces tensions, l'échelle du voltmètre et sa résistance en ohms par volt.

Voici comment effectuer le dépannage statique. Soit à vérifier la tension au point B, base de Q_1 . Il faut trouver environ — 1,4 V par rapport à la ligne positive. Si l'on trouve une valeur proche à ± 10 %, de celle-ci le circuit est normal. Si la tension est très différente de — 1,4 V vérifier les résistances du diviseur de tension, le condensateur de 10 μF et tous les éléments reliés au point X_1 ainsi que le transistor lui-même sans oublier d'examiner les points de contact entre les composants ou les court-circuits éventuels.

Supposons, par exemple que le condensateur de 25 μF reliant le point X_1 à la ligne positive est en court-circuit. La tension en X_1 sera alors celle de la ligne positive et au point B, la mesure donnera zéro volt par rapport à la ligne positive.

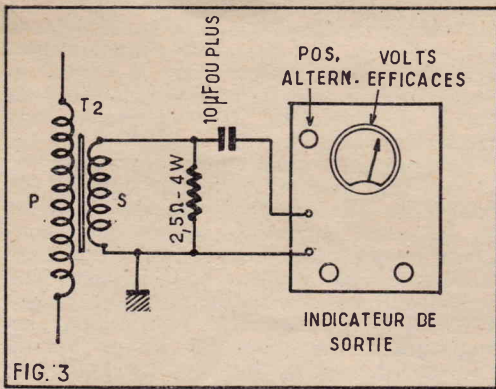
Toute la suite du dépannage statique s'effectuera de la même manière en raisonnant comme on sait le faire lorsqu'on dépanne un montage à lampes.

Dépannage dynamique

L'installation de mesure doit comporter un générateur de signaux sinusoïdaux BF, par exemple entre 20 Hz et 20 000 Hz (voir figure 2) indiquant la fréquence et la tension de sortie. Son impédance de sortie doit être faible, de l'ordre de 50 Ω.

Le circuit à vérifier est la totalité ou une partie du montage BF et on définit sur cette partie une entrée EM et une sortie SIN. Les points E et S sont isolés en continu par des condensateurs C et C' de forte valeur, par exemple 10 μF. Des modèles au papier (tension de service 50 V) sont préférables à ceux électrochimiques. Les points M peuvent être la ligne positive ou la ligne négative.

L'indicateur est un voltmètre électronique à forte résistance d'entrée de l'ordre de 1 MΩ, avec sensibilités entre les limi-



tension qui sera lue sur le voltmètre de sortie disposé pour indiquer des tensions alternatives efficaces.

Le montage de sortie est représenté par la figure 3. Si la sensibilité de l'amplificateur est correcte, brancher le détecteur MF son à la place du générateur, pousser le VC au maximum, mesurer la tension fournie par le VC. Elle doit être supérieure à 20 mV. Si tel n'est pas le cas, le défaut est à rechercher dans la partie qui précède l'amplificateur. S'assurer aussi que le haut-parleur fonctionne avec un bon rendement électro-acoustique.

Si la tension d'entrée de 20 mV ne produit pas une tension de sortie de 1,58 V efficaces sur la charge de 2,5 Ω, il y a un étage défectueux parmi ceux de l'amplificateur. Vérifier alors soit étage par étage

la vérification du gain des étages suivants en reliant le point S₀ aux points D, E etc.

Courbe de réponse

La figure 5 donne un exemple de courbe de réponse d'un amplificateur du genre de celui pris comme exemple.

Le niveau zéro décibel correspond à $f = 1000$ Hz. On a -6 dB (gain moitié en tension) à 100 Hz et -3 dB (gain réduit de 30 %) à 10 000 Hz.

On vérifiera la courbe de réponse à l'aide du montage de mesures de la figure 2 en faisant varier la fréquence du signal d'entrée, maintenu à la même valeur, 20 mV et en relevant le signal de sortie qui sera évidemment différent de celui à 1000 Hz, selon la fréquence du signal.

tes 0 — 0,1 V et 0 — 100 V, ou plus étendues.

Le dépannage, en cas de panne franche peut s'effectuer sur une seule fréquence, par exemple 50 ou 1000 Hz et en utilisant comme indicateur, le haut-parleur tant que la sortie du circuit à vérifier est celle même de l'amplificateur, sinon on utilisera le voltmètre électronique. On procédera comme indiqué au début de l'étude.

La vérification dynamique a plus d'intérêt dans le cas d'un fonctionnement défectueux de l'amplificateur. Voici quelques opérations intéressantes mais nécessitant les données numériques du constructeur.

Vérification du gain

On constate que le son obtenu est faible. Le réglage de volume fonctionne. Il faut alors vérifier la sensibilité de l'amplificateur.

Dans notre exemple, le constructeur indique qu'il faut 20 mV efficaces pour obtenir 1 W à la sortie.

Il indique également que cette sensibilité a été évalué pour un signal à 1000 Hz.

Le montage de mesure est réalisé de la manière suivante.

a) générateur réglé sur 1000 Hz et donnant une tension de sortie sinusoïdale de 20 mV efficaces.

b) circuit à vérifier : l'intégralité de l'amplificateur, l'entrée E est le point A et la sortie S est le point A et la sortie S est le point J, le point K étant relié à une des lignes d'alimentation s'il ne l'est pas. Le haut-parleur sera laissé en place ou remplacé par une résistance équivalente selon les indications du constructeur. Dans notre exemple cette résistance serait de 2,5 Ω. Un modèle de 4 W non inductif est conseillé. Pour 1 W de puissance de sortie, la tension de sortie sur 2,5 Ω est donnée par la relation :

$$E_s^2/R = P$$

ce qui donne, avec $R = 2,5 \Omega$ et $P = 1 W$

$$E_s^2 = PR = 2,5 V^2$$

$$\text{ou } E_s = 1,58 V \text{ efficaces.}$$

soit dans l'ordre suivant : totalité, à partir du point C, puis D, puis E et finalement H - I.

La notice du constructeur, toutefois ne donne pas toujours les tensions BF en divers points.

Supposons que le gain en tension de Q_1 soit de 10 fois. Branchons d'abord le montage de mesure comme pour la totalité de l'amplificateur. Soit V_1 volts efficaces la tension mesurée entre J et K sur la résistance de 2,5 Ω obtenu en appliquant V_1 volts à l'entrée.

Réalisons ensuite le montage de mesures de la figure 4 en reliant S₀ au point C. Soit toujours V_1 volts obtenus à la sortie, mais en appliquant cette fois une tension supérieure au point C, v_2 volts.

Le gain de l'étage d'entrée est évidemment v_2/v_1 . Si $v_2/v_1 = 10$ ou même supérieur à 10 fois, l'étage d'entrée est en bon état. Si $v_2/v_1 < 10$ il faut dépanner cet étage.

On procédera ensuite, si nécessaire, à

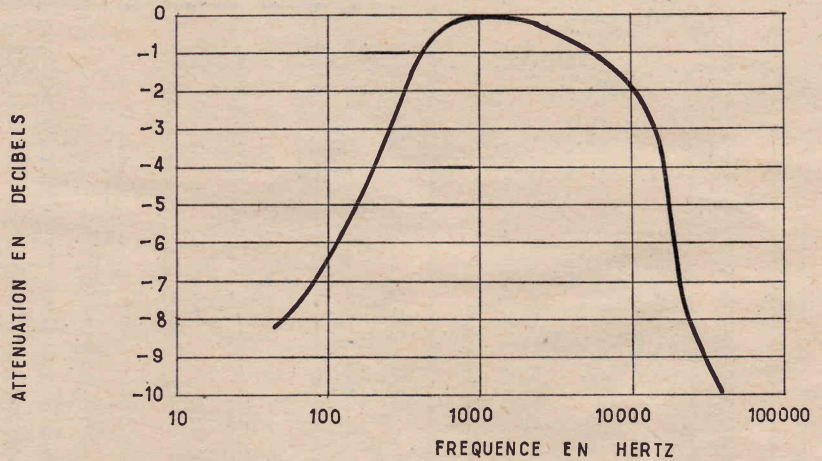


FIG. 5

Vérification pratique des lampes

(suite de la page 13)

cuit à un brochage déterminé (fig. 15) au lieu de chercher à faire coïncider des lampes qui pourraient voir le jour avec un appareil quelque peu démodé par la force des choses : sous la seule réserve de ne pas faire appel à de nouveaux supports — et même alors l'adaptation serait et resterait des plus simples — notre lampemètre pourra admettre les emplacements les plus fantaisistes sans jamais montrer d'hésitation, puisqu'il suffira de diriger la fonction voulue sur l'électrode intéressée.

Adaptateur R 100

(Suite de la page 31)

Conclusion

Ce petit adaptateur n'a pas la prétention de concurrencer les voltmètres amplificateurs du commerce. Son prix n'a d'ailleurs rien de comparable à ceux de ces instruments. Il ne permet les mesures que dans une gamme réduite (1 à 25 V), mais néanmoins suffisante pour ceux qui s'occupent surtout de montages transistorisés. Il ne permet pas la mesure des tensions alternatives. Mais tel qu'il est, je crois qu'il peut rendre de grands services aux amateurs qui ne possèdent pas encore de voltmètre à « lampes ».

P. FRANÇOIS.

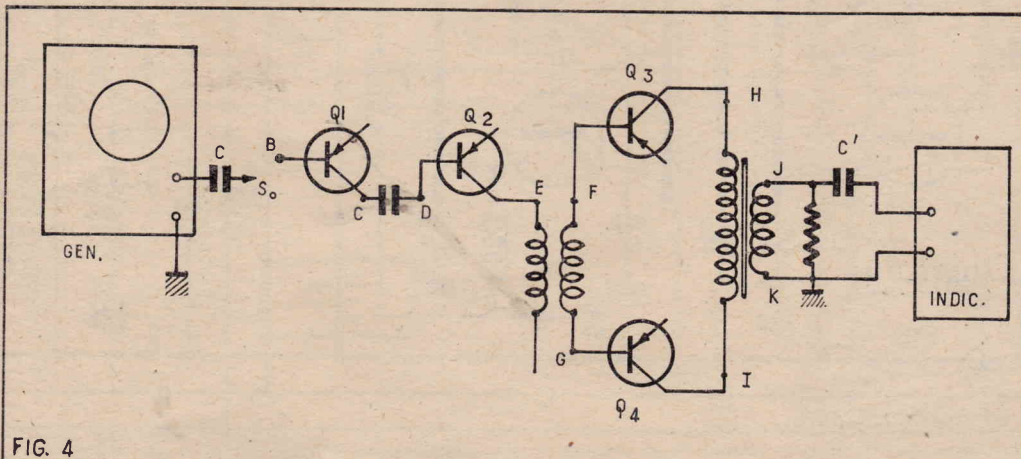
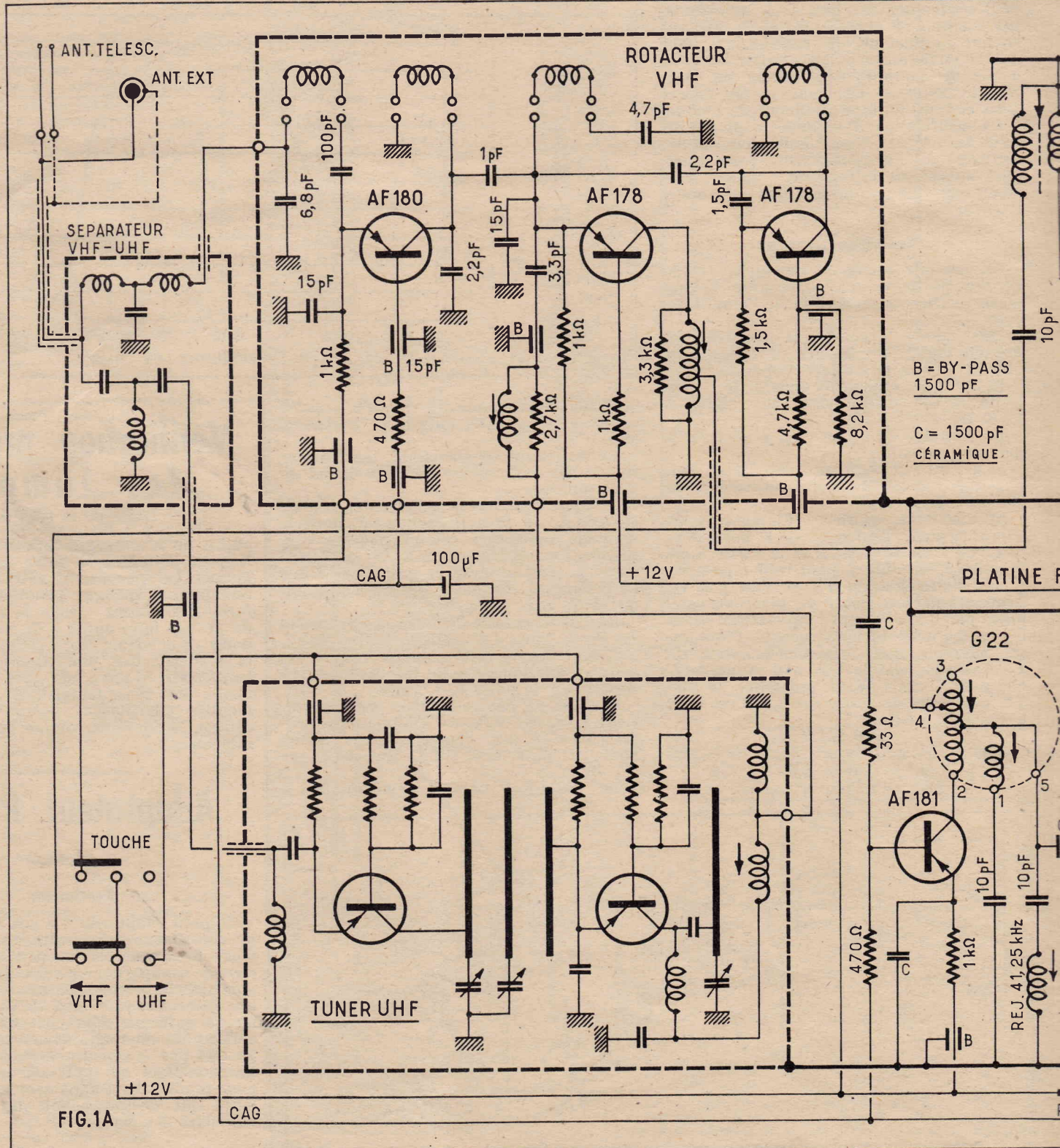


FIG. 4

téléviseur portatif à transistors

Nous avons donné dans notre N° 198 d'Avril 64 la description d'un téléviseur à transistors. Cet appareil était l'un des premiers, sinon le premier, à mettre la technique du téléviseur transistorisé à la portée de l'amateur. Il a obtenu un vif succès auprès de nos lecteurs.

Ce téléviseur était équipé d'un tube de 36 cm, seul disponible à cette époque. En raison de son poids il s'agissait plutôt un appareil portable. Depuis de nombreux progrès sont intervenus et des composants mieux adaptés sont apparus sur le marché en particulier le tube image A 28/15 W spécialement étudié pour les montages à transistors. Si l'image donnée par ce tube est de format plus petit que celle obtenue avec le tube de 36 elle n'est pas de moins bonne qualité. Par contre ce tube permet une nette réduction des



dimensions et surtout du poids et de ce fait rend possible l'étude et la réalisation d'un téléviseur véritablement portatif tel celui que nous allons décrire.

Du point de vue de l'utilisateur c'est un appareil tout à fait classique. Il est prévu pour recevoir tous les canaux français en 1^{er} et 2^e chaîne ainsi que Luxembourg. Sa sensibilité très poussée, le rend apte à recevoir, dans la plupart des cas, sur antenne incorporée. L'automatisme des divers contrôles comme par exemple ceux de gain et de fréquence permet de garantir une stabilité totale avec des commandes réduites au minimum. En effet ces commandes concernent uniquement le volume son, la luminosité et le passage 1^{er} à 2^e chaîne qui s'effectue simplement par 2 poussoirs.

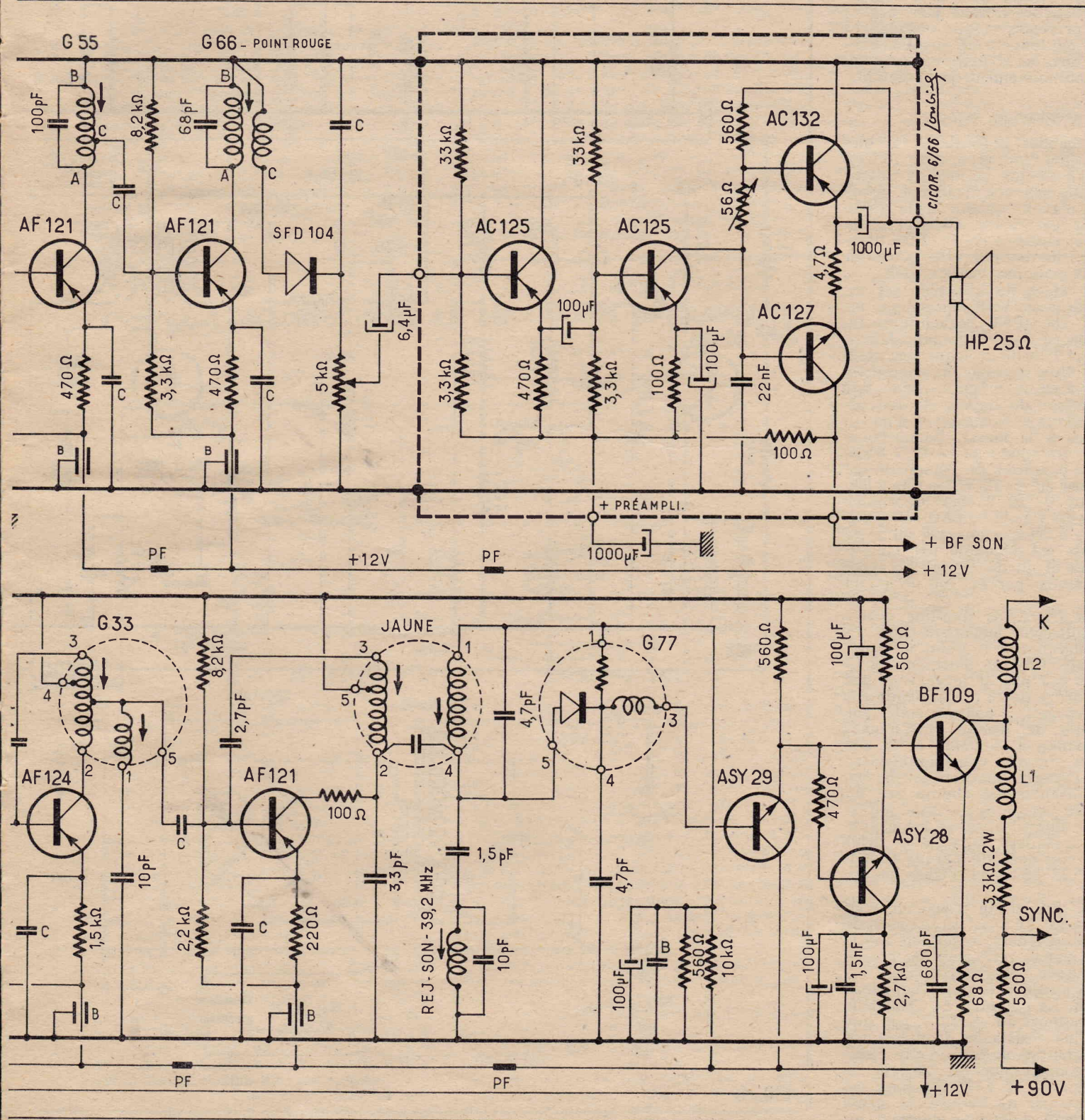
Ce récepteur est entièrement autonome. Il peut fonctionner sur tous les réseaux de 105 à 245 volts, sur batterie de bord 12 V ce qui rend possible son utilisation en voiture, en caravane, en bateau etc...), sur piles spéciales pour télévision et sur piles rechargeables. Signalons que pour ces dernières le chargeur est incorporé. Ce téléviseur constitue donc l'appareil idéal pour tous les itinérants : Forains, bateliers, caravaniers etc...

Nous verrons au cours de l'étude du schéma que pour chaque partie il n'a été adoptée que des solutions sûres mettant l'appareil pratiquement à l'abri de tout dérangement.

Nous tenons à mettre en garde nos lecteurs : si la construction de cet appareil est à la portée de l'amateur elle ne peut être entreprise par un débutant. L'utili-

sation des semi-conducteurs nécessite l'on prenne certaines précautions. En effet si ces composants sont d'une grande fiabilité ils ne supportent aucun mauvais branchement et aucune fausse manœuvre qui les mettraient irrémédiablement d'usage. En conséquence il faudra soigneusement vérifier les câblages avant mise sous tension et effectuer les réglages dans l'ordre que nous indiquerons. Les mesures qui sont contenues dans la description ont été faites pas à pas, consécutivement toute anomalie constatée peut affecter qu'une toute petite partie du montage.

Dans ce cas il faudra procéder à un examen attentif du câblage et des composants avant de poursuivre. Autre indice ratif il est évident que les composants doivent être obligatoirement sélection-



La 2,7 KΩ du collecteur ASY28 va au + 12 V et non au CAG - La ligne CAG aboutit au collecteur du ASY28

qu'il n'est absolument pas question de servir de matériel de récupération ou de provenance douteuse. Seul le soin apporté à une telle réalisation peut en garantir le succès.

La mise au point qui portera sur l'alimentation et les bases de temps impose utilisation d'un oscilloscope gradué en tension (échelle verticale) et en temps (base de temps horizontale).

Etude du schéma Fig. 1

Nous allons examiner successivement les parties suivantes : Sélecteur de canaux, tuner UHF, chaînes de réception image et son, bases de temps et alimentation. Les explications qui sont fournies au sujet du sélecteur de canaux du tuner UHF et des chaînes de réception images ne sont données qu'à titre d'information ces éléments devant être acquis, câblés et préréglés et par conséquent en ordre de fonctionnement. Il est cependant utile de bien les connaître pour comprendre de fonctionnement de l'ensemble.

Le sélecteur de canaux

On peut constater immédiatement que l'antenne attaque un séparateur VHF/UHF incorporé ce qui permet de laisser en permanence l'antenne incorporée et de n'avoir qu'une seule prise sur l'antenne extérieure. Ce séparateur classique et consiste en un filtre passifs en T pour les bandes VHF et en un filtre pass-haut pour les bandes UHF.

Le premier étage du sélecteur est un étage d'amplification VHF équipé par un transistor AF 180 (PNP germanium) lequel est monté en base commune. L'attaque se fait par l'émetteur lequel est relié à la sortie du filtre pass-bas du séparateur par un circuit en π composé d'une self et d'un condensateur de liaison de 100 pF en 6,8 pF allant à la masse et d'un 15 pF allant aussi à la masse. Remarquons que la masse correspond au -12 V d'alimentation. Le potentiel de l'émetteur est fixé par rapport au $+12$ V par une 1000 ohms. La ligne $+12$ V étant découplée par un by-pass de 1,5 nF. La CAG est appliquée à la base à travers une 470 ohms ce circuit de base est découplé par un by-pass de 1,5 nF et un de 15 pF. La ligne $+12$ V est découplée par un 100 μ F et un 1 nF.

Le gain du transistor diminue quand le courant collecteur augmente (CAG dite). En conséquence le point de fonctionnement sans CAG se situe aux environs de $I_0 = 3,5$ mA et le gain de cet étage est de l'ordre de 13 dB en bande III. Lorsque la CAG agit, le courant collecteur diminue, la chute de tension s'effectuant sur la résistance d'émetteur. A ce moment, le gain décroît considérablement tout ainsi l'intermodulation son-image. Le circuit collecteur est chargé par un circuit accordé constitué par une self et 2,2 pF. Ce circuit accordé est couplé par un 1 pF (couplage capacitif en tête) à un autre circuit accordé attaque l'émetteur d'un AF178 équipant l'étage modulateur.

Le transistor AF 178, qui est un transistor PNP germanium, est lui aussi monté en base commune. Son émetteur reçoit en même temps que le signal VHF amplifié l'oscillation locale créée par l'oscillateur. L'oscillation est transmise par un condensateur de 2,2 pF. Le potentiel de l'émetteur est fixé par rapport au $+12$ V par une 1000 ohms. Une résistance de même valeur fixe le potentiel de base. Cette résistance est découplée par un by-pass de 1 nF. La ligne $+12$ V de cet étage est aussi découplée par un by-pass de même valeur. Le circuit collecteur contient un

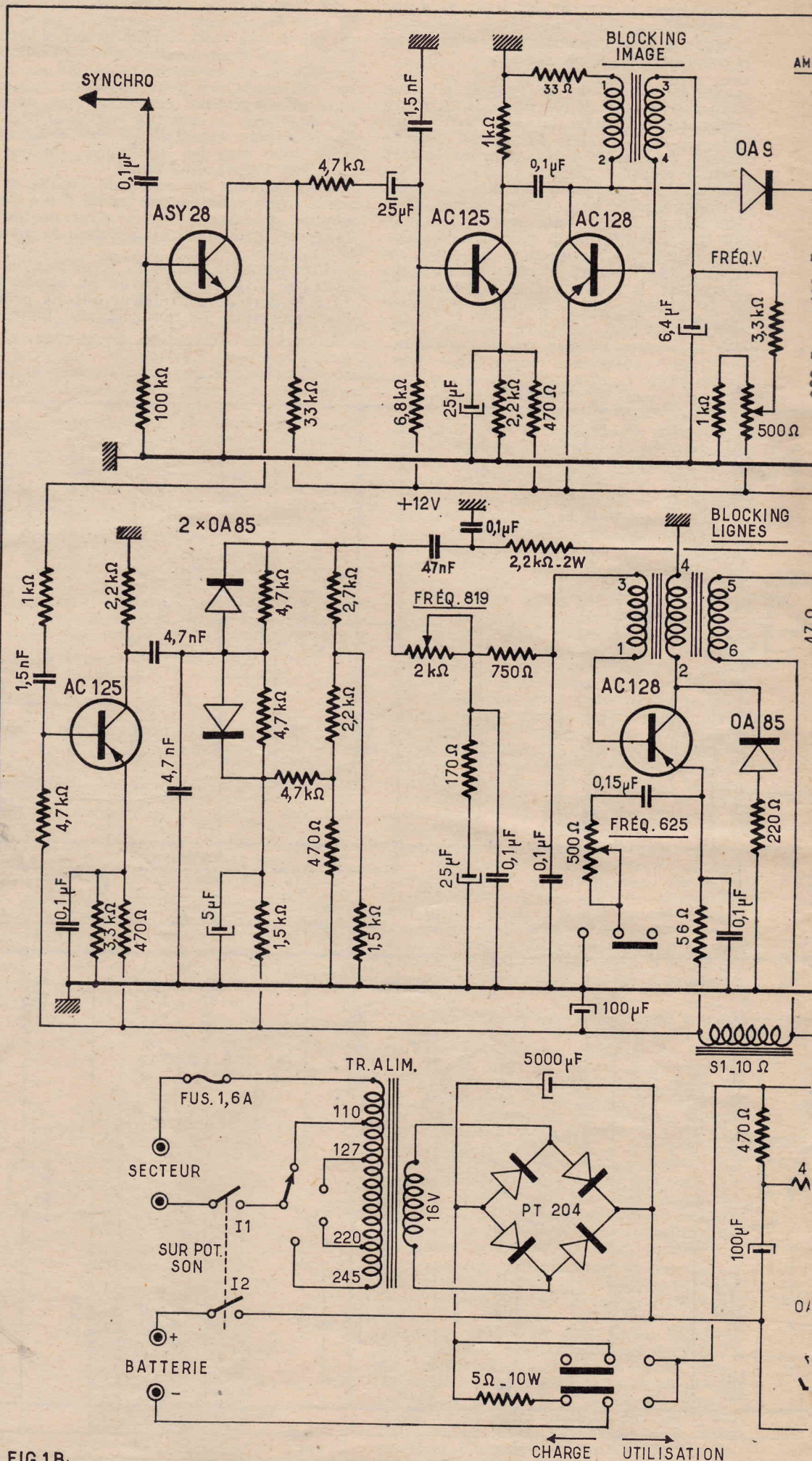
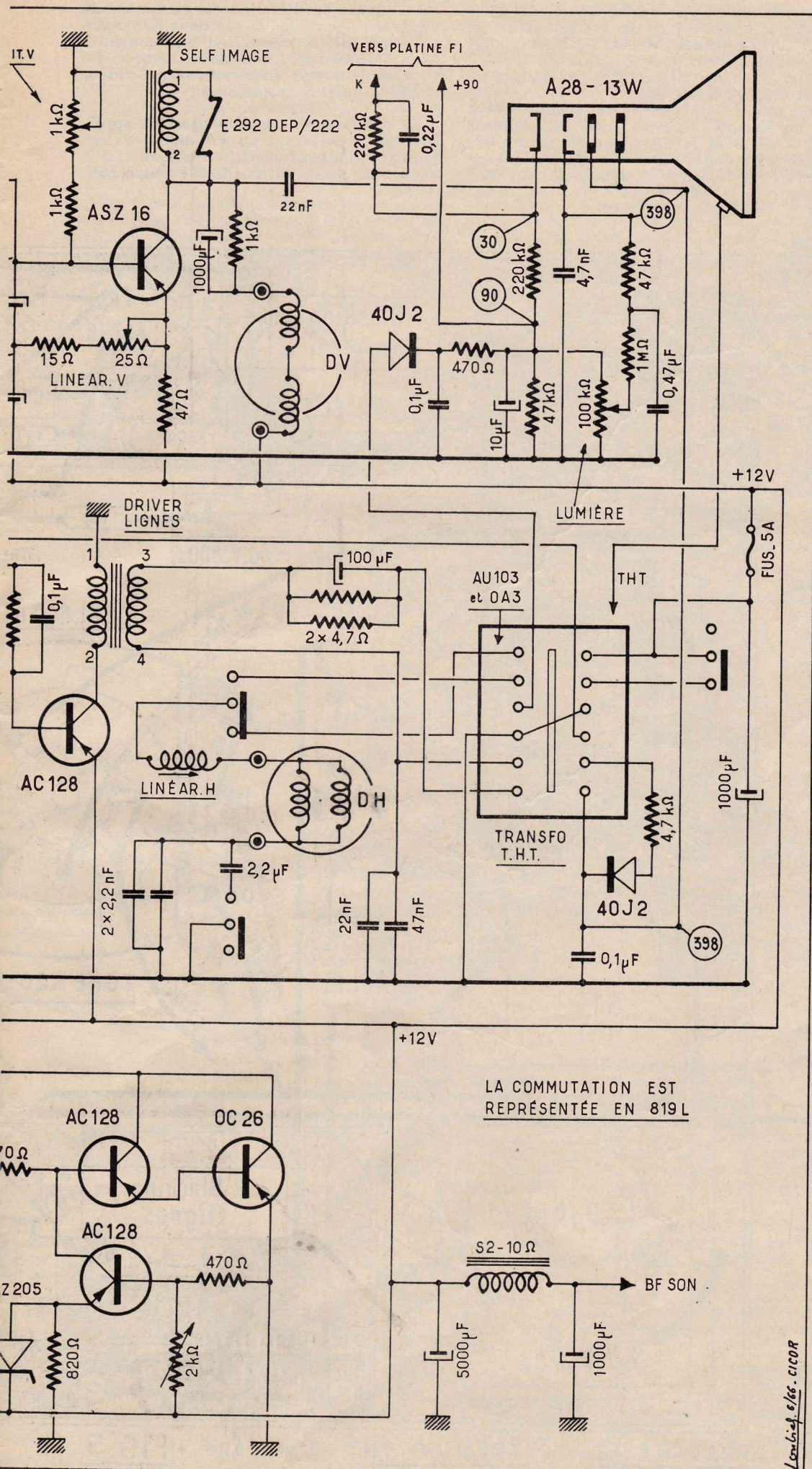


FIG.1B.



bobinage accordé FI qui est amorti une 3 300 ohms. Il sert à l'attaque des amplificateurs FI vision et son.

L'oscillateur local qui met en œuvre un autre AF178 est monté de façon classique. Son circuit collecteur contient un bobinage accordé sur la fréquence locale. Le maintien de l'oscillation est obtenu par un condensateur de 1,5 pF placé entre l'émetteur et l'émetteur. La tension d'émission est fixée par une 1 500 ohms et celle de la base par un pont constitué par une 4 000 ohms côté + 12 V et une 8 200 ohms côté masse, pont qui est découplé par un condensateur de 1,5 nF. La ligne + 12 V est elle-même découplée par un by-pass de même valeur.

Est-il besoin de mentionner que les différents bobinages, à l'exclusion de ceux des circuits FI sont en réalité situés sur des barrettes placées sur le rotateur qui permet par la rotation de ce commutateur de choisir le canal que l'on désire ou que l'on peut capter.

Le Tuner UHF

Le tuner UHF est du type $\lambda/4$. Il utilise deux transistors : un amplificateur UHF utilisé en base commune et un oscillateur mélangeur. Nous n'insisterons pas sur son sujet son schéma étant bien connu puisqu'on l'utilise maintenant sur les récepteurs TV classiques à tubes. Son entrée est attaquée par la sortie du filtre passe-haut du séparateur d'antenne. Sa sortie attaque l'émetteur de l'AF178 modulé par le sélecteur de canaux à travers un bobinage qui est amorti par une 2 700 ohms. Le passage de la réception 1^{re} chaîne à la réception 2^e chaîne se réduit à une commutation de la tension d'alimentation. Une section du commutateur à poussoirs en position UHF coupe l'alimentation de l'étage VHF du sélecteur de canaux.

Une autre section coupe l'alimentation de l'oscillateur local du sélecteur de canaux et établit celle du tuner VHF. Dans ces conditions le transistor modulateur du sélecteur de canaux fonctionne en amplificateur FI supplémentaire en réception 2^e chaîne.

Amplificateur FI Image

Cet amplificateur à 3 étages fait partie de la platine FI qui comprend également les étages FI son et l'amplificateur vidéo.

Le circuit FI du circuit collecteur de l'AF178 modulateur attaque la base de l'AF181 qui équipe le premier étage image à travers un 1,5 nF en série avec une 33 ohms. Ce transistor est commandé par la CAG en augmentation de courant collecteur comme pour l'étage VHF. La tension de commande est transmise à sa base par une 470 ohms. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 1 000 ohms et est découplée par un 1,5 nF. Le circuit de liaison avec l'étage suivant du type bouchon est inséré dans le circuit collecteur de l'AF181 à l'attaque la base d'un AF124 à travers un condensateur de 1,5 nF. On remarquera la présence dans ce système de liaison de deux réjecteurs son un réglé sur 39,2 MHz l'autre sur la fréquence son du canal (41,25 MHz).

L'AF124 qui équipe le second étage image a sa base polarisée par un pont formé d'une 3 300 ohms côté + 12 V et d'une 8 200 ohms côté masse. La résistance d'émission fait 1 500 ohms et est découplée par un condensateur de 1,5 nF. Dans le circuit collecteur est inséré un autre circuit bouchons servant à la liaison avec le 3^e étage. La base de l'AF124 qui équipe ce 3^e étage est attaquée par une prise sur ce circuit à travers un cond

ateur de 1,5 nF. Là encore on a prévu un réjecteur son accordé sur 39,2 MHz. Les deux circuits bouchons G22 et G23 sont accordés au centre de la bande image soit : 33 MHz. Le transistor AF121 qui compose le 3^e étage est de puissance plus grande que les précédents afin d'obtenir une tension détectée convenable. Ce transistor a sa base polarisée par un pont dont les éléments sont une 2 200 ohms côté plus et une 8 200 ohms côté masse. La résistance d'émetteur fait 220 ohms et

est découplée par un 1,5 nF. Cette étage est neutrodyné par un condensateur de 2,7 pF. Le précédent l'est également mais le condensateur fait 6,8 pF.

On remarquera le très grand découplage de ces étages ; il est obtenu par des cellules composées de perles ferrite et de by-pass.

Le circuit de liaison entre le collecteur de l'AF121 et la détection est un transfo surcouplé capacitif en tête. Là encore est prévu un réjecteur son accordé sur 39,2 MHz.

Le circuit de détection est classique ses éléments, une diode, la résistance de charge et une self de correction sont contenus dans l'élément G77. La sortie attaque directement la base du transistor pré-vidéo, un ASY29, (NPN germanium).

La polarisation de cette base est appliquée au point froid du circuit de détection par un pont constitué par une 560 ohms côté masse et une 10 000 ohms côté + 12 V.

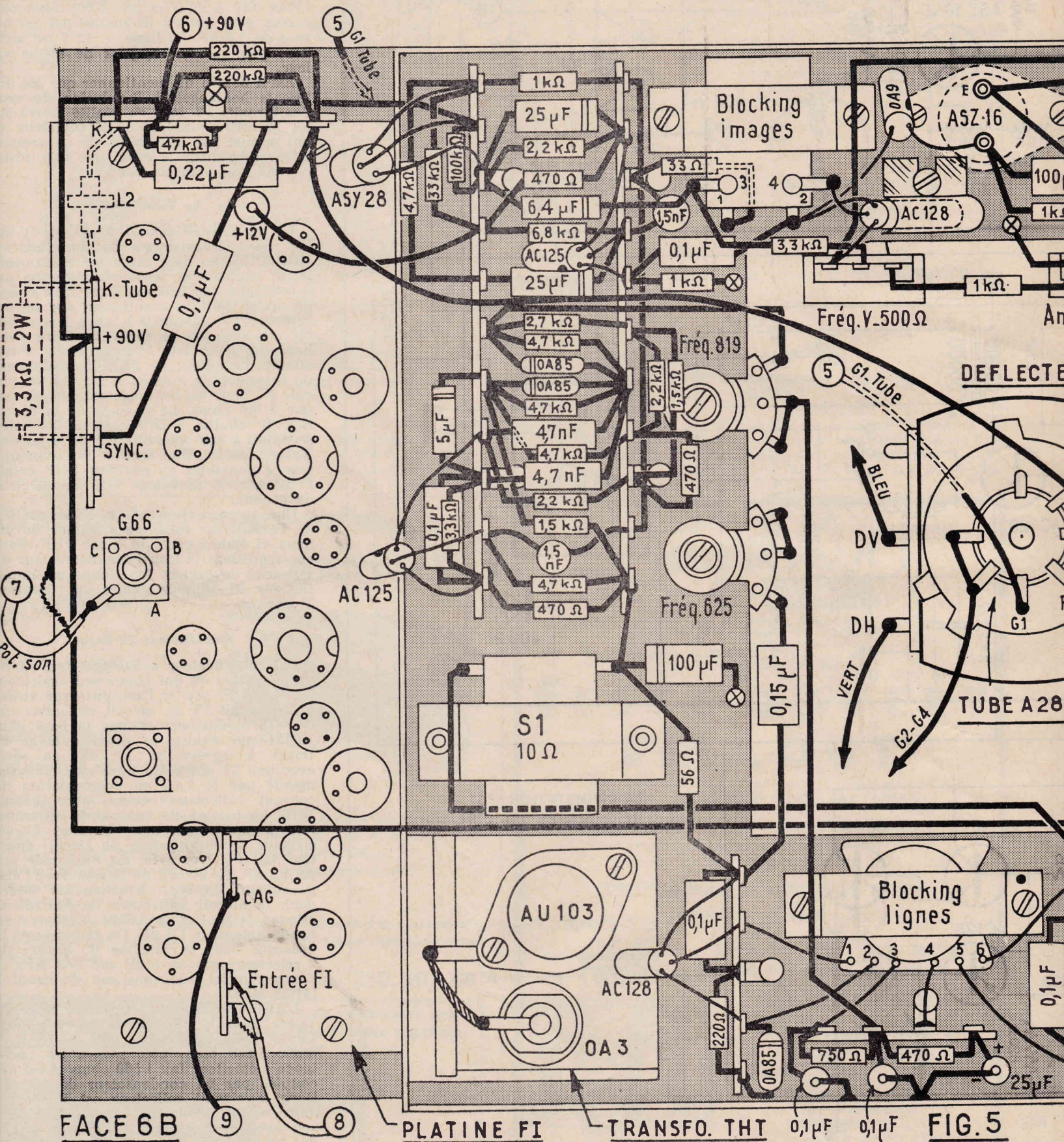
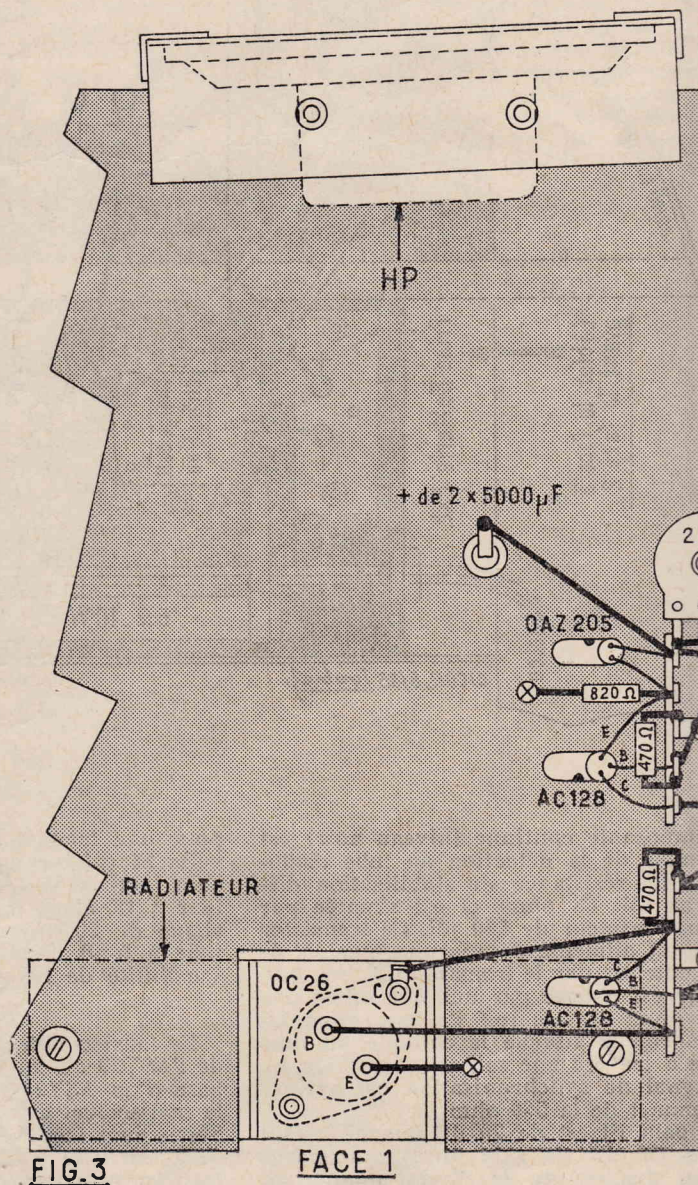
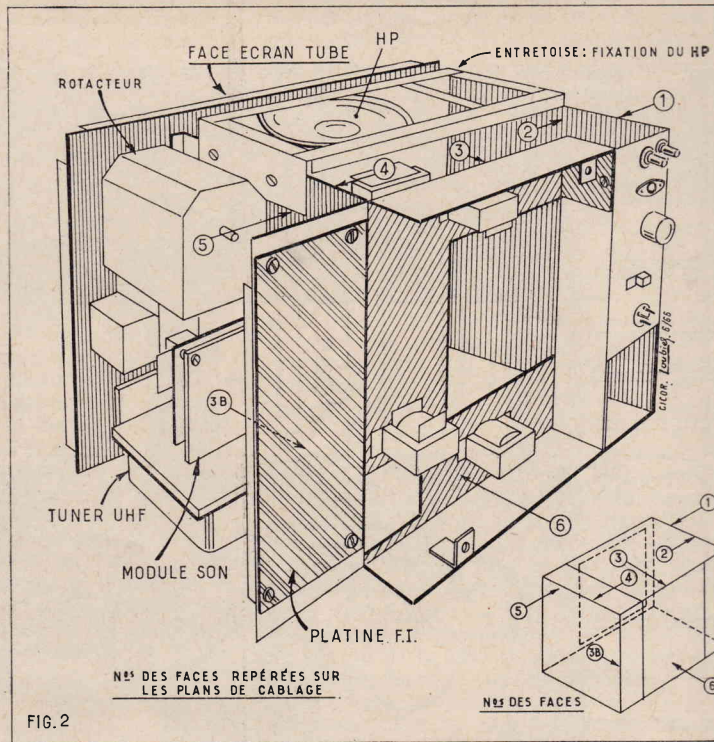
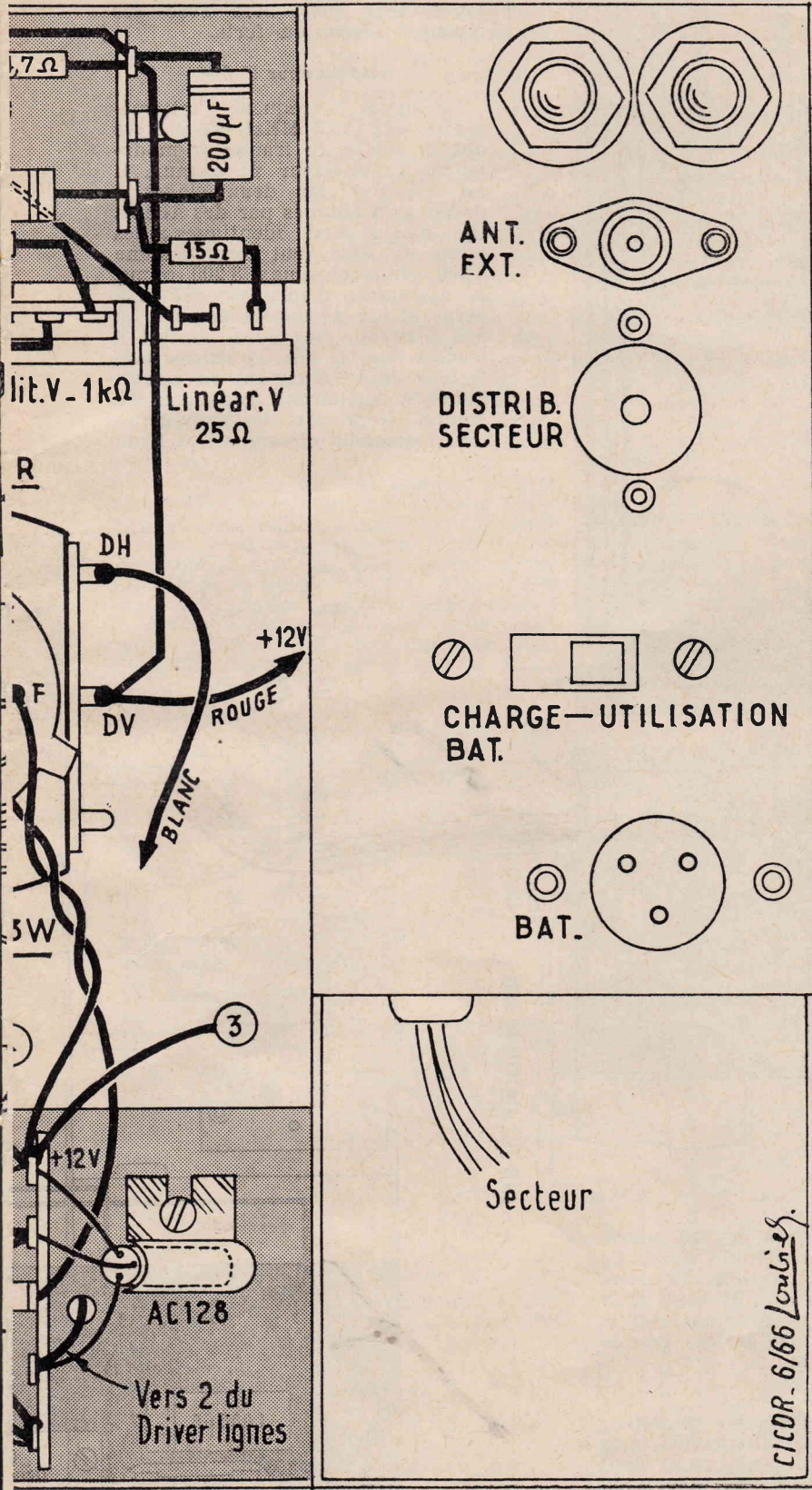


FIG. 5

Ce pont est découplé par un by-pass et un 100 VF. Le transistor est utilisé en collecteur commun. Il possède donc une forte impédance d'entrée nécessaire à l'adaptation de la détection et une faible impédance de sortie nécessaire à l'attaque directe du transistor vidéo. La charge d'émetteur du ASY29 est une 560 ohms.

Le transistor vidéo est un BF109 (NPN silicium) utilisé en émetteur commun. Sa base est reliée directement à l'émetteur du ASY29. Du fait de ces liaisons directes



+ 12 V de cet amplificateur contient des cellules de découplages composées de perles de ferrite et de by-pass.

Le circuit de détection est classique il met en œuvre une diode SDF104 et un potentiomètre de volume de 5 000 ohms. Le curseur de ce potentiomètre attaque la base d'un AC125 qui équipe l'étage pré-amplificateur BF à travers 6,4 μ F. L'AC125 est utilisé en collecteur commun. Sa base est polarisée par un pont (33 000 et 3 300 ohms) la charge de l'émetteur est une 470 ohms. Cette électrode attaque la base d'un autre AC125 par un 100 μ F. Le pont de base est le même que pour l'étage précédent la résistance d'émetteur fait 100 ohms et est découplée par un 100 μ F. Cet étage excite un push pull de transistors complémentaires (AC132 et AC127) qui actionne un HP de 25 ohms d'impédance. La puissance de sortie est de 500 mW.

Etage séparateur

Le montage est très près du système utilisé pour les tubes (fig. 1B). Le signal vidéo prélevé au sommet de la 560 ohms de charge vidéo est appliqué par un 0,1 μ F et une 100 000 ohms à la base d'un ASY28 (NPN) utilisé en émetteur commun.

Ce transistor ne conduit que pour les signaux positifs entre base et émetteur.

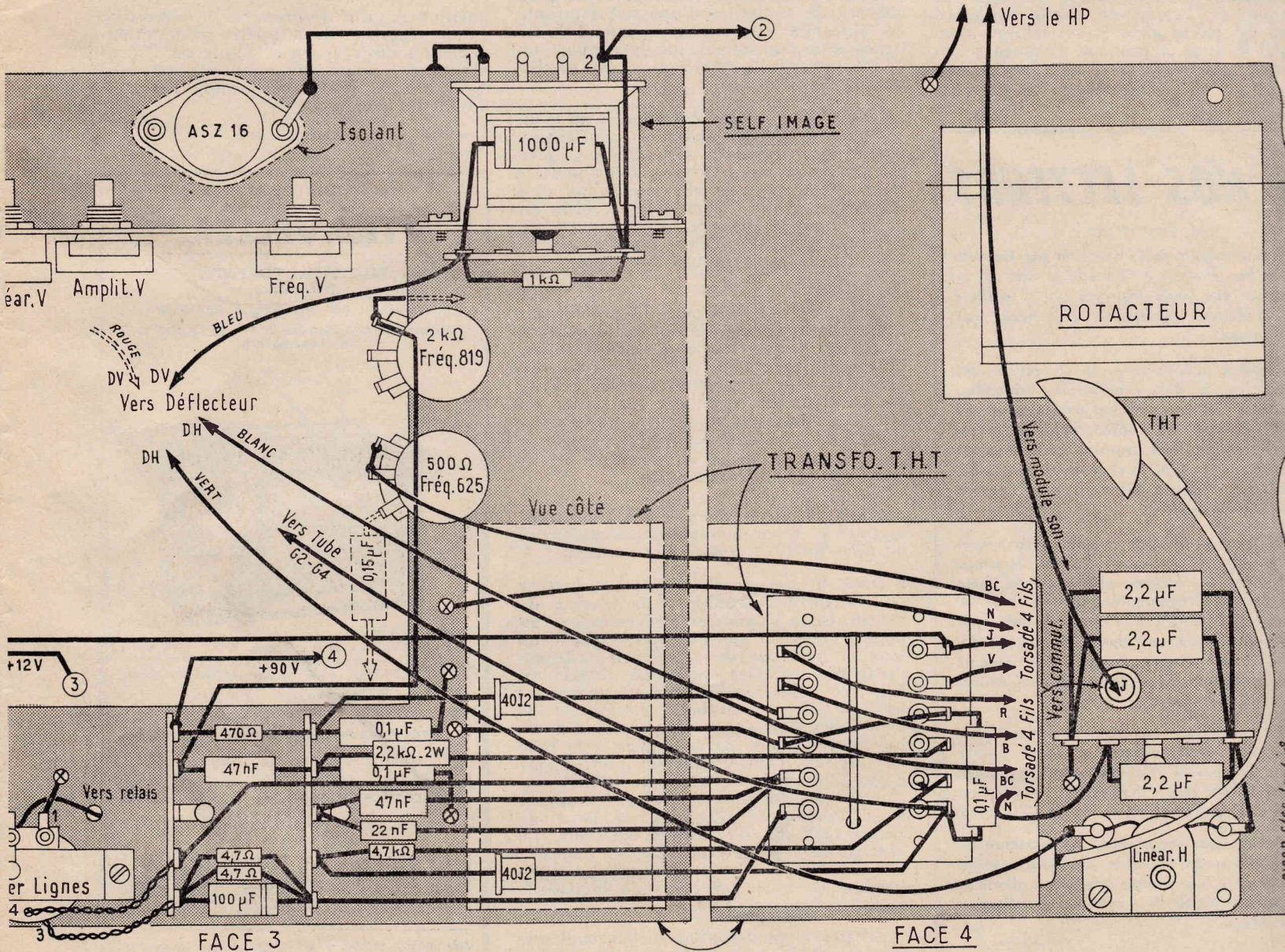
On retrouve donc dans le circuit collecteur chargé par une 33 000 ohms les tops de synchronisation (voir oscillogramme n° 1). L'alignement sur le palier est fait uniquement par le courant de base. Les tops de synchronisation lignes sont dirigés vers le comparateur de phase et ceux de synchronisation image sont appliqués à la base d'un AC125 (PNP) qui en fait le tri. Le circuit de liaison comporte une 4 700 ohms, un 25 μ F et un 1,5 nF allant à la masse. Le potentiel de la base de ce transistor est fixé par rapport au + 12 V par une 6 800 ohms. Les tops appliqués entre la base et l'émetteur du transistor dont le point de fonctionnement est fixé par un pont de résistances dont le point intermédiaire aboutit à l'émetteur (μ 70 ohms 2 200 ohms découplé par 25 pF. Dans ces conditions le transistor ne conduit que pour les tops positifs dépassant une certaine valeur ce qui est le cas des tops images. On les retrouve amplifiés sur le collecteur où leur polarité est propre à synchroniser le relaxateur image.

Base de temps image

Le relaxateur image est un blocking équipé avec un AC128 associé à un transfo de blocking dont un enroulement est dans le circuit collecteur et l'autre dans le circuit de base. La commande de la fréquence est assurée par la tension de

base associée à un circuit de constante de temps (3 300 ohms et 6,4 μ F). Le réglage de la tension de base est obtenu par un potentiomètre de 500 ohms placé entre + et - 12 V. Les tops de synchronisation sont appliqués au collecteur un 0,1 μ F.

La dent de scie est prélevée sur le collecteur par l'intermédiaire d'une diode OA9 à très faible tension de déchet assure la charge d'une capacité de 60 μ F constituée par un 100 μ F et un 200 μ F en série. Ce circuit attaque directement la base du transistor de puissance ASZ16 polarisation de cette base peut varier de 0 à + 12 V par un potentiomètre de 1 000 ohms en série avec une résistance de même valeur. Cela permet de régler l'amplitude du balayage vertical. Le circuit émetteur est constitué d'une 4,7 ohms. Entre cet émetteur et le point de jonction des condensateurs de 100 et 200 μ F est prévu un circuit contre réaction formé d'une résistance variable de 25 ohms en série avec une résistance de 100 ohms. Ce réseau est destiné au réglage de la linéarité. Le collecteur du ASZ16 est chargé par une self à fer. La tension aux bornes de cette self serait, pendant le retour du balayage nettement excessive pour le transistor aussi a-t-on prévu sur ses bornes une VDR qui ramène la tension à une valeur admissible. Un



Il faut inverser le sens de diode 40J2 située en bas de cette figure

condensateur de 1000 μ F shunté par une 1000 ohms assurent la liaison avec les bobines de déviation. La tension de relaxation prise sur le collecteur est appliquée au whenelt par un 22 nF, pour l'effacement de la trace de retour.

Les oscillogrammes 2, 3 et 4 indiquent respectivement :

- La tension collecteur blocking image.
- La tension base sortie image.
- La tension collecteur sortie image.

Base de temps ligne

Le relaxateur est un blocking utilisant un AC128 et un bobinage oscillateur à trois enroulements. Un enroulement est inséré dans le circuit de base et un autre dans le circuit collecteur. En 819 lignes la fréquence de relaxation est réglée à l'aide d'une résistance variable de 2000 ohms permettant de modifier la branche résistante d'un circuit de constante de temps placé dans le retour de base. Pour passer en 625 lignes une section du commutateur introduit entre l'émetteur et masse une résistance variable de 500 ohms en série avec un 0,15 μ F. L'enroulement collecteur est shunté par une diode OA85 en série avec une 220 ohms qui sert à limiter la surtension dans l'enroulement.

En raison de la puissance nécessaire à l'attaque de l'étage de sortie un étage driver est nécessaire. Il est équipé avec un AC128 dont la base est attaquée à impédance convenable par le troisième en-

roulement du transfo de blocking. Tout comme celui de l'étage blocking ce transistor est bloqué pendant une grande partie du temps de retour (35 μ S) et saturé pendant le reste du temps (15 μ S). L'oscillogramme 5 montre sa tension de base. Son collecteur transmet le signal à la base du transistor de sortie par l'intermédiaire d'un transfo abaisseur.

Le transistor de puissance ligne est un AU103 associé à une diode de récupération BY118 ou OA31. Ces deux éléments sont contenus dans le transfo THT et pour cette raison ne figurent pas sur le schéma. Etant donné la très faible énergie nécessaire au balayage du tube de 28 cm, ce transistor n'est pas surchargé. Le courant nécessaire à l'ensemble est de 500 mA sous 12 V.

Le transfo THT fournit bien entendu la tension nécessaire à l'anode finale du tube soit 11000 V. Il procure également une tension de 400 V pour l'alimentation des anodes d'accélération et de concentration et une tension de 80 V pour l'alimentation de l'étage vidéo. Ces tensions sont redressées par des diodes 40J2. Celle de 80 V est filtrée par une résistance de 470 ohms et un condensateur de 10 μ F. Elle alimente également le whenelt par l'intermédiaire d'un potentiomètre de luminosité de 100000 ohms.

Il faut noter la présence en série avec bobines de déviation d'une self saturable de linéarité. La commutation 819-625 lignes agit notamment sur le rapport de l'enroulement d'adaptation et sur la distorsion S.

La synchronisation fait appel à un comparateur de phase à diodes symétriques (OA85) qui rappelle la disposition adoptée sur les montages à lampes. Pour que les tops soient de sens convenable ils sont inversés par un AC125 dont la base est attaquée par la sortie de l'étage séparateur. Les tops positifs obtenus dans le circuit collecteur sont appliqués aux anodes des deux diodes.

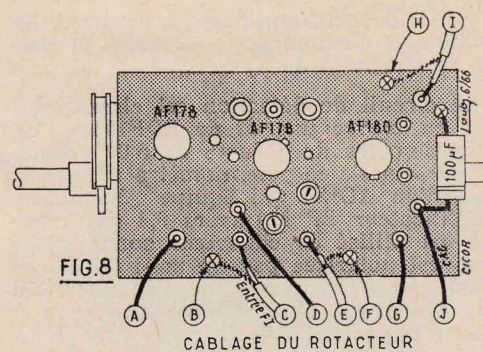
Le signal de référence est prélevé sur le transfo lignes est appliqué à la cathode d'une des diodes. Il est mis en forme par un circuit intégrateur (2200 ohms 0,1 μ F). La tension de correction fournie par ce comparateur est appliquée au retour du circuit de base du blocking à travers une cellule de constante de temps.

L'alimentation

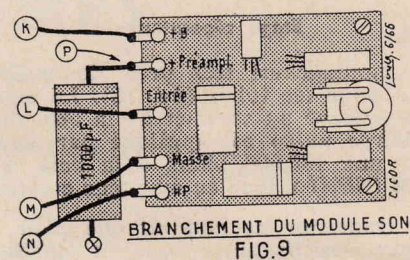
Ainsi que nous l'avons signalé elle peut se faire soit par batterie d'accumulateurs ou piles de 12 V soit par le secteur.

Dans le cas de l'alimentation secteur un transformateur abaisse la tension du réseau. Cette tension est redressée par un pont PT-204. Il est nécessaire que cette tension continue de 12 V soit indépendante des variations possibles du secteur. Elle est donc régulée par un transistor ballast OC26 commandé par 2 AC128 montés en Darlington. Une fraction de la tension de sortie est appliquée à la base de l'AC128 d'entrée par un pont formé d'une 470 ohms et d'une résistance variable de 2000 ohms. Elle est comparée à la tension de référence de la diode Zener OAZ 205 du circuit émetteur. Le réglage de la 2000 ohms permet d'ajuster la tension de sortie. A noter que ce stabilisateur reste en service dans le cas de l'alimentation par batterie.

En prévision des piles rechargeables le transfo et le redresseur constituent un



chargeur. Un inverseur bipolaire permet de passer de la position « Utilisation » à la position « Charge ». Sur cette dernière



position il suffit de brancher le téléviseur sur le réseau et de le mettre en fonctionnement pour recharger la pile ou l'accumulateur. Comme vous pouvez le constater dans ce cas l'inverseur coupe l'alimentation du téléviseur.

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 un 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 qui vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

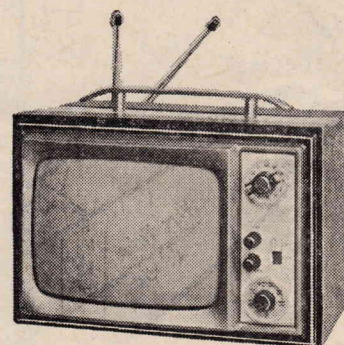
Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10,00 à 50,00 F ou exceptionnellement davantage.

• DECRIE CI-CONTRE •

" TRAVELLER "

TELEVISEUR PORTATIF transistorisé

Équipé du nouveau tube A 28/13 W
Permet la réception de la 1^{re} et 2^e chaîne et Luxembourg



Peut Fonctionner sur tous réseaux 105 à 245 Volts sur batterie 12 Volts sur piles rechargeables

31 transistors + 13 diodes
Antenne télescopique incorporée.

Le SELECTEUR de CANAUX et la PLATINE F.I. sont livrés câblés et étalonnés
Coffret gainé ; Dim. 32 x 25 x 25 cm

En Pièces détachées « KIT COMPLET » Indivisible 1120,00

En ordre de marche (sans batteries) : 1.352,00

CIBOT 1 et 3, rue de REUILLY PARIS-XII^e
Téléphone : DID. 66-90
Métro : Faiderbe-Chaligny
C.C. Postal 6129-57-PARIS

Voir notre publicité en page 4 de couverture

Réalisation pratique

Les plans de câblage étant suffisamment explicites nous ne donnerons pas une description détaillée de ce câblage. Nous nous bornerons à indiquer les principales phases et à donner quelques conseils propres à faciliter certaines opérations.

Le montage est réalisé sur un bâti dont la figure 2 donne la vue en perspective cavalière. L'alimentation est câblée sur les faces 1 et 2 représentées sur les figures 3 et 4. Avant de mettre le transfo en place il convient de fixer et de câbler sur la face 3 la prise de batterie extérieure, le commutateur « Charge-utilisation », le répartiteur de tensions, la prise « antenne », les antennes télescopiques et la résistance 5 ohms 10 W. Toujours avant la mise en place définitive du transfo d'alimentation on soude les fils de raccordement sur ses cosses qui ensuite ne seront plus accessibles. L'OC26 (ballast) est fixé sur un radiateur à ailettes isolé par des supports rainurés... Il y lieu de remarquer que certaines connexions sont faites avec du fil tressé sous gaine. Il convient de respecter scrupuleusement ce procédé de liaison.

Les bases de temps sont réalisées sur les faces 4A, 4B et 6 (voir fig. 5 et 6). On pose tout d'abord les relais puis ensuite les pièces importantes comme les potentiomètres, les transfos blocking image et ligne la self image le transfo THT etc...

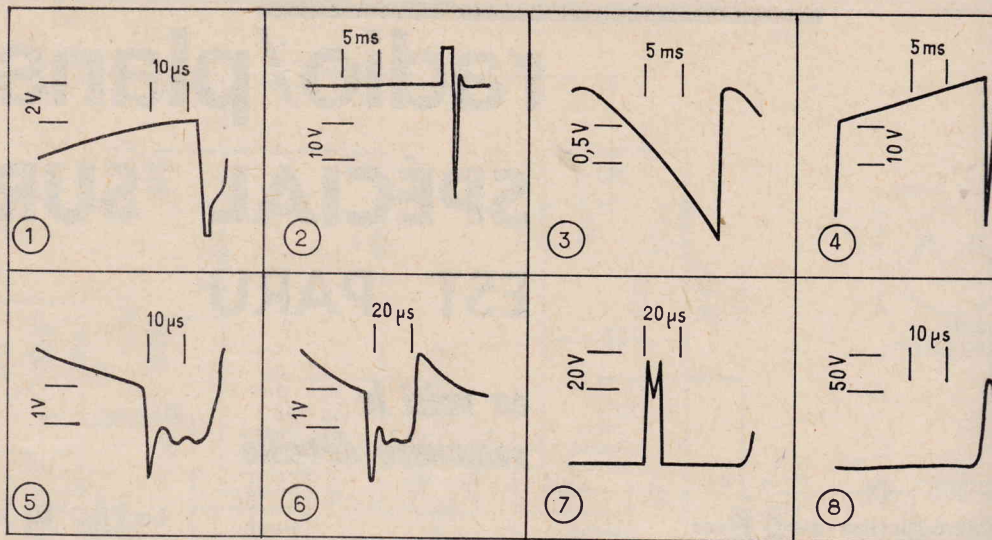


FIG. 10

On procède alors au câblage que l'on mène de préférence étage par étage.

On monte ensuite la platine FI qui est un élément précâblé (voir fig. 5 et 7). On pose également le rotacteur mais auparavant il faut souder sur ses sorties les fils nécessaires à son raccordement. On pose encore les potentiomètres « Volume » et « lumière » le commutateur 819-625 li-

gnes, la self S2 et le module son qui est aussi un élément précâblé. On effectue le câblage relatif à ces divers composants. Pour plus de clarté la figure 8 indique les points de raccordement du rotacteur et la figure 9 ceux du module « Son ». Lors de ce câblage est effectué on pose le rotacteur UHF, le « Séparateur » et on procède aux liaisons indiquées.

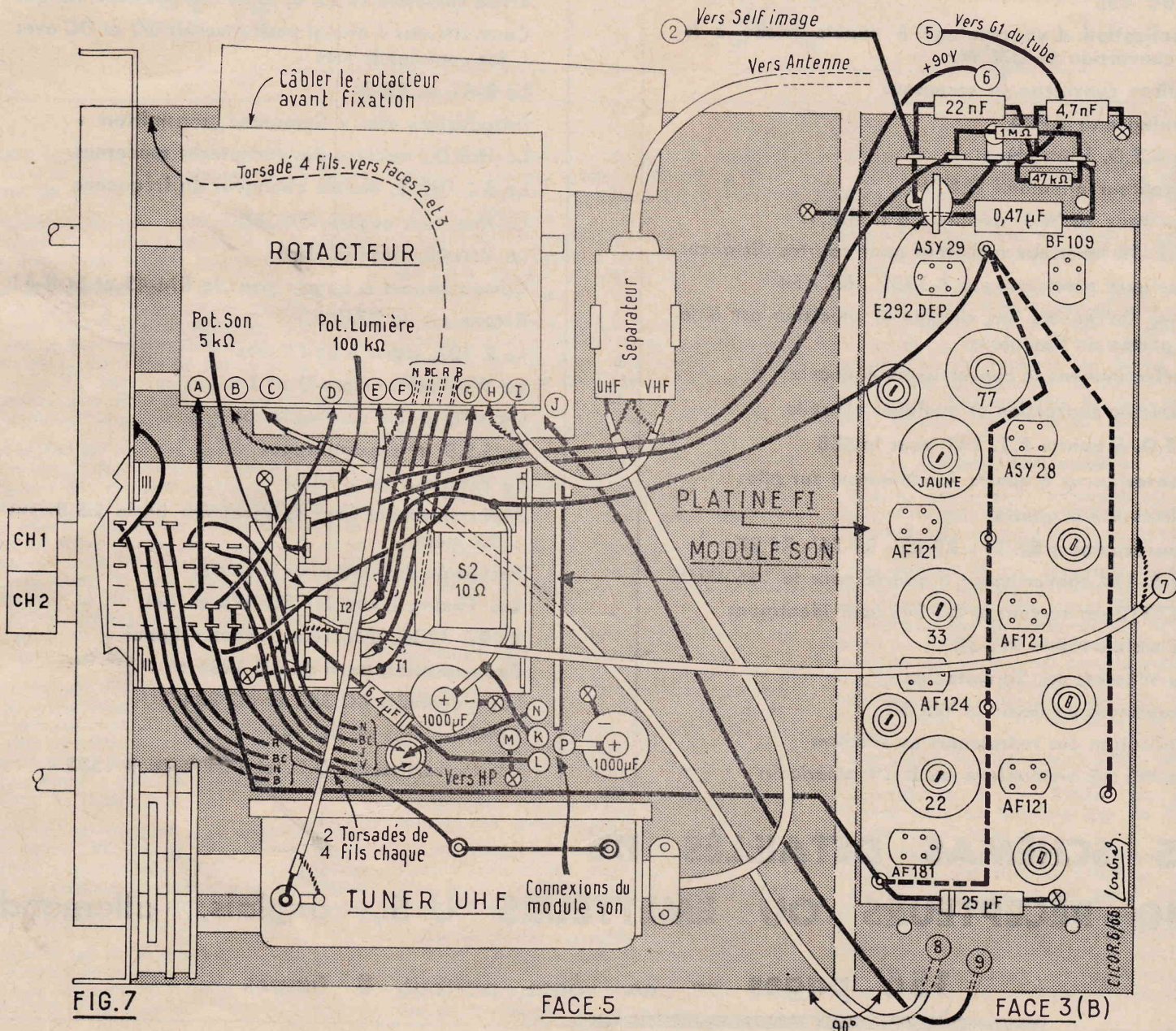


FIG. 7

FACE 5

FACE 3(B)

On termine par le raccordement du déviateur, du support du tube, et du haut-parleur. Ce dernier est disposé à la partie supérieure du bâti comme le montre très nettement la figure 2.

Réglages

Après vérification du câblage on passe au réglage en suivant pas à pas le processus que nous allons indiquer. Afin de faciliter les réglages on alimente par le secteur mais à condition de posséder un alternostat. Sinon on prend quelques risques pour le moins sérieux. Les oscillogrammes aux différents points sont donnés à la figure 10.

On commence par régler l'alimentation stabilisée. On débranche le + 12 V de manière qu'il ne reste que l'alimentation indépendante de toutes les autres parties. On place le diviseur de la tension sur la position correspondant au secteur et au moins 10 % au-dessus. On soude momentanément une 10 ohms 10 watts bobinée entre la sortie 12 V de l'alimentation et la masse. On branche un voltmètre sur cette résistance. On relie le cordon d'alimentation au secteur par l'intermédiaire de l'alternostat celui-ci étant à zéro. On fait ensuite monter très lentement la tension.

Le voltmètre doit décoller aussitôt sinon vérifier à nouveau. Si tout va bien on augmente jusqu'à la tension affichée par le distributeur. En agissant sur le potentiomètre de 2 000 ohms on règle la tension de sortie exactement à 12 V.

En augmentant et en diminuant la tension « Secteurs de 10 % on vérifie que la tension de sortie reste bien à 12 V. Si tel n'est pas le cas le régulateur ne fonctionne pas et c'est dangereux. Si possible on fera la même vérification que pour les 4 tensions du répartiteur. On ramène l'alternostat à zéro, on coupe le courant on

supprime la 10 ohms et on rétablit la ligne d'alimentation du récepteur.

On met tous les potentiomètres à mi-course. On débranche la connexion collecteur du driver ligne (AC128) et le fusible du transistor de sortie lignes. Le support du tube image ne doit pas être sur le culot. On branche l'alternostat au réseau. On branche l'oscilloscope entre le collecteur ASZ16 (balayage vertical) et masse. Un voltmètre doit être en permanence entre + 12 V et masse.

Par l'alternostat on règle la tension d'alimentation à environ 3 V continus. On doit obtenir l'oscillogramme n° 4. On agit sur le potentiomètre de fréquence de façon à être dans le temps correct. On relie l'oscilloscope à la base de l'AC128 driver lignes. On doit obtenir l'oscillogramme n° 5. La touche 819 étant enfoncée, on règle le potentiomètre de fréquence 819 de façon à être dans le temps correct. On effectue la même opération en 625 lignes (réglage du potentiomètre 625).

Si tout est correct on pousse l'alternostat pour avoir 12 V d'alimentation, et on reprend finement les deux réglages de fréquence lignes. On doit obtenir les oscillogrammes n° 5 et 6.

On ramène l'alternostat à zéro, on rebranche le collecteur de l'AC128 driver et on relie l'oscilloscope au point chaud des bobines lignes. On met en place le fusible du transistor de puissance ligne (5A). Il faut alors faire très attention. On enfonce la touche 819 et on tourne très lentement l'alternostat.

On doit obtenir aussitôt l'oscillogramme n° 7. Si tout est correct et seulement dans ce cas on augmente la tension d'alimentation à 12 V.

Si on mesure sur le support du tube les tensions indiquées sur le schéma on peut

le monter sur le culot. En poussant un peu le potentiomètre lumière on doit voir apparaître sur l'écran un balayage correct.

On branche alors l'antenne ou une mire et on place le rotacteur sur le canal à recevoir. Le potentiomètre son étant au maximum, on cale l'oscillateur du rotacteur au maximum d'audition. On retouche la fréquence lignes en 819 lignes. On agit de même en 625 lignes. On règle ensuite l'amplitude verticale et la linéarité verticale et horizontale. On parfait la géométrie et le cadrage par les aimants du déviateur comme on le fait sur un téléviseur à lampes.

En suivant exactement ce mode opératoire, il n'y a aucun risque pour les transistors et tout doit se passer correctement.

Si on ne possède pas d'alternostat, le réglage comporte plus de risques. Un procédé de fortune consiste sur un secteur 110 V à placer le répartiteur du transformateur sur 240 de manière à travailler à la moitié de la tension d'alimentation, ce qui est tout de même plus sûr.

A. BARAT

le RELIEUR RADIO-PLANS

contient les 12 numéros d'une année

PRIX : 7,00 F (à nos bureaux)

Frais d'envoi :

Sous boîte carton 2,30 F par relieur

Adressez commandes au Directeur de « Radio-Plans » 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e.
Par versement à notre compte chèque postal : PARIS 259-10.

DECOUVREZ L'ELECTRONIQUE!

PAR

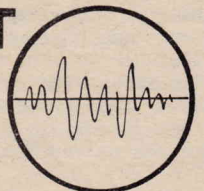


LA PRATIQUE

Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours est basé uniquement sur la PRATIQUE (montages, manipulations, utilisations de très nombreux composants) et L'IMAGE (visualisation des expériences sur l'écran de l'oscilloscope).

Que vous soyez actuellement électronicien, étudiant, monteur, dépanneur, aligneur, vérificateur, mettez au point, ou tout simplement curieux, LECTRONI-TEC vous permettra d'améliorer votre situation ou de préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables.

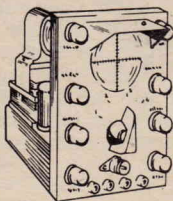
ET



L'IMAGE

1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

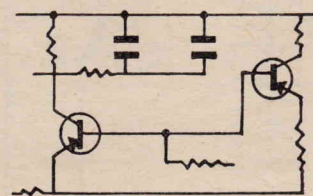
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.

2 - COMPRENEZ LES SCHÉMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuits employés couramment en Électronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits :

- Action du courant dans les circuits
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Semi-conducteurs
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple
- Circuit photo-électrique
- Récepteur Radio
- Émetteur simple
- Circuit retardateur
- Commutateur transistor

Après ces nombreuses manipulations et expériences, vous saurez entretenir et dépanner tous les appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, ordinateurs, etc...

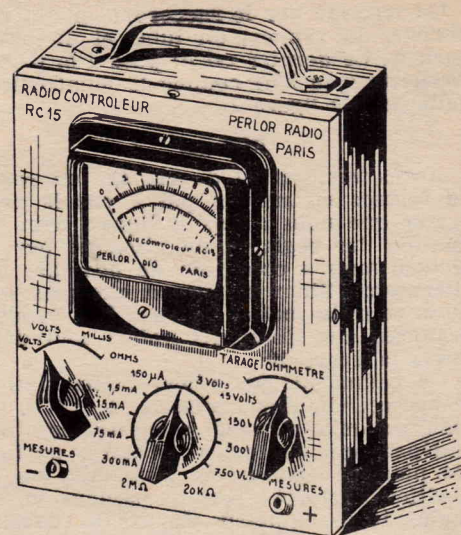
Pour mettre ces connaissances à votre portée, LECTRONI-TEC a conçu un cours clair, simple et dynamique d'une présentation agréable. LECTRONI-TEC vous assure l'aide d'un professeur chargé de vous suivre, de vous guider et de vous conseiller PERSONNELLEMENT pendant toute la durée du cours. Et maintenant, ne perdez plus de temps, l'avenir se prépare aujourd'hui : découpez dès ce soir le bon ci-contre.

LECTRONI-TEC

GRATUIT : sans engagement - brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 12 (à découper ou à recopier) à envoyer à LECTRONI-TEC, 35 - DINARD (France)

Nom :
Adresse : (majuscules S. V. P.)

pour vos mesures de tensions, d'intensités et de résistances, réalisez ce contrôleur universel



L'électronique, même au niveau de l'amateur, nécessite des mesures précises, il est donc indispensable, à quiconque veut faire du travail sérieux dans ce domaine, de posséder des instruments permettant d'obtenir le degré de précision requis. Mais malheureusement ces instruments ont un prix proportionnel à leur qualité, ce qui d'ailleurs est très naturel, et cet aspect de la question, pour terre à terre qu'il soit, n'en fait pas moins reculer un bon nombre de ceux qui désirent équiper leur laboratoire. Certains de ces appareils sont parfaitement réalisables autrement qu'industriellement et aussi souvent que possible nous donnons des descriptions dans ce sens. Elles rencontrent toujours un vif succès auprès de nos lecteurs soucieux de pratiquer leur passe temps favori aussi rationnellement qu'il se peut.

le voltmètre, qui lui possède une résistance interne, modifie forcément la résistance entre les points de mesure et cela d'autant plus que sa résistance est petite. Il faut donc pour qu'une mesure de tension soit exacte, ou tout au moins pour que l'erreur introduite soit négligeable, que la résistance interne du voltmètre soit grande en regard de celle existant entre les points où s'effectue la mesure. Un voltmètre n'étant pas autre chose qu'un galvanomètre en série avec une résistance, pour que cette dernière soit forte il faut que le galvanomètre soit aussi sensible que possible.

On définit d'ailleurs la qualité d'un voltmètre par sa résistance par volt c'est-

à-dire la résistance qu'il doit posséder pour qu'une différence de potentiel de 1 V provoque la déviation totale du galvanomètre. Il fut un temps où cette résistance était de 1 000 ohms par volt; actuellement cette valeur est jugée nettement insuffisante. Celle du contrôleur que nous vous proposons est dix fois supérieure (10 000 ohms/volt), ce qui caractérise un instrument de qualité.

Principales caractéristiques

Ce contrôleur permet la mesure des tensions continues et alternatives avec, avons nous dit, une résistance de 10 000 ohms par volt, des courants continus et des résistances. Ses sensibilités sont :

Voltmètre continu : 3 V, 15 V, 150 V, 300 V, 750 V ;

Voltmètre alternatif : même sensibilité qu'en continu ;

Milliampèremètre continu : 150 μ A, 1,5 mA, 15 mA, 75 mA, 300 mA ;

Ohmmètre : 0 à 20 000 ohms, 0 à 2 mégohms.

Cet appareil a été conçu de manière à faciliter au maximum le travail du réalisateur. En particulier tout a été fait pour réduire au minimum l'étalonnage qui nécessite de disposer d'un autre contrôleur. Pratiquement, comme nous le verrons, il n'y a qu'un voltmètre alternatif qu'il faille régler une résistance.

Cette opération peut être faite sur le secteur alternatif pour peu que l'on connaisse sa tension exacte.

Pour éviter les opérations toujours délicates de l'étalonnage toutes les résistances et tous les shunts sont à 1 % de tolérance. Les résistances à 10 % qui sont utilisées en fonction ohmmètre ne sont pas critiques ce qui justifie cette large tolérance. Enfin le cadran du galvanomètre qui doit être utilisé comporte les graduations correspondantes aux diverses fonctions.

De manière à simplifier le montage, nous verrons que les résistances additionnelles sont les mêmes en voltmètre continu et en voltmètre alternatif. Pour permettre cela le galvanomètre à une sensibilité de 85 μ A (déviation totale) et sa résistance interne est 1 700 ohms. Sa sensibilité est ramenée à 100 μ A aussi bien en alternatif qu'en continu par la cellule redresseuse dans le premier cas ou par un shunt de 9 633 ohms dans le second. La résistance interne devient alors sensiblement 1 500 ohms.

Constitution

Pour examiner plus facilement la constitution et le fonctionnement de cet appareil nous avons prévu non pas un schéma global mais un schéma par fonction.

Outre le galvanomètre ce contrôleur comporte un commutateur de fonctions à 4 sections 4 positions, un commutateur de sensibilité un potentiomètre de tarage une pile de 1,5 V pour la fonction ohmmètre et bien entendu deux bornes de raccordement (Mesures).

L'instrument de mesure de base, celui que l'amateur le plus modeste se doit de posséder est le contrôleur universel et cet appareil qui permet des mesures de tension d'intensité et de résistance entre dans la catégorie de ceux qui sont réalisables. La qualité d'un contrôleur universel réside principalement dans sa fonction voltmètre. En effet, et vous le savez sans doute, un voltmètre se branche en parallèle sur une portion de circuit aux bornes de laquelle on veut connaître la différence de potentiel. Or cette portion de circuit possède une certaine résistance, sinon il n'y aurait pas de différence de potentiel entre ses extrémités. Le fait de brancher

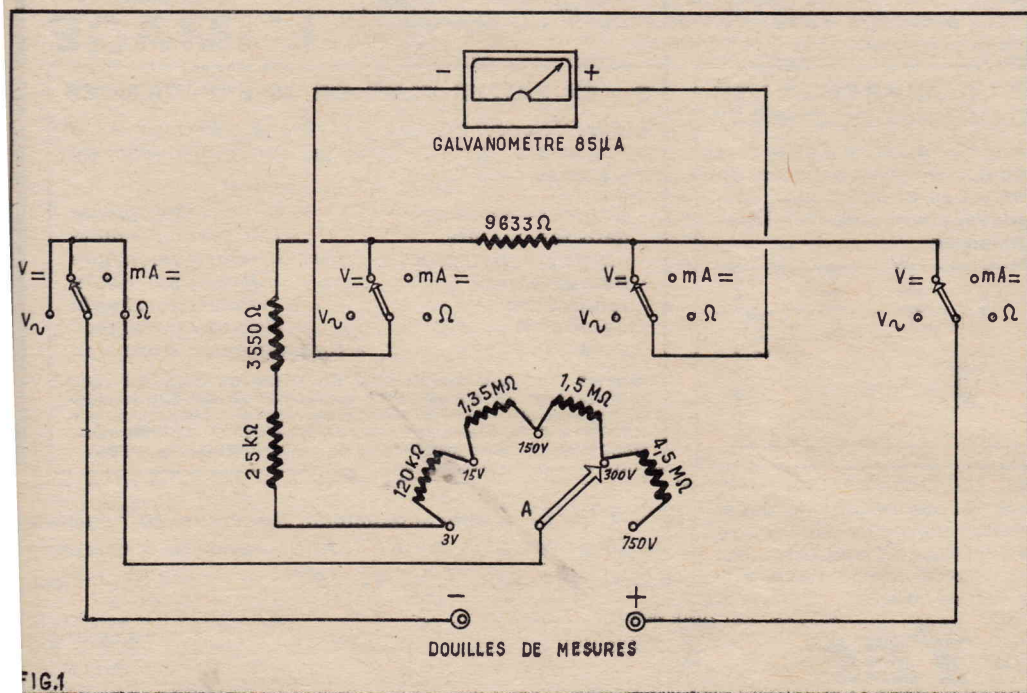


FIG. 1

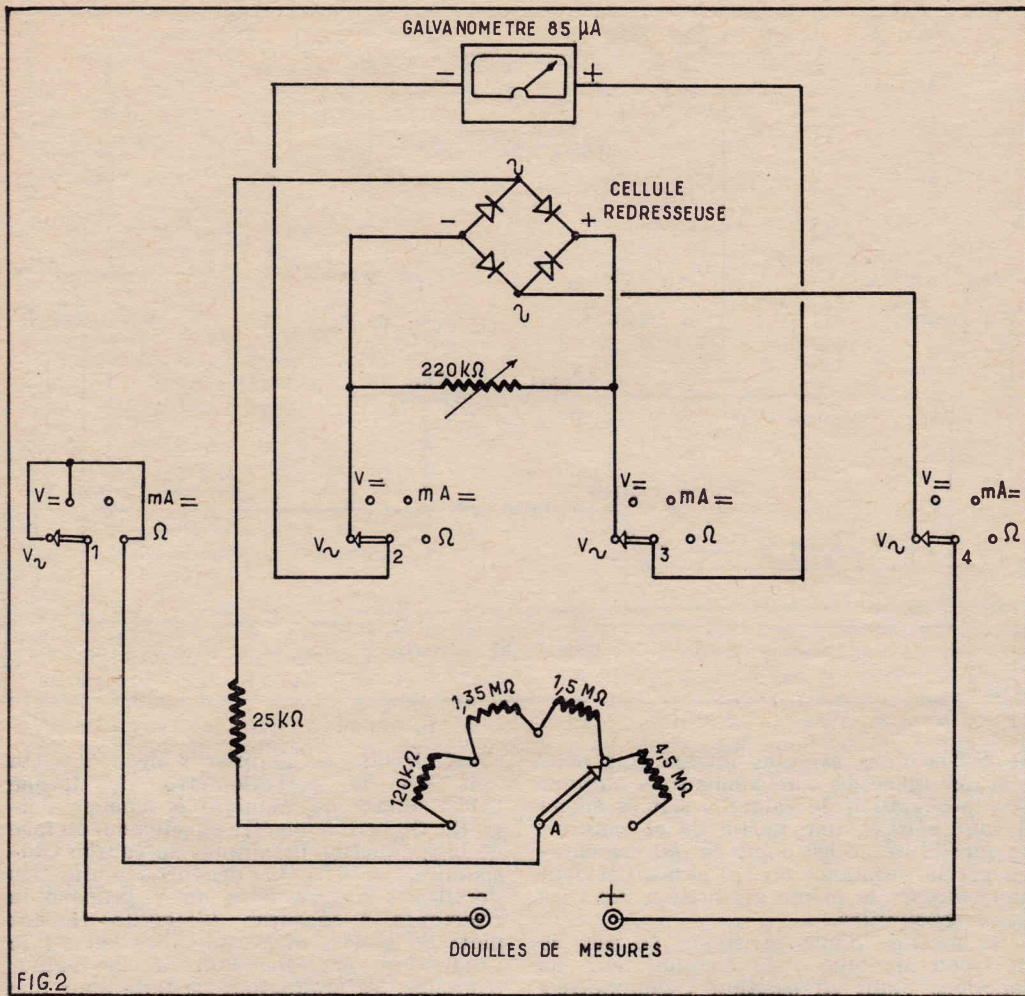


FIG.2

Voltmètre continu — (Fig 1). Pour cette utilisation le commutateur de fonctions est dans la position indiquée sur le schéma. La borne — est reliée par la section 1 du commutateur de fonctions au commun du commutateur de sensibilité. Ce dernier en position 3 V établit la liaison avec une résistance de 25 000 ohms en série avec une 3 550 ohms. L'autre extrémité de ce groupement est mis en contact avec le « — » du galvanomètre par la section 2 du commutateur de fonctions. Le + du galvanomètre est relié à la douille d'utilisation « + » par les sections 3 et 4 du commutateur de fonction. De plus les sections 2 et 3 placent une résistance de 9 633 ohms en shunt sur le galvanomètre. Nous avons déjà dit que grâce à ce shunt la déviation totale de l'aiguille avait lieu pour un courant de 100 μA et que la résistance de l'ensemble galvanomètre plus shunt devenait 1 500 ohms. Pour obtenir ce courant lorsque 3 V sont appliqués aux bornes « Mesure », ce qui correspond à ce calibre, il faut une résistance de $R = E/I = 3/0,0001 = 30\,000$ ohms ce qui correspond bien à quelques ohms près à la somme des résistances dans le circuit : résistance interne modifiée par le shunt + résistances additionnelles de 25 000 ohms et de 3 550 ohms. Pour la position 15 V le commutateur de fonctions ajoute une résistance de 120 000 ohms en série. Pour les positions 150 V, 300 V, et 750 V ce commutateur ajoute successivement des résistances de 1,35 mégohm, 1,5 mégohm et 4,5 mégohms, ce qui, vous pouvez le constater, est conforme pour chaque valeur de tension définissant ces différents calibres aux résultats donnés par le petit calcul que nous venons d'indiquer.

Voltmètre alternatif — Pour obtenir le fonctionnement en voltmètre alternatif le

commutateur de fonctions doit être placé dans la position représentée à la fig. 2. Comme vous pouvez le constater la disposition est à quelque chose près la même que pour la fig. 1 ; cependant ce quelque chose a une grande importance. Si on examine attentivement ce schéma on voit que le shunt de 9 633 ohms qui était aux bornes du galvanomètre est remplacé par un redresseur en pont et une résistance de 220 000 ohms ajustable. Ces éléments sont mis en service par les sections 2 et

3 du commutateur de fonctions. En conséquence le circuit est établi comme suit : la douille de mesure « — » est connectée au commun du commutateur de sensibilité par la section 1 du commutateur de fonctions. Notons en passant que, ainsi que nous l'avons signalé au début, les sensibilités sont les mêmes qu'en continu, et sont obtenues par la mise en service des mêmes résistances. Le plot 3 V du commutateur de sensibilité est relié à une des entrées « alternatif » de la cellule redresseuse par une 25 000 ohms. La 3 550 ohms est donc supprimée. La seconde entrée « alternatif » est reliée à la douille de mesures « + » par la section 4 du commutateur de fonctions. Les sections 2 et 3 relient les bornes du galvanomètre aux sorties « + » et « — » du redresseur lesquelles sont shuntées par la résistance ajustable de 220 000 ohms. Une tension alternative appliquée aux bornes « mesures » est redressée par la cellule en pont et appliquée au galvanomètre sous une forme propre à faire dévier l'aiguille d'une quantité proportionnelle à sa valeur ce qui ne serait pas le cas si la tension alternative était appliquée directement au galvanomètre. En effet le changement de sens périodique du courant n'aurait pour résultat que de faire osciller l'aiguille autour du pont 0 de la graduation.

Il faut bien entendu tenir compte de la résistance interne du redresseur. C'est pour cette raison que la résistance additionnelle de 3 550 ohms et le shunt de 9 633 ohms ont été supprimés. La résistance ajustable de 220 000 ohms est nécessaire parce que la résistance interne de la cellule dans un même type peut varier d'un modèle à l'autre. On peut grâce à cette résistance compenser cette dispersion de caractéristique et cela une fois pour toutes, sur toutes les sensibilités.

Milliampèremètre continu — Lorsque le commutateur de fonctions est dans la position de la fig. 3 ce contrôleur est apte à mesurer des intensités de courant continu comprises dans les calibres que nous avons indiqués plus haut. Pour cela toutes les résistances additionnelles sont supprimées. Par contre les sections 2 et 3 du commutateur de fonctions introduisent aux bornes du galvanomètre des shunts appropriés. Ces shunts de valeur différentes pour chaque calibre sont sélectionnés par le commutateur de sensibilités. Pour le calibre 150 μA le shunt fait 2 225 ohms, pour

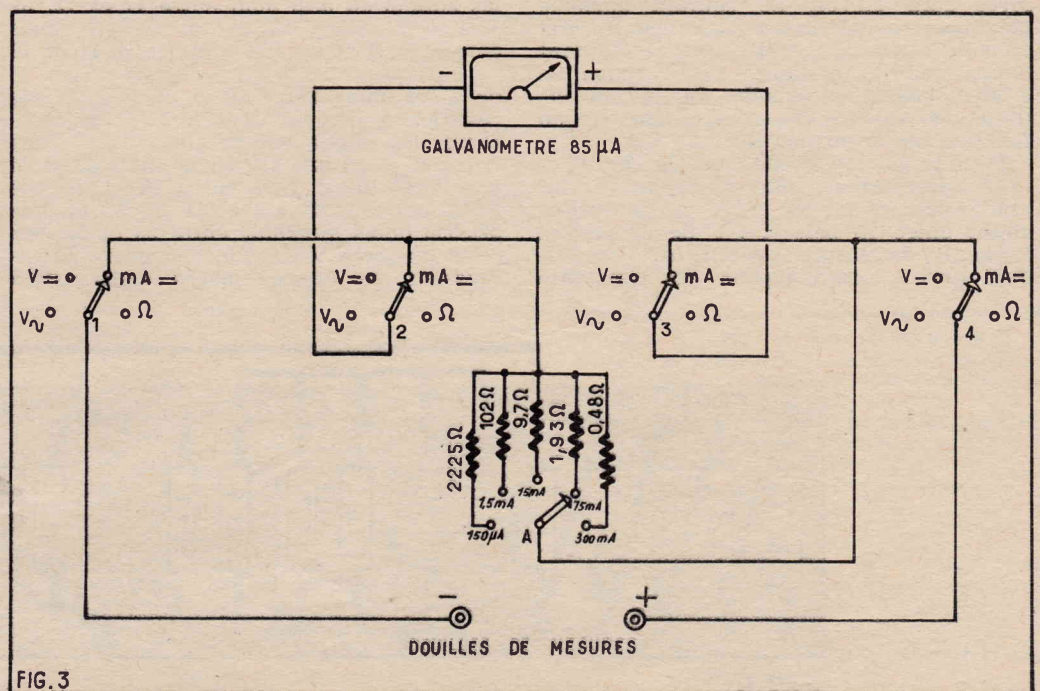


FIG.3

le calibre 1,5 mA le shunt fait 102 ohms. Les calibres 15 mA, 75 mA et 300 mA sont obtenus respectivement par des shunts ayant pour valeurs 9,7 ohms, 1,93 ohm et 0,48 ohm. Les sections 1 et 4 du commutateur relie les douilles « mesures » aux bornes du galvanomètre.

Ohmmètre — Le circuit permettant la mesure des résistances est représenté à la fig. 4. Pour comprendre le fonctionnement examinons ce qui se passe sur le calibre « 2 mégohms ». Les sections 2 et 3 du commutateur de fonctions placent en parallèle sur le galvanomètre un potentiomètre de 3 000 ohms en série avec une résistance fixe de 6 800 ohms. La douille « mesure » « — » est mise en liaison avec la borne « — » du galvanomètre par la section 1 du commutateur de fonctions. Quant à la douille « mesures » + elle est reliée au curseur du potentiomètre de 3 000 ohms par une pile de 1,5 V en série avec une résistance de 10 000 ohms; liaison établie par la section 4 du commutateur de fonctions.

Si on court-circuite les douilles « mesures », la pile débite dans le circuit. Le courant passe par la 10 000 ohms et atteint le curseur du potentiomètre de 3 000 ohms. Là il se partage; une partie passe par la portion du potentiomètre comprise entre le curseur et la section 3 du commutateur de fonctions et par le galvanomètre. Une autre partie emprunte l'autre portion du potentiomètre, la 6 800 ohms. Les deux fractions du courant se rejoignent en ce point et atteignent le pôle — de la pile à travers la section 1 du commutateur, les douilles « mesures », court-circuitées et la section 4 du commutateur de fonctions.

La portion du potentiomètre comprise entre le curseur et la borne « + » du galvanomètre constitue une résistance additionnelle en série avec celle interne du galvanomètre. L'autre portion du potentiomètre et la 6 800 ohms forment un shunt. Le déplacement du curseur du potentiomètre fait varier de façon inverse le shunt et la résistance additionnelle. On peut obtenir par le réglage de ce curseur que le courant qui traverse le galvanomètre soit de 85 μ A. L'aiguille vient alors en fin d'échelle point qui correspond à une résistance mesurée nulle. Si maintenant on remplace le court-circuit des douilles « mesures » par une résistance comprise entre 0 et 2 mégohms, le courant débité par la pile dans le circuit sera d'autant plus faible que la résistance insérée sera élevée. Le courant dans le galvanomètre étant proportionnel à celui dans le circuit l'aiguille déviara d'autant moins que la résistance sera voisine de 2 mégohms. Une échelle du cadran indique la valeur de cette résistance en fonction de la position de l'aiguille.

Pour la gamme 20 000 ohms le circuit et le fonctionnement sont les mêmes mais une résistance de 130 ohms est placée en shunt entre le pôle « + » de la pile et la douille de mesure « — ». Il est bien évident que le courant pour une résistance

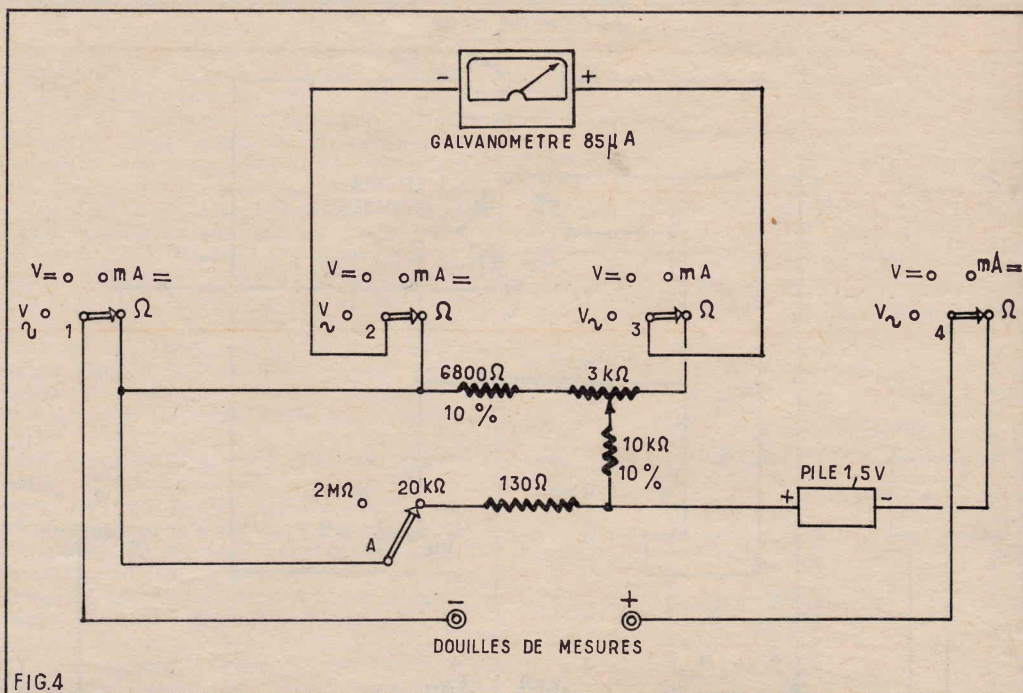


FIG.4

de 20 000 ohms est plus intense que pour une résistance de 2 mégohms et si on veut que la déviation de l'aiguille soit la même il faut dériver une partie de ce courant en sensibilité 20 000 ohms ce qui est obtenu par la résistance de 130 ohms. On peut alors utiliser la même graduation pour les deux sensibilités.

La mesure d'une résistance se fait de la façon suivante : le commutateur de fonctions étant en position « Ohmmètre » et celui de sensibilité sur la position 2 mégohms ou 20 000 ohms selon l'ordre de grandeur de la résistance à mesurer on

court-circuite les douilles « Mesures ». On agit sur le potentiomètre de tarage (3 000 ohms) de manière à amener l'aiguille du galvanomètre exactement en face de la graduation maximum du cadran (Résistance = 0). On décourt-circuite les douilles « Mesures » et on y branche la résistance à mesurer. L'aiguille revient alors en arrière et s'immobilise devant la graduation correspondant à la valeur cherchée. La graduation est faite pour une lecture directe en sensibilité 20 000 ohms. Pour la sensibilité 2 mégohms il faut multiplier la lecture par 100.

Réalisation pratique

La plupart des résistances sont disposées sur une plaquette support sertie de deux rangées de 16 cosses. Sur cette plaquette, fig. 5 on soude : une 4,5 mégohms entre 1 et 2, une 1,5 mégohm entre 3 et 4, une 1,35 mégohm entre 5 et 6, une 120 000 ohms entre 7 et 8, une 25 000 ohms entre 9 et 10. On connecte les cosses 1 et 4, 3 et 6, 5 et 8, 7 et 10. On pose ensuite les shunts de 0,48 ohm entre 11 et 12, de 1,93 ohm entre 13 et 14, de 9,7 ohms entre 15 et 16 de 102 ohms entre 17 et 18

entre les points 31 et 32, son fil + sur la cosse 30 et son fil — sur la cosse 29. Le repérage des fils se fait selon la disposition de la fig. 5 en tenant compte qu'à la livraison le fil + est celui replié à angle droit. Afin d'éviter tout court-circuit entre ces fils qui sont très rapprochés il faut les protéger avec du souplisso.

On réunit par une connexion les cosses 11, 13, 15, 17 et 19. On agit de même pour les cosses 9 et 31.

Le montage se fait sur la face avant d'un coffret métallique de 200 x 185 x 60 mm selon le plan de câblage de la fig. 6. Sur cette face avant on monte les deux douilles isolées « Mesures », le potentiomètre de tarage, les commutateurs de sensibilité et de fonctions. On fixe également le galvanomètre et la plaquette à résistances. Cette dernière qui, pour la clarté du plan, est représentée en vue éclatée doit en réalité être fixée sur les

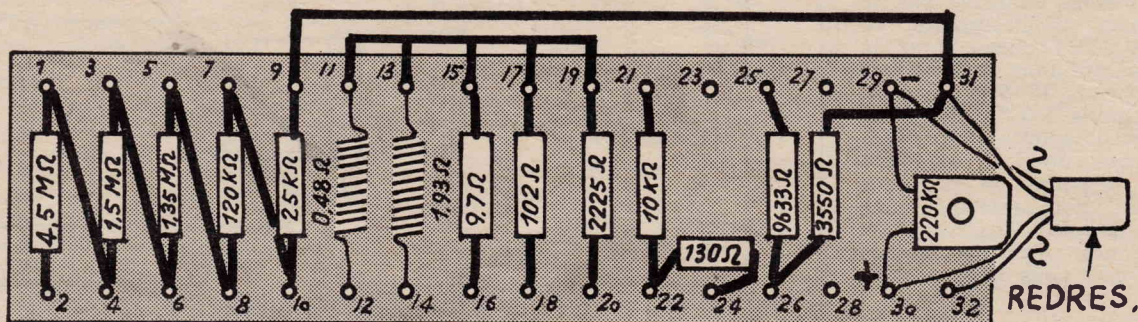


FIG.5

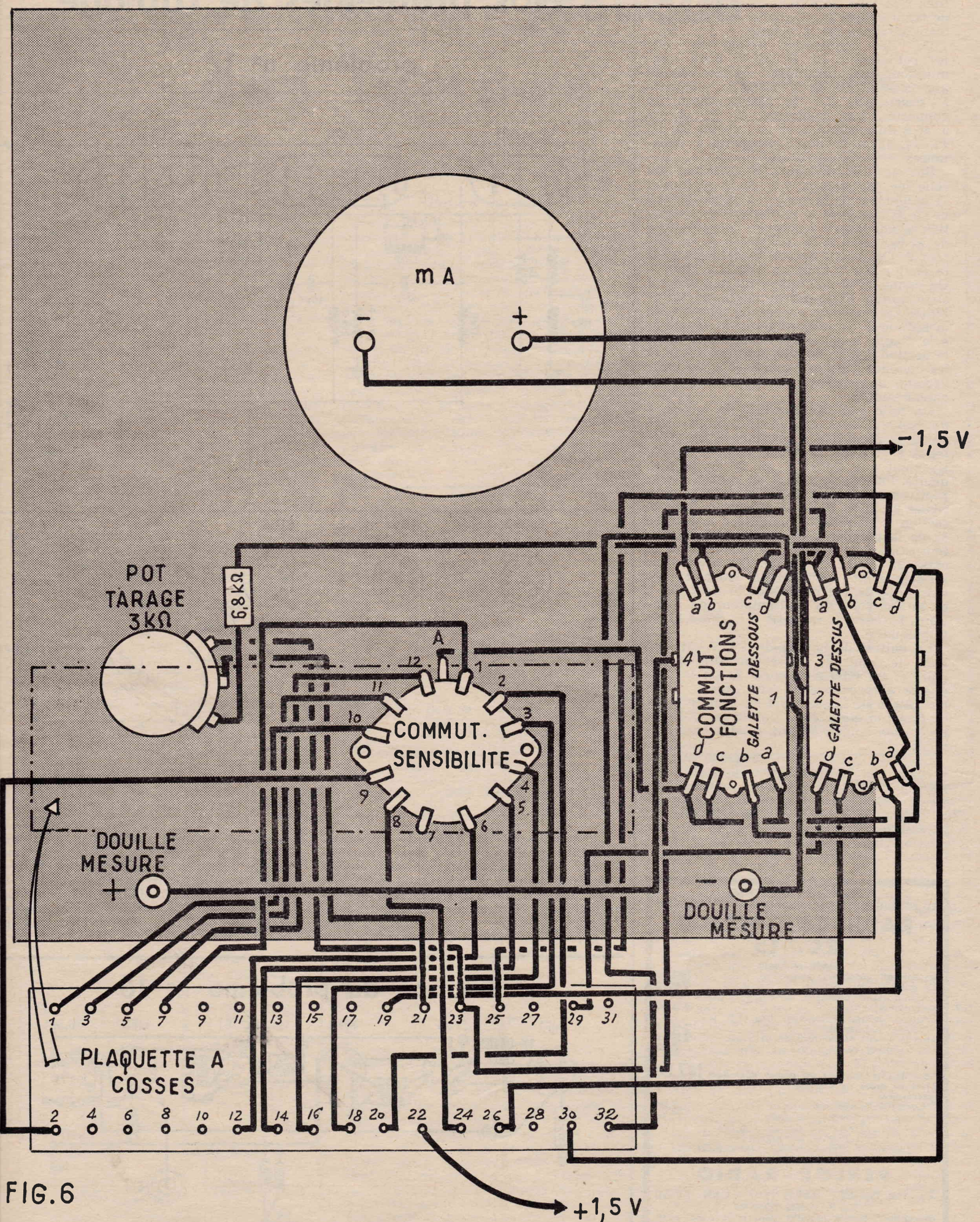


FIG. 6

tiges filetées du commutateur de sensibilités. Ces tiges dépassent d'environ 15 mm de manière que la plaquette soit suffisamment éloignée de la galette.

Par des connexions isolées on relie les paillettes 9, 10, 11, 12 et 1 du commutateur de sensibilité respectivement aux cosses 2, 1, 3, 5, 7 de la plaquette à résistances. De la même façon on connecte, les paillettes 2, 3, 4, 5, 6, et 8 du commutateur aux cosses 20, 18, 16, 14, 12 et 24 de la plaquette à résistances.

Sur le commutateur de fonctions on relie les paillettes a, d, c de la section 1, la paillette a de la section 2 la paillette b de la section 3 et la paillette b de la section 4. On réunit également la paillette b de la section 1 et la paillette b de la section 2. On réunit encore la paillette c de la section 3 à la paillette c de la section 4. On connecte la paillette d de la section 1 au commun A du commutateur de sensibilité. On connecte encore le commun de la section 1 du commutateur de fonctions à la douille mesures « - », le commun de la section 4 à la douille mesures « + » et les communs des sections 2 et 3 respectivement aux bornes « - » et « + » du galvanomètre.

On relie : la paillette b de la section 2 du commutateur de fonctions à la cosse 19 de la plaquette à résistances, les paillettes c et d de la même section respectivement aux cosses 26 et 29 de la plaquette. Pour la section 3 on connecte respectivement les paillettes a, c, et d aux cosses 23, 25 et 30 de la plaquette. Pour la section 4, on relie la paillette d à la cosse 32 de la plaquette. Une extrémité du potentiomètre de tarage est connectée à la cosse 23 de la plaquette. On soude une résistance de 6 800 ohms entre l'autre extrémité de cet organe et la paillette b de la section 4 du commutateur de fonctions. Le curseur est relié à la cosse 21 de la plaquette.

Le boîtier de la pile de 1.5 V est fixé dans le fond du coffret métallique son pôle + est relié à la cosse 22 de la plaquette à résistances et son pôle - à la paillette a de la section 4 du commutateur de fonction. Pour cette liaison on utilisera un cordon souple à deux conducteurs torsadés.

La seule mise au point consiste dans le réglage de la résistance ajustable de 220 000 ohms. Pour cela on mesure une tension alternative connue et on agit sur la résistance jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre vienne en face de la graduation correspondante.

A. BARAT

DEVIS
DES PIÈCES DÉTACHÉES
ET FOURNITURES NECESSAIRES AU MONTAGE DU
RADIO-CONTROLEUR
RC. 15

décrit ci-dessus	
Le coffret métallique complet	30,00
Le galvanomètre 85 μ A	76,00
Commutateurs, plaquette de câblage, potentiomètre	10,60
Boutons, boîtier porte-pile, pile 1.5 V, cellule redresseuse	10,10
Jeu de shunts et de résistances	18,10
Fils, soudure, divers	2,20

Le « RC15 » complet, en pièces détachées **147,00**
Livré en ordre de marche **187,00**

Accessoires :
Cordons de mesures 3,00
Pointes de touche, la paire 3,50
(Tous frais d'envoi : 6,50)

Toutes les pièces peuvent être fournies séparément

PERLOR - RADIO

25, rue Hérold - PARIS (1^{er}) - CEN. 65-50
C.C.P. PARIS 5050-96

Expéditions contre mandat joint à la commande, ou contre-remboursement (Métropole seulement).

Nos problèmes de câblage

problème n° 17

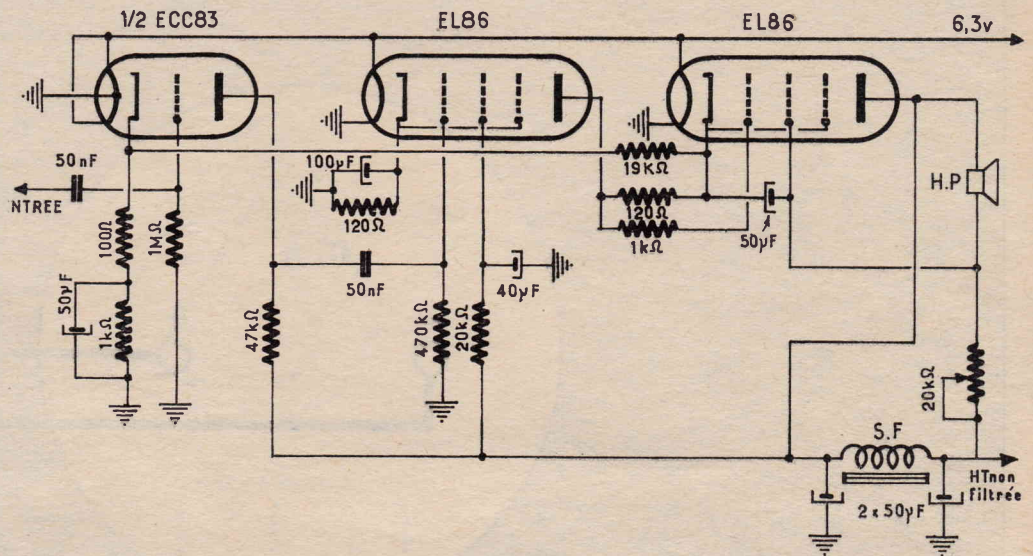


FIG.1

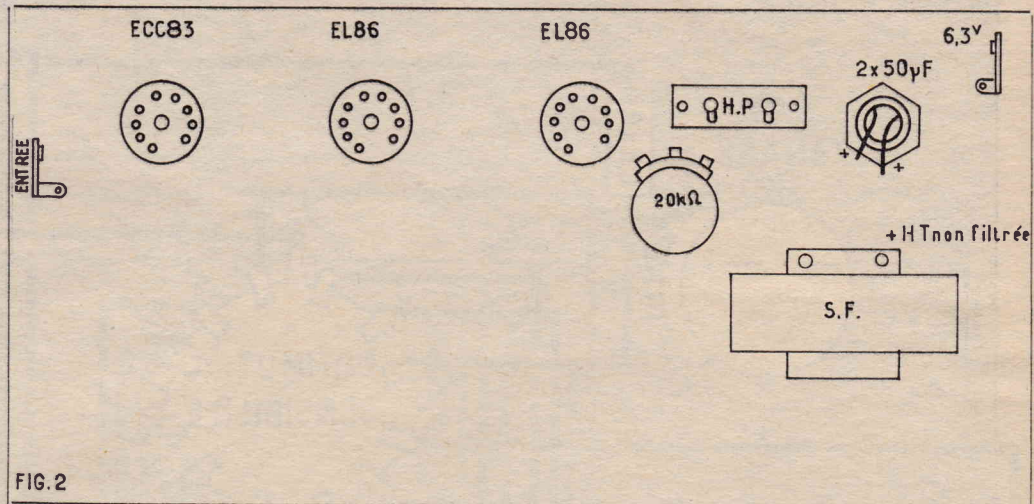


FIG.2

Le schéma de la figure 1 représente un étage push-pull série sans transformateur de sortie à auto-déphasage équipé avec deux lampes de puissance EL86. Cet étage final est précédé d'un étage préamplificateur mettant en service une des triodes d'une ECC83.

Le problème que nous vous proposons

consiste à dessiner sur le plan d'implantation de la figure 2 le câblage que vous exécuteriez si on vous demandait de réaliser l'amplificateur que symbolise ce schéma. Le montage étant fait sur un châssis métallique les points de masse se feront par soudure sur la tôle de ce châssis.

solution du problème n° 16

