

radio plans

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

XXVIII^e ANNÉE
N° 165 — JUILLET 1961

1.25 NF

Prix au Maroc : 144 FM

Dans ce numéro :

Le soleil artificiel
est-il réalisable ?

★

Un posemètre électronique

★

Dépannage de l'étage
changeur de fréquence

★

Petits montages à transistors

★

Chronique
de la haute fidélité musicale
etc..., etc...

et

**LES PLANS
EN VRAIE GRANDEUR**

d'un

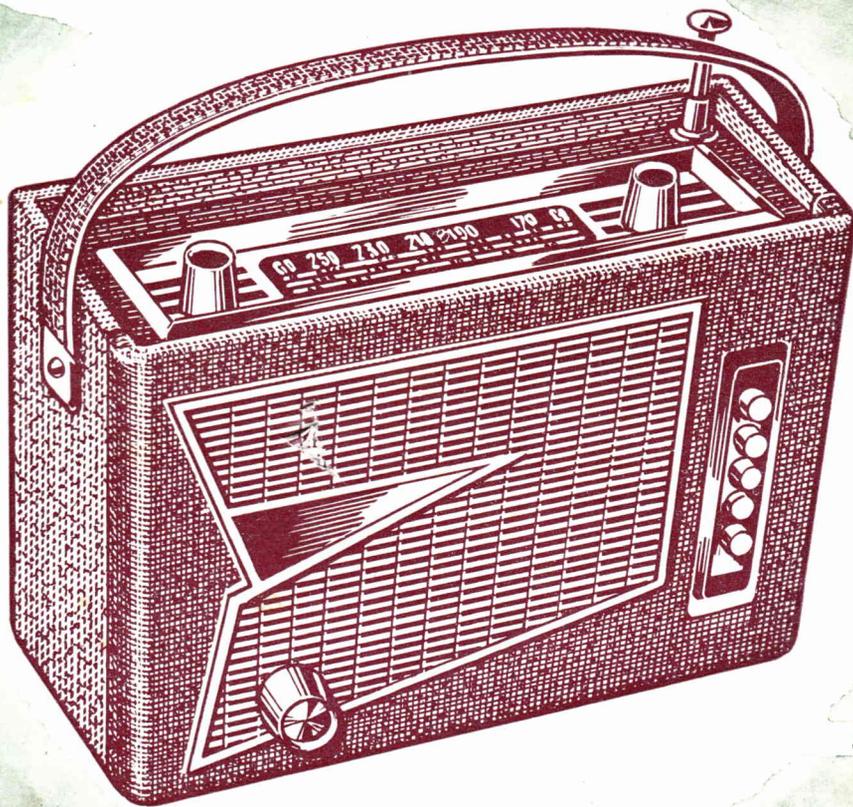
ÉLECTROPHONE A 4 VITESSES

d'un

**ENSEMBLE MODERNE ET FONCTIONNEL
D'INSTALLATION RADIO-ÉLECTRIQUE
DOMESTIQUE**

et de ce

RÉCEPTEUR PORTATIF A TRANSISTORS



ABONNEMENTS :

Un an NF 13.50

Six mois NF 7.00

Étranger, 1 an. NF 16.75

C. C. Postal : 259-10

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plansla revue du véritable amateur sans-filiste
LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT**DIRECTION -
ADMINISTRATION****ABONNEMENTS**

43, r. de Dunkerque.

PARIS-X^e T61. : TRU 09-92**LE COURRIER DE "RADIO-PLANS"**

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

1^o Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

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

3^o S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

P... , à Cambrai (Nord).

1^o Voudrait savoir de quoi provient le défaut que présente l'image de son téléviseur. Ce défaut consiste en une surimpression qui affecte la forme d'une arête de poisson ayant 3 à 4 cm de largeur.

2^o Demande s'il est possible sur ce téléviseur de remplacer les tubes PCC88 et PL83 par les tubes ECC189 et EL183.

1^o Le brouillage en question est une moirure qui est due à une interférence. Il peut s'agir d'un brouillage extérieur, ce qui est probablement le cas puisqu'il ne se présente pas continuellement.

Il peut être dû :

a) A un émetteur extérieur ;
b) A un récepteur de télévision ou de modulation de fréquence situés dans votre voisinage ;

c) A un radar, radio-phare, etc...

Il pourrait aussi être dû à un défaut interne de votre appareil, mais, dans ce cas, serait toujours présent.

2^o Le remplacement n'est pas possible car le brochage n'est pas le même. De plus, il faudrait changer toutes les constantes des circuits. Il faudrait refaire ensuite une véritable mise au point.

C'est une opération que nous vous déconseillons.

F... , à Camaret-sur-Mer (Finistère).

Voulant utiliser un oscilloscope équipé d'un tube VCR97 pour l'étude des circuits d'allumage automobile nous demandons comment abaisser la tension de l'impulsion (15 000 V) pour l'appliquer à l'entrée du balayage vertical.

Pour abaisser la haute tension provenant d'un circuit d'allumage de manière à pouvoir l'appliquer à l'entrée d'un oscilloscope, il faut prévoir un pont (diviseur de tension) formé de résistances.

Pour pouvoir utiliser un oscilloscope pour la vérification d'un circuit d'allumage, il faut que la base de temps soit synchronisée avec la vitesse du moteur, ce qui nécessite une base de temps spéciale.

Nous vous signalons que nous avons donné dans le numéro 160 (février 1961) de Radio-Plans, la description d'un tel analyseur pour circuit d'allumage, et vous pourriez vous en inspirer (prix du numéro 1,25 NF, règlement par versement au C.C.P. 259-10 Paris).

B... , Blangy (Seine-Inférieure).

Ayant réalisé un récepteur changeur de fréquence constate les anomalies suivantes :

1^o Production à l'allumage d'un sifflement aigu important qui cesse lorsque le potentiomètre de volume est tourné au maximum.

2^o Même phénomène lorsque le contrôle de tonalité est tourné vers l'aigu.

3^o En cours d'audition, il se produit un ronflement constant.

4^o En gamme GO, le moindre choc provoque des crachements dans le haut-parleur.

Le sifflement que vous constatez est certainement dû à un accrochage. Essayez d'inverser le branchement du circuit de contre-réaction sur le secondaire du transformateur de haut-parleur. Essayez également d'augmenter la valeur du condensateur placé entre la plaque de la 6AV6 et la masse, ce condensateur qui, sur le montage, a une valeur de 150 pF, essayez de la porter à 200 ou 250 pF.

— Le ronflement que vous entendez peut être dû à la défectuosité d'une lampe. Vérifiez ou faites vérifier le jeu.

Voyez également si vos points de masse sont bien soudés. Essayez de doubler le condensateur de 50 µF de sortie du filtre par un de même valeur.

— En ce qui concerne le craquement, il ne peut être dû qu'à un mauvais contact. Vérifiez donc soigneusement toutes vos soudures.

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

G... , à Nanteuil-les-Meaux (S.-et-M.)

Demande si un multivibrateur équipé de transistors peut être utilisé conjointement avec un signal tracer pour le dépannage des postes à lampes.

Vous pouvez parfaitement utiliser un multivibrateur à transistors associé à un signal tracer pour le dépannage des postes à lampes.

Pour éviter la détérioration des transistors par les tensions importantes que l'on trouve sur un poste à lampes, il suffira de prévoir un condensateur pour la liaison entre la sortie du multivibrateur et le point du récepteur à lampes envisagé.

E... , à Luzarches (Seine-et-Oise).

Possède un téléviseur qui présente un défaut de synchronisme vertical. Ou bien l'image déroule dans un sens ou dans l'autre ou bien, si on arrive à la fixer toute entière sur l'écran elle « sautille ». Voudrait savoir comment remédier à ce défaut.

Il faudrait tout d'abord essayer une autre ECL80 séparatrice.

Vérifiez si le condensateur de découplage de l'étage vidéo n'est pas défectueux.

Voyez si les condensateurs de liaison de cet étage ne sont pas coupés.

Vérifiez les condensateurs et résistances de l'étage séparateur.

D... , à Montbazou (Indre-et-Loire).

Ayant réalisé un petit récepteur à transistors dont le collecteur d'onde est un cadre à air aperiodique, voudrait savoir si un cadre sur

**SOMMAIRE
DU N° 165 JUILLET 1961**

Parlons électronique	15
Posémètre électronique	19
Amplificateurs mono et stéréo	21
Ensemble moderne et fonctionnel d'installation radio-électrique domestique ECC83 (2) - EZ81 - ECL82 (2)	24
Chronique de la haute fidélité musicale	31
Dépannage de l'étage changeur de fréquence	35
Petits montages à transistors	38
Récepteur portatif à transistors : OC170 - 35T1 (2) - 991T1 (2) - 44T1 (2)	41
Electrophone à 4 vitesses ECC83 - EL84 - EZ80	45

ferroxcube ne donnerait pas plus de sensibilité. Nous demandons, d'autre part, si sur l'étage détecteur à réaction de cet appareil il peut placer l'enroulement de réaction dans le circuit émetteur.

Enfin voudrait savoir dans quelle proportion il faut diminuer le nombre de spires d'un cadre à air lorsqu'on lui adjoint un noyau de ferroxcube.

Nous ne pensons pas qu'un cadre sur bâtonnet de ferroxcube vous donne plus de sensibilité.

Vous pourriez insérer la bobine de réaction dans le circuit émetteur, mais il ne faut pas accorder cet enroulement sur une fréquence fixe. Nous vous conseillons d'ailleurs de vous en tenir au schéma d'origine.

Il n'existe pas de relation simple entre le nombre de tours d'une bobine à air et d'une bobine à noyaux de ferroxcube.

(Suite page 48.)

BON DE RÉPONSE Radio-Plans**PUBLICITÉ :**

J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
- PARIS (IX^e) -
TÉL : TRINITÉ 21-11

Le précédent n° a été tiré à 43.264 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaïre, Sceaux.

LE SOLEIL ARTIFICIEL EST-IL RÉALISABLE ?

par Lucien DAMAN

Pendant des siècles, le soleil — qui n'est qu'une étoile très modeste parmi des milliards d'autres — posa une énigme à laquelle les savants ne surent pas répondre. D'où tirait-il les quantités fantastiques d'énergie qu'il rayonne autour de lui dans toutes les directions ? Cela dure depuis des millions d'années et, espérons-le — cela durera encore pendant d'autres millions d'années. Et ni le volume du soleil, ni l'intensité des réactions dont il est le siège ne semblent changer au cours des siècles. De temps en temps... en moyenne une fois toutes les onze années, le soleil traverse une crise. Il se couvre de tâches plus nombreuses. Et l'on peut remarquer que ces troubles ont des répercussions indiscutables sur la vie des hommes et des bêtes.

Aucune réaction chimique ne peut expliquer l'énorme quantité d'énergie produite...

Aujourd'hui, il n'y a plus de secret. Le soleil est le siège « de réactions thermonucléaires de fusion ». Il faut entendre par là que, sous l'influence de la température, les noyaux des atomes les plus légers se groupent, se fondent en noyaux plus lourds. Cette réaction est très

fortement exothermique, c'est-à-dire qu'elle dégage une quantité de chaleur considérable.

Le principal combustible est le plus léger de tous les éléments, c'est-à-dire l'hydrogène. Or, il est facile de vérifier précisément que le soleil contient d'énormes réserves d'hydrogène. Au régime actuel, il n'apparaîtra sans doute aucun changement avant quelques millions d'années.

Mais la terre aussi est riche en hydrogène. Les océans du globe en contiennent d'énormes quantités puisque l'eau est une simple combinaison de 2 atomes d'hydrogène et de 1 atome d'oxygène.

Dans le monde moderne, l'énergie est la plus grande des richesses ; c'est pour l'obtenir qu'on établit des barrages, qu'on creuse des mines de charbon, qu'on fore des puits de pétrole... Ne serait-il pas possible de fabriquer un soleil artificiel au moyen de l'hydrogène qu'on peut se procurer en abondance n'importe où ? C'est précisément ce que nous nous proposons d'examiner dans l'article ci-dessus.

Réalité de la fusion thermo-nucléaire.

Nous avons déjà indiqué précédemment que ce problème de la fusion thermo-nucléaire a déjà été résolu sur terre : il s'agit de la bombe H, effroyable menace qui

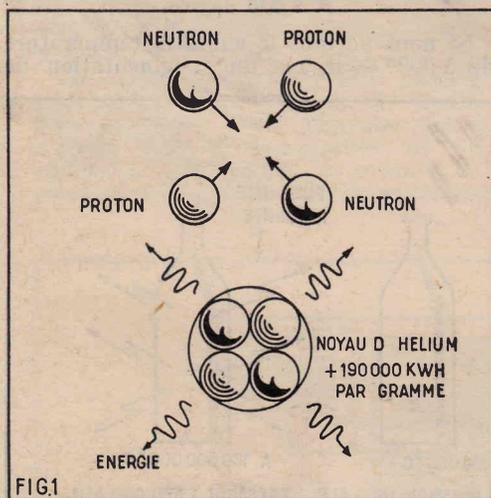


FIG. 1. — La réaction thermonucléaire de base peut se ramener au schéma très simple représenté ci-dessus. La « fusion » de deux noyaux d'hydrogène (ou protons) avec deux neutrons permet la constitution d'un atome d'hélium. La réaction ne peut s'amorcer que si neutrons et protons sont précipités les uns vers les autres avec une énorme vitesse. Ce qui revient à dire que la température d'ignition est très élevée (de l'ordre de 100 millions de degrés). Quand la combinaison s'effectue, il y a dégagement d'une quantité considérable d'énergie : 190 000 kWh par gramme d'hélium formé.

pèse sur nos têtes. C'est une réaction qui se ramène au schéma très simple de la figure 1 et qui correspond à la libération de 190 000 kWh par gramme d'hélium formé.

Mais c'est une réaction explosive. Les kilowattheures sont dégagés en quelques millièmes de seconde. Tout le problème est de contrôler ce dégagement. Il faut enfermer solidement ce torrent d'énergie pour le laisser filer goutte à goutte, comme une eau dont on contrôle le débit au moyen d'une vanne ou d'un robinet.

Remarquons immédiatement que la chose présente un intérêt pratique considérable. Nous savons déjà utiliser l'énergie des réactions de fission. On la produit à volonté dans les piles atomiques, qui ont déjà été étudiées ici même. On peut arrêter la réaction, la remettre en marche, l'activer, la ralentir exactement comme s'il s'agissait d'un simple foyer à charbon ou à gaz.

Un détail fort important.

Les réacteurs des sous-marins atomiques fonctionnent avec de l'uranium enrichi, c'est-à-dire dans lequel le taux d'uranium 235 a été artificiellement augmenté. Avec un bloc de ce combustible gros comme une pomme, le sous-marin peut fonctionner pendant plusieurs années.

Ces résultats sont, certes, magnifiques. Mais l'opération est cependant désastreuse du point de vue purement énergétique. L'enrichissement de l'uranium 235 a coûté beaucoup plus d'énergie qu'on ne pourra en recueillir par la suite. En effet, l'uranium naturel comporte 99,3 % d'uranium 238 et environ 0,7 % d'uranium 235. Pour augmenter artificiellement la proportion de ce dernier, il faut se livrer à une série d'opérations extrêmement longues et délicates et qui sont, par conséquent, très coûteuses.

De plus, ces opérations ne peuvent s'effectuer sans une consommation considérable d'énergie. On peut donc dire qu'employer l'uranium 235 comme combustible, c'est un peu comme lorsqu'on emprunte de l'énergie électrique à une batterie d'accumulateurs. Ce n'est pas une production d'énergie, mais une récupération.

De plus, les réacteurs nucléaires à fission ne peuvent correctement fonctionner qu'à des températures relativement basses : généralement inférieures à 500° C. Or, dans ces conditions, le principe de Carnot, une des bases de la thermo-dynamique, nous apprend que le rendement de la transformation de l'énergie thermique en énergie mécanique demeure très faible. Il est, par exemple, inférieur à 30 %.

L'aspect de l'opération pourrait être modifié s'il était possible de passer directement de l'énergie thermique à l'énergie électrique. Mais ce n'est pas actuellement possible.

Le réacteur à fusion, s'il est réalisable, fonctionnera à très haute température et des rendements thermiques extrêmement élevés deviendront possibles.

Enfin, il faut signaler un dernier point qui n'est pas sans importance : les réactions thermo-nucléaires de fusion ne fournissent pratiquement pas de déchets radio-actifs.

Température d'amorçage.

On peut, en théorie, concevoir très facilement un soleil de laboratoire. Le soleil brûle de l'hydrogène comme le foyer d'une chaudière brûle du charbon. Pour réaliser la combustion du charbon, il faut d'abord disposer d'une certaine quantité de combustible. Il faut aussi mettre celui-ci dans les conditions où la réaction peut se produire, c'est-à-dire qu'il faut mettre le charbon en

présence d'oxygène. Quand la réaction sera amorcée, il faudra évacuer les produits de combustion, tels que le gaz carbonique. On réglera la réaction, c'est-à-dire la quantité de chaleur dégagée dans un temps donné en agissant sur l'arrivée du comburant, c'est-à-dire de l'air (dont la partie utile est, ici, l'oxygène).

Mais il ne suffit pas de mettre du charbon dans le foyer... Il faut amorcer la réaction. En principe, il suffit pour cela de porter quelques morceaux de charbon à la température d'ignition.

Sans cet amorçage, et malgré que le tirage de la cheminée soit parfait, on sait bien que rien ne se produira.

Quand la température d'ignition sera atteinte, la réaction s'amorcera. Elle déga-

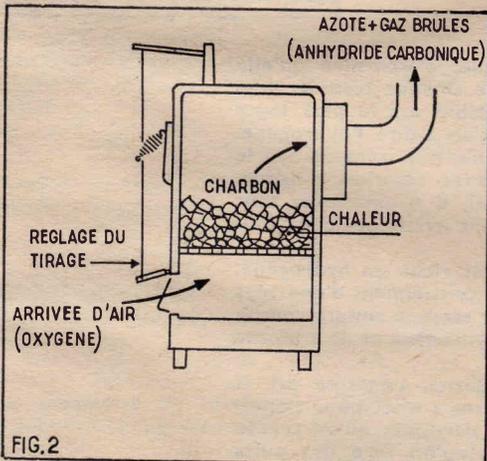


FIG. 2. — Créer une étoile artificielle n'est pas théoriquement plus difficile que d'allumer un poêle à charbon. Pour allumer le combustible il faut le placer dans un foyer dont le matériau peut supporter la température atteinte au cours de l'opération. On doit pouvoir baigner le charbon dans l'air, qui apporte l'oxygène. Après quoi il faut amener le combustible à la température d'allumage ou d'ignition.

En pratique, dans un soleil artificiel, le charbon est remplacé par des noyaux d'hydrogène et l'oxygène par des neutrons. Mais la température d'ignition, au lieu d'être de quelques centaines de degrés est de quelques centaines de millions de degrés. Toute la difficulté est là !

gera de la chaleur. Ainsi les morceaux de charbon placés au voisinage du point d'allumage pourront, eux aussi, être portés à la température d'ignition. La réaction gagnera de proche en proche. On pourra en régler l'intensité en agissant sur l'arrivée d'air, c'est-à-dire en freinant plus ou moins le tirage de la cheminée.

De l'étoile artificielle au poêle à charbon.

Si nous sommes revenus une fois encore sur cette expérience banale de l'allumage d'un simple poêle à charbon, c'est qu'elle est tout à fait comparable à la réalisation d'un soleil de laboratoire... Il ne s'agit que d'un simple changement d'échelle.

Nous remarquerons qu'il faut pouvoir placer le charbon dans les conditions permettant la combustion. Nous disposons ici d'un récipient convenable qui est le poêle de fonte ou de tôle (fig. 2). Il faut évidemment que cette enveloppe puisse supporter sans dommage la température de combustion... Il ne viendrait à personne l'idée d'employer un poêle en plomb ou en étain. Nous pouvons ici disposer du récipient idéal.

Ensuite il faut pouvoir porter le combustible à la température d'ignition. Poussons l'analyse encore plus loin. A quoi correspond

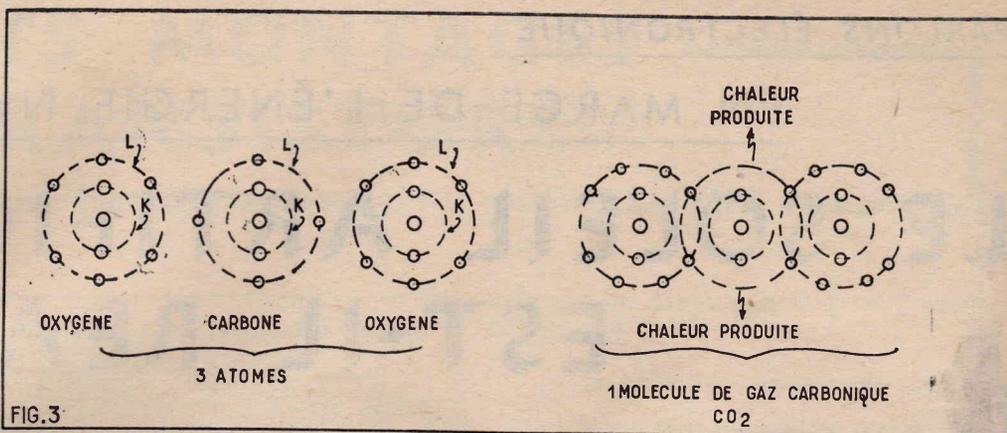


FIG. 3. — Ce qui se passe dans le poêle à charbon. Sous l'influence de la température, les atomes d'oxygène se précipitent vers les atomes de charbon et les orbites électroniques extérieures s'accrochent les unes aux autres.

cette augmentation de température ? Tout simplement à une augmentation de vitesse des molécules d'oxygène et à une augmentation d'amplitude et de vitesse des mouvements qu'effectuent les atomes de carbone autour de leur position d'équilibre.

Quand la vitesse est assez grande, quand le choc entre carbone et oxygène est assez violent, il y a pénétration des orbites électroniques extérieures et combinaison entre deux atomes d'oxygène et un atome de carbone pour former une molécule de gaz carbonique (fig. 3). En même temps, il y a production d'énergie carbonique et par conséquent échauffement du milieu.

Mais tout cela suppose habituellement que l'on puisse utiliser partiellement la chaleur produite pour échauffer les atomes qui sont au voisinage. Il faut qu'il y ait contact entre les différents corpuscules qui réagissent.

Des conditions idéales.

Supposons avec R.-F. Post, dans le numéro 12 de *Scientific American* (1957) que le problème soit résolu dans d'idéales conditions et que, surtout, nous sachions réaliser un récipient pouvant supporter toutes les températures.

Car c'est bien là l'énorme difficulté. Les températures d'ignition ou d'amorçage des réactions chimiques « ordinaires » sont de

quelques centaines de degrés. Mais les températures d'ignition des réactions nucléaires se chiffrent en millions de degrés. La température centrale du soleil et de toutes les étoiles de la même catégorie est de plusieurs dizaines ou centaines de millions de degrés.

Or, le plus infusible des métaux, qui est le tungstène cesse d'être solide vers 2 500° C. On est donc loin de compte. Ne nous embarquons pas de détails pour le moment et admettons que nous disposions du récipient idéal (fig. 4).

Ce récipient contient un litre d'hydrogène lourd ou deutérium à la température de 20° C et à la pression atmosphérique normale de 76 cm de mercure. Le deutérium est, comme l'hydrogène, un gaz bi-atomique. Cela veut dire que le contenu du récipient est constitué par des molécules formées par le groupement de deux atomes. La théorie cinétique des gaz nous apprend que les molécules de gaz ont une vitesse moyenne de l'ordre de 1 200 mètres par seconde. Elles rebondissent les unes contre les autres en échangeant parfaitement leur énergie. La distance moyenne parcourue entre deux chocs est de l'ordre du millième de millimètre.

A 5 000 degrés.

Si nous portons le gaz à la température de 5 000° C, il y a une augmentation de

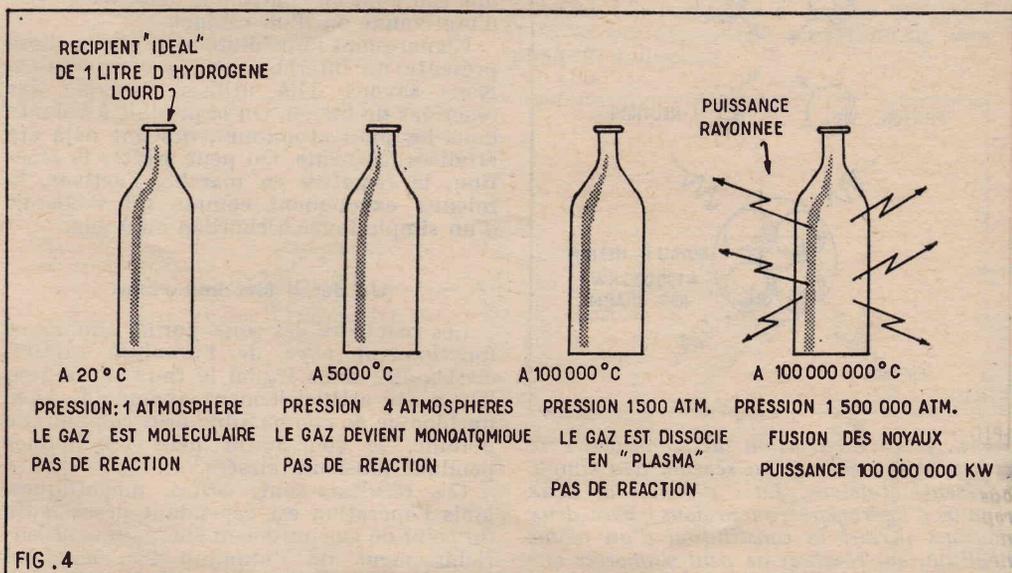


FIG. 4. — En admettant que l'on dispose du « récipient idéal » contenant un litre d'hydrogène lourd ou deutérium, il faut atteindre une température de 100 000 degrés pour que le gaz soit dissocié en plasma, c'est-à-dire en noyaux et électrons. Mais la vitesse des particules est encore beaucoup trop faible pour que la fusion s'effectue.

Il faut, pour cela, atteindre 100 000 000 de degrés. La température d'ignition étant atteinte, le litre de deutérium produit alors une puissance de 100 000 000 de kW. Mais tout cela suppose encore qu'aucune perte n'est présente.

pression. Celle-ci atteint environ 40 atmosphères. Cela veut dire que le libre parcours, en moyenne, est quarante fois plus court. Les atomes ont une vitesse suffisante pour se libérer des liens moléculaires.

Le gaz devient mono-atomique. Chacun des atomes atteint une vitesse moyenne de l'ordre de 18 km par seconde.

C'est précisément l'augmentation de vitesse des atomes, heurtant les parois, qui se traduit par l'augmentation de pression.

A 100 000 degrés.

Cette fois la vitesse est telle que les électrons cessent d'être attirés par le noyau. Il en résulte que les électrons et les noyaux se séparent. Le principe de l'équipartition de l'énergie se manifeste par le fait que toutes les particules doivent acquérir la même énergie en moyenne. Il faut donc que les électrons soient beaucoup plus rapides que les noyaux ou deutérons. Et il en est bien ainsi ; les électrons se déplacent en moyenne à 4 400 km par seconde alors que la vitesse des noyaux ne dépasse pas 75 km par seconde.

L'énergie moyenne est de 10 électrons volt.

La pression est maintenant de 1 500 atmosphères.

Cette séparation des électrons et des noyaux nous amène à considérer un nouvel état de la matière : le *plasma* (fig. 5). Un plasma n'est pas un gaz ordinaire. Dans un volume déterminé de plasma on trouve autant de charges positives que des charges négatives. Les charges positives sont les noyaux ; les charges négatives sont les électrons. Dans cet état très particulier la matière acquiert des propriétés nouvelles. C'est l'étude de ces propriétés qui permet de comprendre le comportement des tubes à gaz.

En moyenne, les chocs entre noyaux sont très rares ; car la vitesse n'est pas suffisante pour vaincre la répulsion électrostatique. Toutefois, de temps en temps, une réaction de fusion peut se manifester. Ce phénomène est très rare : on peut déterminer que, dans le cas considéré, à 100 000° C, une « fusion » entre noyaux se produit tous les cinq siècles.

Dernière étape : 100 millions de degrés.

Sautons résolument de 100 000° C à 100 millions de degrés. La pression développée est alors de 150 000 atmosphères. La vitesse des noyaux atteint 2 400 km par seconde, celle des électrons est de 244 000 km par seconde. Nous avons dépassé la température d'ignition et la puissance du réacteur ainsi constitué est de 100 millions de kilowatts. Il suffirait de sept ou huit « réacteurs » de ce modèle pour alimenter toute la France en électricité, en leur fournissant le deutérium, ce qui ne serait guère compliqué.

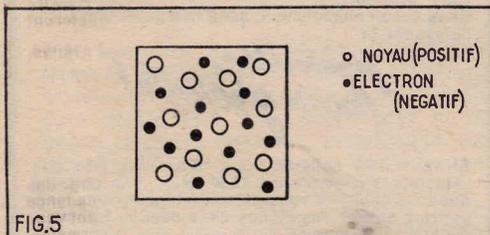


FIG. 5. — Dans un « plasma » il n'y a plus d'atomes. Il y a des charges positives qui sont constituées par les noyaux et des charges électriques qui sont les électrons complètement détachés. Par unité de volume il y a autant de charge électrique positive que de charge électrique négative. Le croquis ci-dessus correspondrait à un plasma d'hydrogène ou de deutérium puisque, dans ce cas, chaque noyau porte la même charge qu'un électron.

Nous avons, théoriquement, hélas, créé un soleil artificiel ou une étoile de laboratoire.

Mais tout cela n'est même pas de la théorie exacte, car nous n'avons pas tenu compte des pertes d'énergie.

La masse critique.

Si l'on veut revenir à des conditions plus proches de la réalité, il faut évidemment chercher à définir l'influence de ces pertes. L'énergie correspondante doit nécessairement être fournie par le réacteur lui-même.

En particulier, un corps porté à une température de 100 millions de degrés va être une puissante source de rayonnements : rayons, ultraviolets, lumière visible, infrarouge, etc. Il en résultera nécessairement une diminution de température de la surface extérieure, siège du rayonnement. On sait, par exemple, que la température de la surface solaire n'excède pas 5 500° C, alors que la température centrale se chiffre en dizaines de millions de degrés.

Pour que la température de la région centrale ne tombe pas au-dessous de la valeur d'ignition il faut que le volume total soit très important... Nous arrivons ainsi, comme pour le réacteur à fission, à la notion de *masse critique*.

Le calcul — dont nous faisons grâce à nos lecteurs — indique ici des masses qui correspondent à celle des étoiles. Ainsi, notre réacteur idéal n'est qu'un rêve et, on ne peut, semble-t-il, créer une étoile qu'à condition de lui donner la masse et le volume... d'une étoile. Il y a loin de la coupe aux lèvres, ou plus exactement, de la théorie à la réalité pratique.

Isolement du plasma. Effet de « Pince ».

La plus grande perte d'énergie se produirait évidemment entre le plasma et le récipient qui le contiendrait. Les chocs entre les particules ionisées et les parois apporteraient un tel abaissement de la température que l'entretien de la réaction ne serait plus possible.

D'autre part, n'oublions pas que notre récipient était de nature purement imaginaire... Aucun matériau n'existe qui pourrait servir à le fabriquer.

Il faut donc, par nécessité, nous passer de ce récipient.

Celui-ci est-il d'ailleurs vraiment nécessaire ? Il s'agit simplement de maintenir groupés les différents noyaux qui sont inclus dans le plasma. Ces charges positives en mouvement peuvent être « confinées » au moyen d'un champ magnétique.

Ainsi, puisque aucun matériau ne pourra résister à l'énorme température des réacteurs de fusion, on aura recours à une enveloppe *immatérielle* constituée par les lignes de force d'un champ magnétique. Mais cela ne va pas sans de très sérieuses difficultés.

Considérons (fig. 6) des ions positifs animés d'une grande vitesse. Supposons que les trajectoires soient, à l'origine, des lignes droites parallèles. A quelles forces sont soumises les particules ? Il y a d'abord la force de répulsion qui est due à la pression elle-même et qui dépend de la température. En dehors de leur mouvement d'ensemble dans le sens des flèches, les particules sont l'objet des mouvements d'agitation thermique. Ceux-ci se produisent au hasard et conduiraient à une diffusion dans l'espace.

Il y a aussi les forces de *répulsion* électrostatique (fig. 5-6). Deux particules de même signe se repoussent. La force appliquée est proportionnelle au produit des charges et inversement proportionnelle au carré de la distance. Cette force tend donc à s'opposer au « confinement ».

Il y a aussi une force d'*attraction*, car on peut considérer que deux particules por-

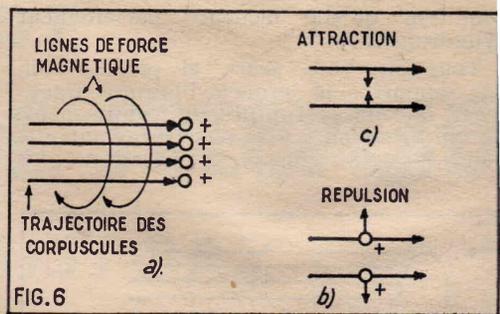


FIG. 6. — a) Un trajet d'ions se déplaçant parallèlement s'enlourde de lignes de force magnétique circulaires, exactement comme un courant électrique dans un conducteur rectiligne.

b) Les charges sont soumises à la répulsion due au champ électrique (loi de Coulomb) qui tend à les écarter.

c) Elles sont aussi soumises à une attraction due au champ magnétique. Cette attraction dépend de l'intensité, c'est-à-dire de la vitesse. Quand elle tend à prendre le dessus, c'est l'effet de pince.

tant des charges de même signe et qui voyagent parallèlement constituent deux courants parallèles et de même sens. Les lois de l'électricité nous apprennent qu'il y a attraction.

Cette attraction dépend de l'intensité, c'est-à-dire de la vitesse. Le comportement des particules dépendra de la résultante de ces différentes forces. Pour qu'il y ait confinement ou effet de pince, il faut que l'attraction soit dominante. Or, le calcul indique que, dans le cas examiné et pour des températures de l'ordre de 50 à 100 millions de degrés, il faut atteindre des intensités de l'ordre du million d'ampères, dans le plasma.

Est-ce possible ?

Ce chiffre apparaît assez décourageant a priori. Toutefois, à la réflexion, il existe certaines possibilités. Une machine ne peut assurément pas fournir en permanence des millions d'ampères. Mais le fonctionnement « en impulsions » de certains circuits permet peut-être d'atteindre ce chiffre pendant un court instant.

Un tube électronique du modèle courant, comme une EL84, ne peut guère fournir une puissance utile continue supérieure à quelques watts. Mais, en impulsion, c'est-à-dire pendant un court instant, ce même tube peut fournir une puissance dépassant un kilowatt (je dis bien : un kilowatt). C'est en vertu du même principe que le magnétron d'un radar peut rayonner dans l'espace des impulsions correspondant au million de watts alors que la puissance moyenne, fournie par l'alimentation, est de l'ordre du kilowatt.

Dans le cas qui nous occupe, on peut très bien imaginer qu'une source de tension charge lentement un banc de condensateurs.

La décharge très rapide de ceux-ci peut fournir des intensités énormes.

Autre difficulté : l'instabilité.

On ne peut donc pas dire, a priori, qu'il soit impossible d'atteindre les intensités nécessaires pour que l'effet de pince puisse se manifester.

Mais il y a d'autres difficultés, qui sont sans doute beaucoup plus difficiles à vaincre. Une étude complète nous montrerait que le confinement du plasma dans un cylindre (fig. 7a) correspond à un système en équilibre instable. Théoriquement la gaine magnétique peut contenir le plasma à

condition qu'elle demeure parfaitement cylindrique.

Toutefois, tout écart, si petit soit-il, par rapport à la forme cylindrique rigoureuse, amène la rupture du confinement. Ce qui a tendance à se resserrer, comme le point R sur la figure 6, se resserre de plus

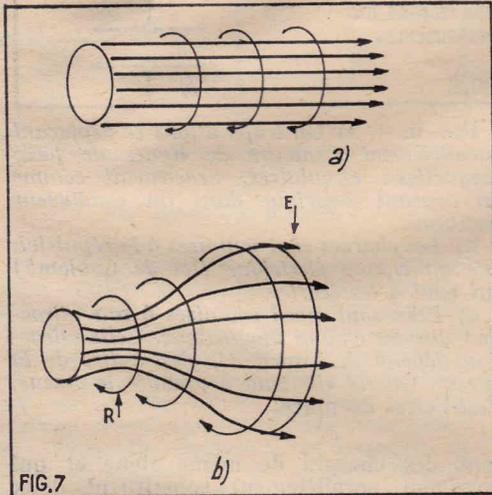


FIG. 7. — Le maintien du « plasma » par l'effet de pince correspond à un système en équilibre instable. Dès qu'on s'écarte un tant soit peu de la forme cylindrique idéale (a) les déformations s'accroissent comme en (b) et amènent l'éclatement du « confinement ».

en plus. Ce qui a tendance à s'écarter, comme la région E, s'écarte de plus en plus.

En somme, le phénomène est le même que celui d'une hernie sur un ballon de baudruche. Toute saillie conduit à un amincissement des parois, et tout amincissement à une augmentation de la saillie. Et cela, jusqu'à la rupture définitive. Et c'est exactement ce qui guette notre plasma.

Les remèdes qu'on peut imaginer contre cette instabilité compliquent la réalisation des expériences et ne sont pas parfaits.

Un certain nombre d'appareils expérimentaux ont été réalisés en suivant ces principes. Il semble cependant qu'on puisse attendre de meilleurs résultats en utilisant des appareils toroïdaux.

Appareils toroïdaux (fig. 8).

Ces appareils peuvent être considérés comme des transformateurs dont le circuit primaire est alimenté par la décharge d'une batterie de condensateurs. Le circuit secondaire est constitué par un espace en forme de « tore » qui contient le plasma.

Dans les appareils décrits précédemment, il fallait prévoir un dispositif d'accélération des ions — c'est-à-dire un ensemble d'élec-

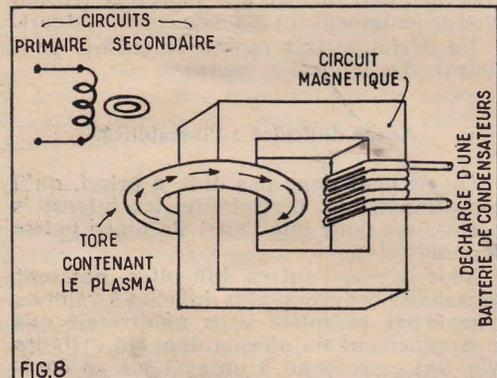


FIG. 8. — Principe des appareils toroïdaux.

trodes plus ou moins compliquées. Cela devient inutile dans les appareils toriques.

La figure 8a ne représente que le principe du dispositif. Dans ce cas encore, il y a des causes d'instabilité qu'il faut rectifier au moyen d'un champ magnétique constant, créé par l'intermédiaire d'un courant continu.

L'échauffement du plasma est produit par induction, exactement de la même manière que s'échauffent les enroulements d'un transformateur. Toutefois cela ne suffit pas. En effet, quand on atteint des températures de l'ordre du million de degrés, on constate que la résistance équivalente du plasma devient très faible et, par conséquent, insuffisante pour amener de nouvelles augmentations de température.

Il faut alors utiliser un autre procédé qui consiste à provoquer des collisions entre les ions par l'intermédiaire d'un champ électrique alternatif dont les lignes de force sont perpendiculaires au déplacement des ions.

Le système d'induction normal a permis d'atteindre des températures de l'ordre du million de degrés. C'est insuffisant pour que la fusion soit mise en évidence. C'est encore beaucoup trop loin de la température d'ignition. Avec le perfectionnement que nous avons indiqué plus haut, on atteint une température dix fois plus élevée, soit 10 millions de degrés. Il faudrait sans doute encore multiplier ce chiffre par 100 pour que le système puisse produire de l'énergie.

Les appareils réalisés.

Bien entendu, la plupart des expériences demeurent secrètes.

Il en résulte que les résultats publiés ne reflètent sans doute qu'une toute petite partie de l'état réel de la question.

En France, le Commissariat à l'Énergie Atomique a construit plusieurs appareils pour étudier la fusion et en particulier, un appareil torique, baptisé du nom d'Équateur I, qui aurait permis d'atteindre une température d'environ 1,3 millions de degrés, ce qui est encore beaucoup trop peu.

Les Russes ont publié quelques études sur les appareils linéaires en 1956, mais la température reste trop faible.

La presse a décrit longuement l'an dernier l'appareil anglais « Zeta » construit dans les laboratoires spécialisés d'Harwell. La partie essentielle est un tore dont le diamètre moyen est d'environ 11,5 mètres. L'intensité de courant atteint 200.000 A, pendant une durée d'environ un millièème de seconde. La température atteinte ne dépasse pas un million de degrés. Il faudrait pouvoir obtenir une température au moins 100 fois plus forte, tout en multipliant par 1.000 la densité des ions pour qu'on puisse espérer « allumer » l'étoile artificielle.

Les expérimentateurs ont cru, après une série de travaux, avoir fait la preuve que Zeta était le siège d'une réaction de fusion. Mais le fait a été démenti par ces mêmes expérimentateurs après une étude plus approfondie des résultats obtenus.

Les savants américains travaillant dans les laboratoires de Los-Alamos ont construit toute une série d'appareils toujours baptisés « Perhapsatrons ». La racine de ce mot nouveau est tout un programme puisque, en langue anglaise, la signification du mot « Perhaps » est « peut-être ».

Et, en effet, les résultats donnés par ces appareils demeurent encore hypothétiques.

Dans un autre laboratoire américain, à l'Université de Princeton, d'autres spécia-

listes ont construits des appareils dits « Stellarators ». Le principe est à peu près le même que celui des appareils toujours, avec toutefois une piste plus allongée, ou même repliée en forme de chiffre 8. Ces appareils utilisent à la fois le chauffage par induction et le chauffage par champ électrique de haute fréquence.

Un modèle d'appareil de très grande puissance devait être construit l'an dernier et les premiers essais devaient avoir lieu à la fin de 1960. D'après les calculs, la température du plasma devait être de l'ordre de 100 millions de degrés.

Dans ces conditions on peut espérer obtenir des résultats tangibles. Rien n'a été publié jusqu'à présent.

Il faut savoir attendre...

R. D.

ESSAI GRATUIT

J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION
grâce à
L'ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation.
Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.
Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.
Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE
Radio - Télévision
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2^e)

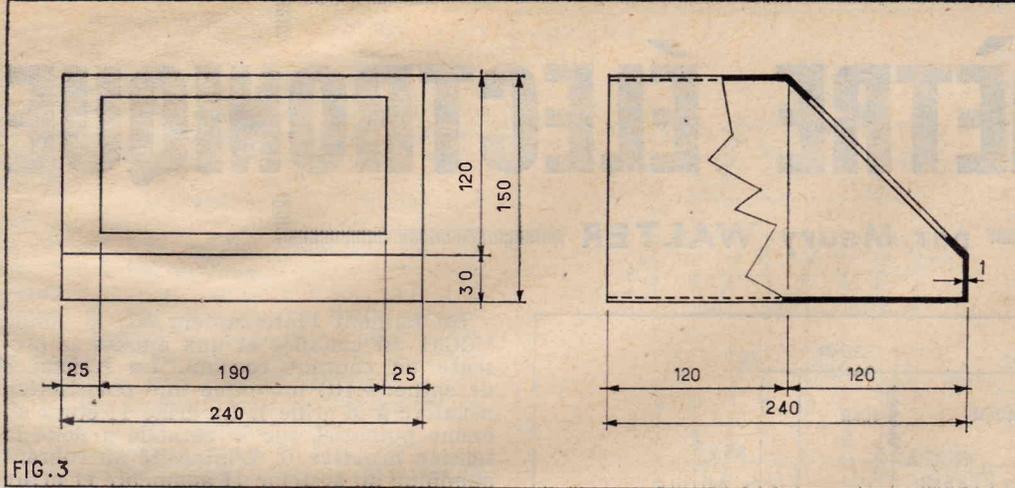


FIG. 3

une isolation parfaite; leur valeur augmente de 10-15 %.

C1, 2 000 pF; C2, 2 200 pF; C3, 2 440 pF, et ainsi de suite. Pour les valeurs qu'on ne peut pas trouver, on n'a qu'à mettre deux condensateurs en parallèle.

Etalonnage

Pour déterminer la position du commutateur les essais se font de la manière suivante :

Le commutateur de 20 positions, avec les condensateurs de C1 à C20, a un cadran marqué de 1 à 10 avec chaque fois une demi-valeur : 1, 1 bis, 2, 2 bis, 3, 3 bis, 4, 4 bis, 5..... 19, 19 bis, 20.

On commence avec un papier de graduation normale et avec la position 5 (ce qui représente le milieu du cadran). Au verso du papier exposé on marque la position du commutateur, la graduation et le numéro d'émulsion.

Avec un papier de la même graduation on fait un premier essai sur la position 4 bis et encore un essai sur la position 5 bis.

Le développement de ces papiers d'essai doit se faire sous les mêmes conditions que celles avec lesquelles on travaille d'ordinaire. (Température du développeur 18-20° C). En une minute et demie, il faut que le papier soit développé (les papiers doux et extra-doux en deux minutes).

Les positions du commutateur pour les autres gradations de papier se déterminent de la même manière en tenant compte que les papiers durs ont des valeurs plus élevées et que les papiers doux des valeurs plus basses.

(Pour tout essai, des bouts de papier de 2 x 3 cm font bien l'affaire.)

Les figures 2, 3 et 4 donnent les détails de réalisation pratique de cet appareil.

Posémètre électronique.

Liste du matériel nécessaire :

- 1 transformateur d'alimentation : primaire 110-220 V; secondaire 6,3 V, 0,3 A; 15 V, 0,3 A; 250 V, 30 mA.
- 1 redresseur sélénium 250 V, 30 mA.
- 1 redresseur sélénium 18 V, 0,3 A.
- 1 tube ECC81.
- 1 culot Noval.
- 1 cellule photo-électrique avec culot (type employé : 90 AV Valvo).
- 1 commutateur 20 positions (type employé : 88 530/21 Philips).
- 1 relais 2-5 kΩ.
- 1 relais 12 V (1 borne de travail, 1 borne de repos, borne inverseur).
- 1 potentiomètre 3 kΩ, 2 W.
- 1 socle avec cache pour lampe témoin (voyant rouge sombre).
- 2 interrupteurs unipolaires à encastrer.

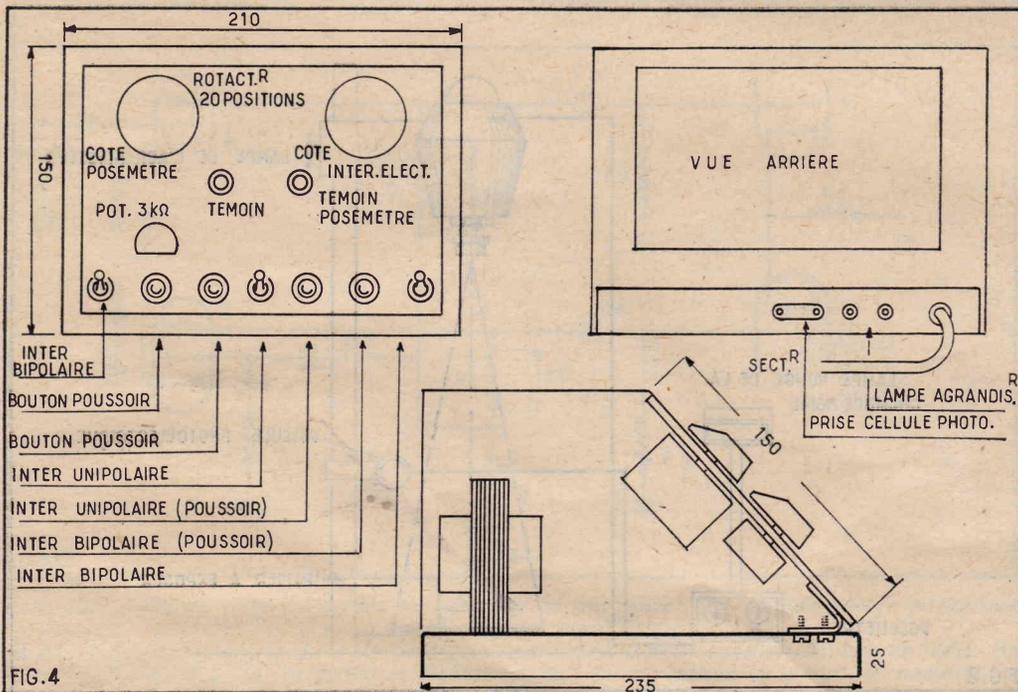


FIG. 4

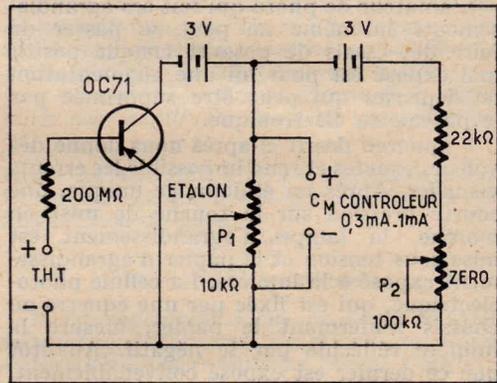
- 1 interrupteur bouton poussoir avec borne de travail.
- 1 interrupteur bouton poussoir avec borne de repos.
- 5 résistances 0,5 W.
- 2 résistances 1 W.
- 2 résistances 2 W.
- 1 condensateur électrochimique 2 μF, 350 V.
- 1 condensateur électrochimique 4 μF, 350 V.
- 1 condensateur électrochimique 0,1 μF.
- 1 condensateur céramique C, C20.

Interrupteur trimer électronique.

- 1 autotransformateur avec secondaire de chauffage 6,3 V.
- 1 tyatron avec socle (type employé : AEG/ASG 5 121)).
- 1 relais 60 V avec borne de repos.
- 1 condensateur électrochimique 4 μF, 250 V.
- 1 condensateur électrochimique 2 μF, 160 V.
- 1 condensateur céramique 2 000 pF.
- 1 potentiomètre 5 h linéaire, 2 W.
- 1 résistance 5 MΩ, 1 W.
- 1 résistance 5 kΩ, 2 W.
- 1 résistance 50 kΩ, 1 W.
- 1 résistance 10 kΩ, 4 W.
- 2 interrupteurs bipolaires à encastrer.
- 1 interrupteur unipolaire à encastrer.

VOLTMÈTRE I.H.T.

On voit que le schéma est particulièrement simple puisqu'il ne fait appel qu'à un transistor et à un appareil de mesure que l'on branchera aux bornes CM. De façon à éviter toute erreur de branchement grave, la résistance de 200 MΩ qui est connectée entre le pôle positif de la tension mesurée et la base du transistor peut être disposée à l'intérieur d'un tube isolant, comme on le fait habituellement pour les sondes THT, et reliée à l'appareil de mesures par un câble blindé à fort isolement. Ceci en cas de claquage et afin d'éviter des dégâts ou des secousses désagréables.



Pour obtenir la résistance de 200 MΩ on prendra des résistances 1/4 W de 22 MΩ connectées en série. Le tout pourra être monté sur une plaquette. L'étalonnage est obtenu au moyen de deux potentiomètres (P₁ et P₂), P₁ est ajusté une fois pour toutes. P₂, appelé zéro, sert à la remise à zéro de l'appareil.

Etalonnage.

Le mieux est de procéder par comparaison avec un appareil existant, ou alors mesurer des tensions connues.

L'auteur a pu avec le dispositif qui vient d'être décrit, mesurer des tensions allant jusqu'à 20 000 V et cela avec une précision très satisfaisante.

J. P. V.

AMPLIFICATEURS MONO ET STÉRÉO FILTRES 3 CANAUX BF

par R.-L. BOREL

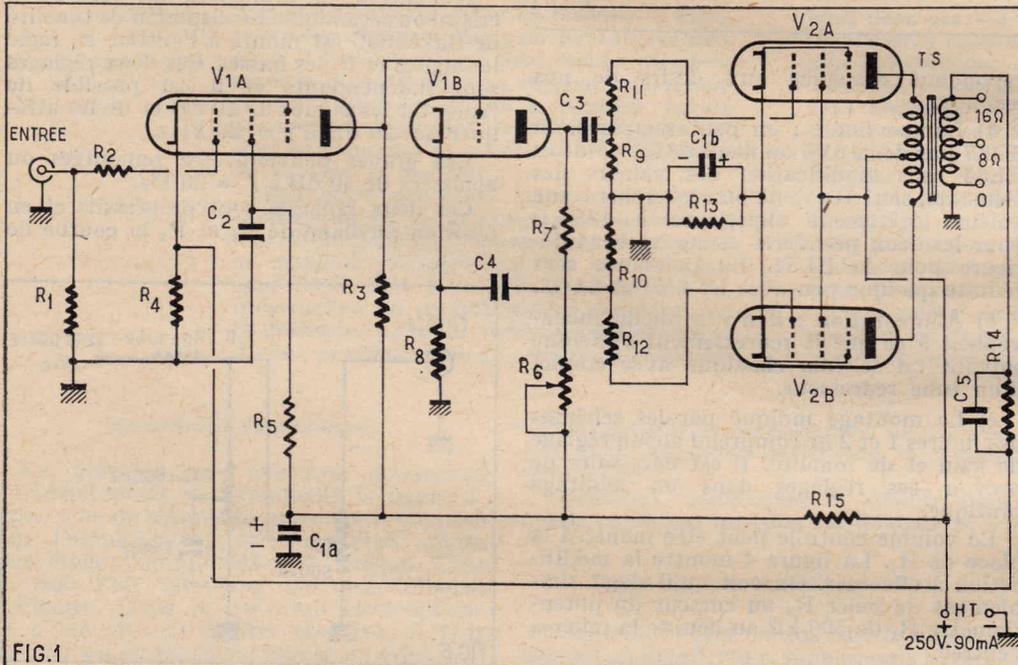


FIG.1

Amplificateur 10 W avec deux lampes.

Une nouvelle lampe américaine, la 6DZ7, double pentode, associée à une autre lampe double, la 6AN8 triode pentode, permet de réaliser un amplificateur d'excellente qualité fournissant 10 W modulés. Le schéma de cet amplificateur est simple et il n'y a pas de difficultés pour un technicien averti de le réaliser avec le maximum de chances de succès.

Examinons le schéma de la figure 1. Le nombre des éléments de lampe est de quatre : V_{1a} = élément pentode de la 6AN8 utilisé comme amplificateur de tension ; V_{1b} = élément triode de la 6AN8 utilisé comme déphaseur ;

V_{2a} et V_{2b} = les deux éléments pentodes de 6DZ7 montés comme amplificateurs finals en push-pull. A l'entrée, il convient de monter un pick-up fournissant une tension élevée. Pour obtenir la pleine puissance de 10 W modulés à la sortie, il faut appliquer à l'entrée 350 mV. Il sera donc nécessaire de connecter à l'entrée un pick-up à cristal ou céramique, ces pick-up fournissant facilement des tensions supérieures à 0,35 V.

Remarquons que les pick-up mentionnés ne nécessitent pas de circuits de correction d'enregistrement de disques, leur courbe étant « complémentaire » de la courbe de la plupart des disques.

La lampe pentode V_{1a} comporte un circuit de contre-réaction, le signal de sortie du secondaire du transformateur étant transmis par R_{14} et C_5 à la cathode de cette lampe. La résistance de polarisation

de cathode R_4 n'est pas shuntée par un condensateur de découplage.

Une autre particularité du montage est la liaison directe entre la plaque de la pentode V_{1a} et la grille de la triode V_{1b} .

Cette liaison rend la grille de V_{1b} très positive. Il faut, par conséquent, que la cathode de cette même triode soit encore plus positive que la grille, ce qui est obtenu en insérant la résistance R_8 dans le circuit cathodique, la valeur de R_8 étant relativement élevée, 47 k Ω .

La triode V_{1b} étant montée en déphaseuse, la résistance de cathode R_8 n'est pas shuntée par un condensateur.

Dans le circuit plaque on trouve la résistance fixe R_7 , de 39 k Ω en série avec la résistance variable R_6 de 20 k Ω au maximum. On voit que le réglage de la charge de plaque permet de passer de 39 k Ω à $39 + 20 = 59$ k Ω ce qui permettra, à la mise au point, d'obtenir un déphasage correct, c'est-à-dire deux tensions de sortie égales et en opposition de phase.

La liaison entre V_{1b} et les deux lampes finales est classique, à résistances et capacités mais on remarquera la présence des deux résistances R_{11} et R_{12} de 27 k Ω en série dans les fils de grille des deux éléments pentodes.

A la sortie on trouve un transformateur avec primaire à prise médiane et secondaire avec prises 0 - 8 - 16 Ω .

La boucle de contre-réaction comportant R_{14} et C_5 doit être reliée en permanence au point 16 Ω tandis que le haut-parleur sera connecté aux bornes correspondant à l'impédance de sa bobine mobile.

Sur le schéma original on a indiqué 0, 8 et 16 Ω mais rien ne s'oppose à ce qu'il y ait des prises plus nombreuses, par exemple 0, 2, 4, 8, 16, et 500 Ω .

Valeur des éléments.

Résistances : $R_1 = 470$ k Ω , $R_2 = 10$ k Ω , $R_3 = 220$ k Ω , $R_4 = 330$ Ω , $R_5 = 1$ M Ω , $R_6 =$ potentiomètre de 20 k Ω linéaire, monté en résistance variable, $R_7 = 39$ k Ω 1 W, $R_8 = 47$ k Ω 1 W, $R_9 = R_{10} = 270$ k Ω , $R_{11} = R_{12} = 27$ k Ω , $R_{13} = 125$ Ω 10 W bobinée, $R_{14} = 15$ k Ω , $R_{15} = 4,7$ k Ω , toutes de 0,5 W sauf mention différente, tolérance 10 %.

Condensateurs fixes : $C_{1a} = 40$ μ F 450 V service, $C_{1b} = 25$ μ F 50 V tous deux électrolytiques ou électrochimiques. $C_2 = 0,1$ μ F, $C_3 = 50$ 000 pF, $C_4 = 50$ 000 pF, $C_5 = 120$ pF.

Lampes : $V_{1a} + V_{1b} = 6AN8$, $V_{2a} + V_{2b} = 6DZ7$. Transformateur de sortie TS : primaire 9 k Ω à prise médiane, secondaire à prises, pour différentes impédances dont la prise 16 Ω pour la contre-réaction.

La haute tension doit être de 250 V environ. L'amplificateur consomme environ 90 mA à la haute tension et 4 A sous 6,3 V aux filaments.

Signalons que la lampe 6DZ7 est de la marque General Electric, représentée en France.

Le transformateur de sortie utilisé par le créateur du montage est un Stancor A8054. Tous les fabricants français de transformateurs BF possèdent des modèles équivalents parmi lesquels on choisira un transformateur de haute fidélité.

Alimentation.

La partie alimentation de cet ensemble utilise un transformateur TA (voir fig. 2) avec primaire de 117 V et deux secondaires, S_1 pour la haute tension et S_2 pour les filaments.

Dans le primaire on a monté l'interrupteur général et le fusible de 1,5 A. Le secondaire S_1 est de 520 V alternatif 90 mA et prise médiane. Le secondaire S_2 fournit 6,3 sur 4 A.

La haute tension est redressée par un système de 4 diodes chacune du type 260 V, 200 mA. Dans le montage original on a utilisé des diodes Starks-Tarzian au silicium, mais il en existe des modèles analogues 260 V - 200 mA chez les fabricants français : Thomson, Cosem, Radiotechnique, L.M.T., etc.

Remarquer la résistance en tête du filtre, R_{16} qui protège les diodes.

Le filtre comprend, outre R_{16} , deux condensateurs électrolytiques C_{1c} et C_{1d} et une bobine de filtrage L_1 . On notera que C_{1c} est de 10 μ F seulement et il est conseillé de ne pas augmenter cette capacité.

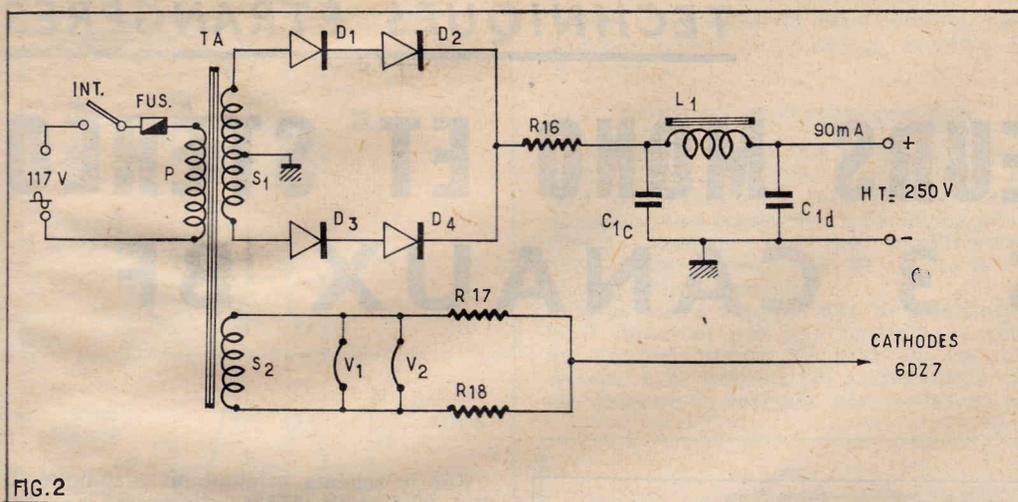


figure 6. On a intercalé, entre le curseur de VC et le point B de la figure 5, deux condensateurs, un de $0,1 \mu\text{F}$ qui laisse passer les signaux à toutes les fréquences de la bande BF, et un autre de $1\,000 \text{ pF}$ qui atténue les basses.

Le potentiomètre RTB permet de réduire plus ou moins l'effet de C_s . Lorsque son curseur est du côté de B, C_b est court-circuité et les basses passent. S'il est du côté opposé C_b est en service et il y a atténuation des basses.

Préamplificateur correcteur.

Pour profiter de toutes les possibilités du réglage Baxendall, on utilisera le montage de la figure 7 qui comporte une lampe pentode EF86.

A l'entrée on branchera un pick-up à cristal ou céramique. Le dispositif de tonalité de Baxendall est monté à l'entrée. P_1 règle les aiguës et P_2 les basses. Ces deux réglages sont indépendants et il est possible de remonter les aiguës de 10 dB et de les atténuer de 20 dB à $f = 20 \text{ kHz}$.

Les graves peuvent être remontées ou abaissées de 10 dB à $f = 20 \text{ Hz}$.

Ces deux réglages sont progressifs et en position médiane de P_1 et P_2 la courbe de

Pour les filaments on effectuera les connexions avec deux fils torsadés et aucun à la masse.

Les résistances $R_{17} = R_{18}$ réalisent une prise équipotentielle reliée aux deux cathodes des lampes finales. Il en résulte que les filaments sont à 10 V par rapport à la masse ce qui réduit le ronflement.

Les valeurs des éléments sont : $R_{16} = 150 \Omega$ 5 W bobinée, $R_{17} = R_{18} = 470 \Omega$ 0,5 W, $C_{1c} = 10 \mu\text{F}$ 450 V service, $C_{1d} = 40 \mu\text{F}$ 450 V service. Dans le montage original les électrolytiques C_{1a} à C_{1d} constituent un seul bloc mais cela n'a rien d'obligatoire. De même, les valeurs de ces électrolytiques peuvent être légèrement différentes mais C_{1c} ne doit pas dépasser $10 \mu\text{F}$.

La bobine de filtrage a un coefficient de self-induction de 8 H et une résistance en continu de 145Ω . Elle a été prévue pour un courant maximum de 150 mA.

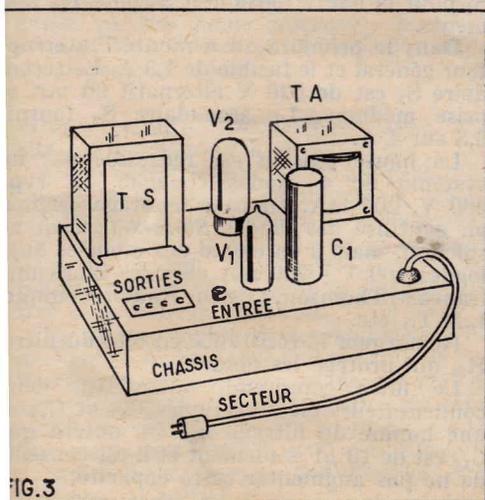
L'emplacement des organes est indiqué par la figure 3. On voit le bloc C_1 composé de l'ensemble des électrolytiques, le transformateur de sortie TS de haute qualité, beaucoup plus grand que celui d'alimentation TA. La lampe V_1 est blindée.

Voici les caractéristiques générales de ce montage : puissance modulée 10 W avec 350 mV à l'entrée, bande passante de 20 à 20 000 Hz avec le transformateur de sortie indiqué, distorsion inférieure à 1,5 %, contre-réaction de 17 dB à 1 kHz, ronflement et parasites 55 dB au-dessous de 10 W.

L'auteur de ce montage est Robert M. Voss qui l'a décrit dans *Radio Electronics*.

Variantes.

Il est possible d'effectuer certaines modifications et adjonctions au montage décrit,



répondant d'avance aux désirs de nos lecteurs.

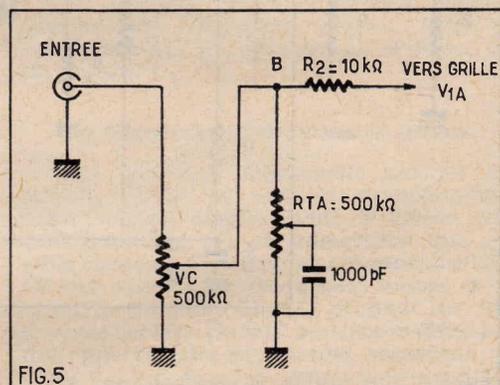
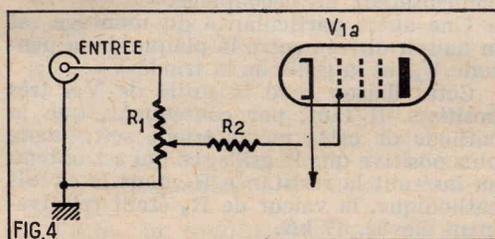
a) Lampe finale : on peut remplacer la 6DZ7 par deux 6V6 ou deux 6AQ5 ou deux EL84 sans modification des valeurs des éléments, sauf R_{13} dont on recherchera une valeur légèrement supérieure à 125Ω pour les deux premières et une valeur inférieure pour la EL84. La puissance sera réduite quelque peu avec les 6V6 et 6AQ5.

b) Alimentation : il n'y a aucun inconvénient à ce que le redressement s'effectue suivant un schéma classique avec emploi d'un tube redresseur.

c) Le montage indiqué par les schémas des figures 1 et 2 ne comprend aucun réglage de gain et de tonalité. Il est nécessaire de prévoir ces réglages dans un montage pratique.

Le volume contrôle peut être monté à la place de R_1 . La figure 4 montre la modification à effectuer. On voit qu'il s'agit simplement de relier R_2 au curseur du potentiomètre R_1 de 500 k Ω au lieu de la relier à l'entrée.

d) Tonalité. Des circuits perfectionnés de tonalité comme ceux de Baxendall per-



transmission est droite. La fréquence charnière est 1 000 Hz.

Les valeurs des éléments de la figure 7 sont : $R_1 = 1,5 \text{ M}\Omega$, 0,25 W ; $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$, 0,25 W ; $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$, 0,25 W ; $R_4 = 2,2 \text{ k}\Omega$, 0,25 W ; $R_5 = 47 \text{ k}\Omega$, 0,5 W ; $R_6 = 1 \text{ M}\Omega$, 0,5 W ; $C_1 = 33 \text{ pF}$ céramique, $C_2 = 680 \text{ pF}$ céramique, $C_3 = 270 \text{ pF}$ céramique, $C_4 = 3\,300 \text{ pF}$ papier, $C_5 = 50 \mu\text{F}$ 450 V service électrolytique, $C_6 =$ électrolytique 100 μF 12,5 V service, $C_7 = 47\,000 \text{ pF}$ papier 450 V service, $C_8 = 50\,000 \text{ pF}$ papier 450 V service, $P_1 = P_2 = 2,5 \text{ M}\Omega$ potentiomètres au carbone, $P_3 = 0,5 \text{ M}\Omega$, potentiomètre au carbone.

La sortie sera connectée à une entrée d'amplificateur comme celui décrit plus haut.

Montage stéréophonique.

Il est naturellement facile de passer du montage monophonique au montage stéréophonique et cela de deux manières :

1° En réalisant deux ensembles identiques comme ceux décrits plus haut et en conjuguant éventuellement les réglages de tonalité et de volume ;

2° En réalisant un second amplificateur prévu uniquement pour le médium et les aiguës, étant donné que l'effet stéréophonique se manifeste très peu aux fréquences basses.

Dans les deux cas il est possible de prévoir un dispositif d'équilibrage.

Voici quelques détails sur les deux réalisations stéréophonique envisagées.

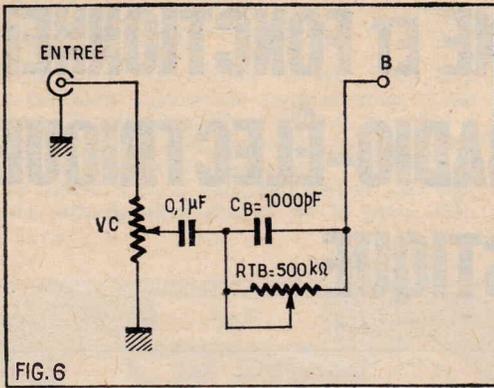
mettant d'atténuer ou de remonter à volonté les basses et les aiguës peuvent être adjoints à ce montage mais ils donnent lieu à une perte importante de gain, ce qui oblige à prévoir un étage amplificateur supplémentaire.

On peut aussi utiliser le montage de la figure 5 qui ne nécessite pas de lampe supplémentaire mais ne permet pas des combinaisons de tonalité comme le circuit Baxendall que nous décrivons plus loin dans le titre de *préamplificateur correcteur*.

Revenons à la figure 5. Le montage de l'entrée a été modifié dans le sens de l'adjonction des organes suivants : VC = potentiomètre de volume 500 k Ω , RTA = potentiomètre de tonalité aiguës, 500 k Ω .

Lorsque le curseur de RTA est du côté du point A la transmission des aiguës est normale tandis que si le curseur est vers B il y a atténuation des aiguës.

Les basses peuvent être atténuées en agissant sur la liaison entre le pick-up et la grille de V_{1a} suivant le schéma de la



Deux canaux identiques.

Nous attribuerons l'indice G aux éléments d'un canal et D à ceux de l'autre. Ces canaux seront donc, respectivement, ceux dont le haut-parleur se trouvera à gauche et à droite de l'auditeur.

Chaque canal se composera du préamplificateur de la figure 7 dont la sortie sera reliée à l'entrée de l'amplificateur de la figure 1.

Comme les réglages se trouvent uniquement sur les préamplificateurs on conjuguera ceux-ci de la manière suivante : P_{1g} avec P_{1d} (potentiomètre double de 2,5 MΩ) P_{2g} avec P_{2d}.

En ce qui concerne le VC les plus simple est de laisser indépendants P_{3g} et P_{3d}, ce qui permettra de réaliser l'équilibrage en réglant séparément les volumes.

Deux canaux différents.

Un canal réunira les montages des figures 1 et 7 et le second sera réalisé en modifiant l'amplificateur, de manière qu'il comporte un réglage de volume comme indiqué par la figure 4, et qu'il n'amplifie qu'aux fréquences du médium et élevées. Pour cela il suffira de réduire les valeurs de condensateurs de liaison C₃ et C₄.

Leurs valeurs normales étant 50 000 pF, on adoptera les capacités de 1 000 pF. Cette valeur est donnée à titre d'indication de l'ordre de grandeur, le réalisateur pouvant l'augmenter ou la diminuer, d'après la tonalité des haut-parleurs et en obéissant à son goût personnel.

En ce qui concerne l'alimentation nous conseillons l'emploi de deux montages indépendants, ce qui permettra de disposer de deux amplificateurs pouvant servir ensemble ou séparés.

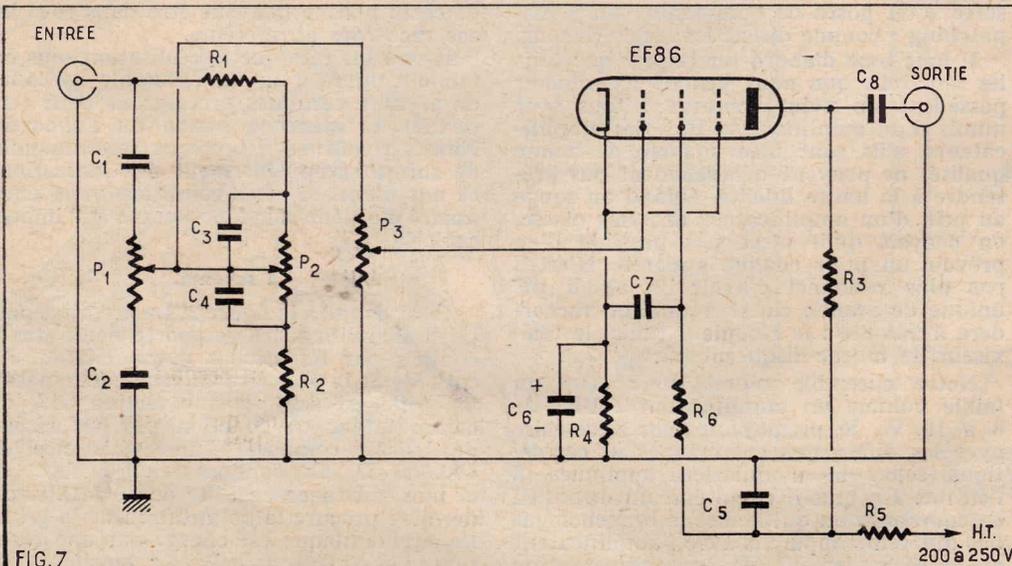


FIG. 7

Filtres trois canaux.

Le plus souvent on donne les caractéristiques et les schémas de filtres pour diviser le signal de sortie BF en deux canaux, l'un pour les basses et une partie du médium et l'autre pour les aiguës et le restant du médium. Dans ce cas la fréquence frontière entre les deux canaux est généralement 1 000 Hz.

On alimente avec ces deux signaux, deux groupes de haut-parleurs, l'un prévu pour graves et médium et l'autre pour aiguës et médium. Ce procédé présente l'inconvénient de ne pas pouvoir utiliser seuls des haut-parleurs spécialement destinés aux basses et ceux spécialement destinés aux aiguës (tweeters). Il est nécessaire de leur associer des haut-parleurs pour médium.

Une autre manière de séparer la bande BF consiste à fixer la fréquence frontière f_c vers les basses ou vers les aiguës. Ainsi, si f_c est 350 Hz, on aura deux canaux, l'un pour les basses de 20 à 350 Hz et l'autre pour le médium et les aiguës avec f supérieures à 350 Hz. Pour ce deuxième canal il faudra un tweeter et un haut-parleur pour le médium.

Si l'on prend f_c = 3 000 Hz par exemple, il faudra un reproducteur pour les basses et le médium et un tweeter pour les fréquences supérieures à 3 000 Hz.

Finalement on voit qu'avec ces procédés qui donnent d'ailleurs d'excellents résultats si le choix de f_c et des haut-parleurs est bien fait, il est nécessaire d'utiliser parfois plus de deux haut-parleurs si l'on veut monter des modèles spécialisés.

Une solution qui est également intéressante consiste à pousser plus loin la spécialisation en prévoyant trois canaux, avec deux fréquences frontières. Dans une réalisation effectuée avec des haut-parleurs Grundig on a choisi les fréquences suivantes :

- f₁ = 350 Hz;
- f₂ = 2 200 Hz,
- ce qui conduit aux trois canaux suivants :
- Canal basses : 20 à 350 Hz;
- Canal médium : 350 à 2 200 Hz;
- Canal aiguës : f > 2 200 Hz.

La limite supérieure dépendant des reproducteurs adoptés.

Le montage que nous allons décrire a été indiqué dans la revue italienne *Alta Fidelita* n° 11, année IV, page 346.

Son schéma est donné par la figure 8.

L'entrée est à brancher au secondaire du transformateur de sortie d'un amplificateur BF, sur l'impédance 16 Ω (ou, à la rigueur 15 Ω). On trouve ensuite un filtre diviseur de bande à deux canaux composé de L₁ et C₁ pour le canal passe-bas ne laissant passer que les signaux de fréquences

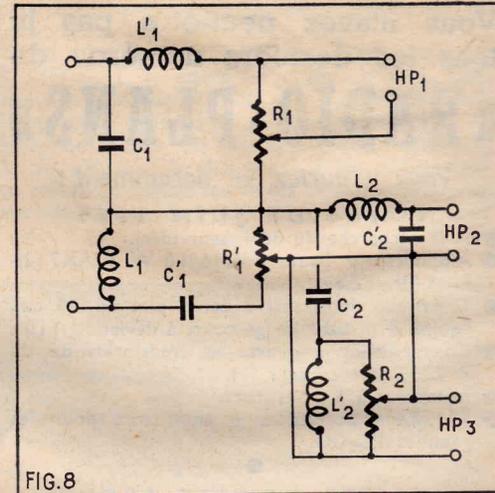


FIG. 8

inférieures à f₁ = 350 Hz et le canal passe-haut composé de L₁ et C₁, ne laissant passer que les signaux de fréquence supérieure à f₁.

Une seconde séparation s'effectue à la sortie du filtre L₁ C₁. En effet on y trouve L₂ C₂, qui est un filtre passe-bas ne transmettant qu'au-dessous de f₂ = 2 200 Hz mais comme il y a eu coupure par le filtre L₁ R₁, ne passera que la bande f₁ à f₂, c'est-à-dire 350 à 2 200 Hz, le médium.

Le filtre passe-haut C₂ L₂, transmettra la bande au-dessus de 2 200 Hz.

Outre les éléments L C des filtres passe-bas et passe-haut, on trouve des potentiomètres R₁, R₁' et R₂, qui permettent de doser la puissance fournie à chaque haut-parleur.

Valeur des éléments des filtres.

Condensateurs : C₁ = C₁' = 40 μF
C₂ = C₂' = 24 μF.

Bobines : L₁ = L₁' = 5,1 mH, L₂ = L₂' = 0,8 mH.

Potentiomètres : R₁ = R₁' = 25 Ω
R₂ = 25, modèles bobinés puissance 4 W

Voici les caractéristiques des sorties HP1 HP2 et HP3.

A la sortie HP1 l'impédance est de 16 Ω et on montera un haut-parleur spécialement basses de 16 Ω ou plusieurs de moindre impédance montés en série, par exemple deux de 8 Ω ou quatre de 4 Ω ou huit de 2 Ω. A la sortie HP2 l'impédance est de 8,4 Ω et on montera à cette sortie un HP de 8 Ω ou deux de 16 Ω en parallèle, ou deux de 4 Ω en série, etc...

Ce seront des modèles donnant de bons résultats sur le médium, entre 350 et 2 200 Hz.

A la sortie HP3 l'impédance est de 7 Ω et convient à des HP pour aiguës de 7 ou 8 Ω ou des combinaisons série ou parallèle équivalent à 7 ou 8 Ω.

Dans le montage décrit on a utilisé les HP allemands :

En HP1 : le modèle W15 Riem.

En HP2 : deux Grundig de 4,2 Ω chacun, montés en série, types 0364/000/111.

En HP3 : deux Grundig « diffuseurs panoramiques » de 3,5 Ω chacun montés en série.

Les croisements des canaux se font aux fréquences f₁ et f₂ indiquées plus haut et l'atténuation aux frontières est de 12 dB par octave.

Références.

Amplificateur 10 W : 6DZ7 Amplifier, par Robert M. Yoss (*Radio Electronics*, vol. XXXI, n° 11).

Filtres trois canaux : *Alta fidelita*, anno IV, n° 11, page 346.

Vous n'avez peut-être pas lu tous les derniers numéros de « RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 164 DE JUIN 1961

- A la recherche du déphaseur idéal.
- Amplificateur haute fidélité 10 W 12AX7 (2) - EL84 (2) - EZ81.
- Téléviseur multicanal à écran plat de 49 cm, équipé d'un tube image court à déviation 110°.
- Convertisseur à quartz et transformation du R 1355 en récepteur FM.
- Récepteur à 5 transistors.
- Récepteur portable à 6 transistors pour les gammes PO-GO.

N° 163 DE MAI 1961

- Electrophone à transistors alimenté par piles 965T1 (3).
- Contrôleur universel.
- Gammaphone de prospection.
- Utilisation des redresseurs au silicium.
- Récepteur portable à 7 transistors 2Y483 (2) 2N363 (4).
- Récepteur 4 lampes plus valve et indicateur d'accord ECH81 - EBF89 - EF89 - EL84 - EM80 - EZ80.
- Récepteur à 4 transistors.

N° 162 D'AVRIL 1961

- Amplification en classe C.
- Apprenez à « truffer » vos enregistrements.
- Téléviseur multicanal utilisant un tube image court de 110°.
- Ampli semi-transistorisé pour pick-up piézo-électrique et à réluctance variable.
- Récepteur portable à 7 transistors couvrant les gammes PO-GO-OC.
- La réverbération élément de la haute fidélité.

N° 161 DE MARS 1961

- Electrophone de qualité ECC82 - EL84 - EZ80.
- Super deux canaux sensible et stable.
- Récepteur portable 3 gammes, 7 transistors 26T1 - 35T1 (2) - OA70 - 99IT1 (3).
- Un petit émetteur à 3 transistors.
- Ouverture de portes de garage par éclaircissements de phares.
- Les circuits gravés à la portée de l'amateur.

N° 160 DE FÉVRIER 1961

- Récepteur AM-FM à 6 lampes ECC85 - ECC81 - ECH81 - EF89 - EABC80 - EL84 - EM84 - EZ80.
- Ampli stéréophonique ou monaural haute fidélité 2x 5 W EF86 - ECC82 (2) - EL84 - EF86 - ECC83 (2) - EL84.
- Un analyseur électronique.
- Récepteur PO-GO à transistors 26T1 - 988T1 (2).
- L'enregistrement sur bande des « images ».
- Récepteur à 3 transistors.

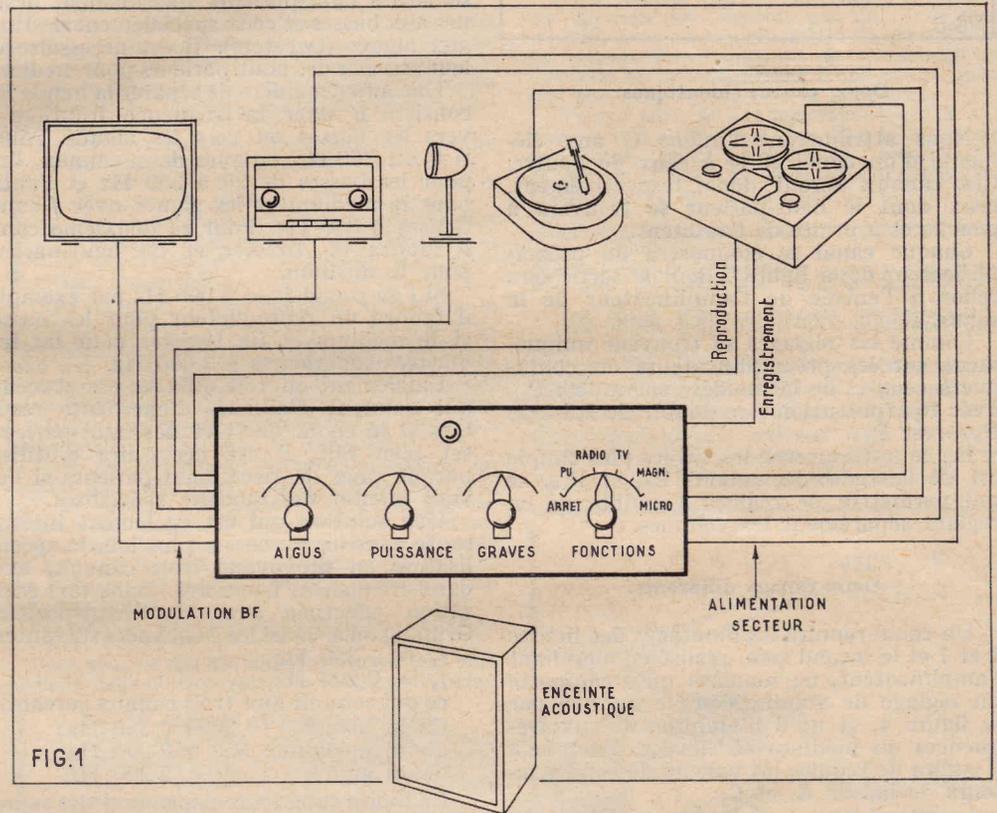
N° 159 DE JANVIER 1961

- La diode tunnel.
- Magnétophone 12AX7 - 1/2 12AU7 - EM84 - EZ80.
- Le H.R.O.
- Cellule FM adaptable.
- Petits montages à transistors.
- Noyaux de l'atome.
- Ensemble de haute fidélité EF86 - ECC83 - EL84 (2) - EZ81.
- Récepteur de poche à 3 et 4 transistors.
- Emetteur-récepteur à transistors.

1.25 NF le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10. Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux messageries Transports-Presses.

ENSEMBLE MODERNE ET FONCTIONNEL D'INSTALLATION RADIO-ÉLECTRIQUE DOMESTIQUE



Il y a quelques années l'installation radio-électrique familiale comprenait en tout et pour tout un récepteur de radio. Actuellement la gamme des appareils s'est considérablement étendue. Nombreux sont les amateurs qui possèdent un poste radio, bien souvent AM-FM, un téléviseur, un électrophone, un magnétophone, etc. Il est intéressant de grouper tous ces appareils pour en faire un ensemble homogène. C'est ce que permet la réalisation que nous nous proposons de décrire. Il s'agit en quelque sorte d'un poste de commande, un « dispatching » comme disent les Anglo-Saxons.

Il faut tout d'abord remarquer que tous les appareils que nous venons d'énumérer possèdent un point commun : tous sont munis d'un amplificateur BF. Ces amplificateurs, s'ils sont bien souvent de bonne qualité, ne peuvent généralement pas prétendre à la haute fidélité. Quand on songe au prix d'un amplificateur de cette classe, on conçoit qu'il n'est pas possible d'en prévoir un pour chaque appareil. N'est-il pas plus rationnel d'avoir un ampli BF unique de grande classe auquel on raccordera à volonté : le récepteur radio, le téléviseur, le tourne-disques, etc...

Notre ensemble réunit donc sous un faible volume un amplificateur HI-FI de 8 à 10 W, le préamplificateur nécessaire avec les différentes commandes et corrections selon la modulation appliquée à l'entrée. En plus il comprend un dispositif de commutation qui réalise le branchement des différents appareils avec l'amplificateur et le raccordement de leur alimentation

propre avec le secteur. Ces appareils sont : Tuner AM-FM, téléviseur, platine tourne-disques, platine magnétophone, micro. La gamme d'utilisation est donc très étendue. La figure 1 illustre ce que nous venons d'exposer.

Toute modulation, entrant dans l'appareil peut être amplifiée pour l'écoute. De plus, elle est également disponible sur un jack spécial, à un niveau suffisant pour l'enregistrement par la platine de magnétophone. Pour cette raison le ou les moteurs de cette platine peuvent être dans tous les cas raccordés au secteur.

Il va sans dire que la réalisation sous un faible volume d'un tel ensemble nécessite de prendre certaines précautions pour être certain de mener à bonne fin l'appareil. Nous ne saurions trop vous recommander de suivre scrupuleusement nos indications et nos plans. À cette condition vous serez assuré d'obtenir un fonctionnement impeccable.

Le schéma.

Il est donné à la figure 2. La première partie préamplificatrice comporte deux étages équipés par les triodes d'une ECC83. La cathode de la première triode est à la masse. Sa grille est reliée à une section S1A du commutateur de fonction par un réseau de liaison composé d'une résistance de 470.000 Ω , un condensateur de 0,1 μ F et une résistance de fuite de 10 M Ω . Cette dernière procure la polarisation de la grille. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 47.000 Ω , 1 W. La tension d'ali-

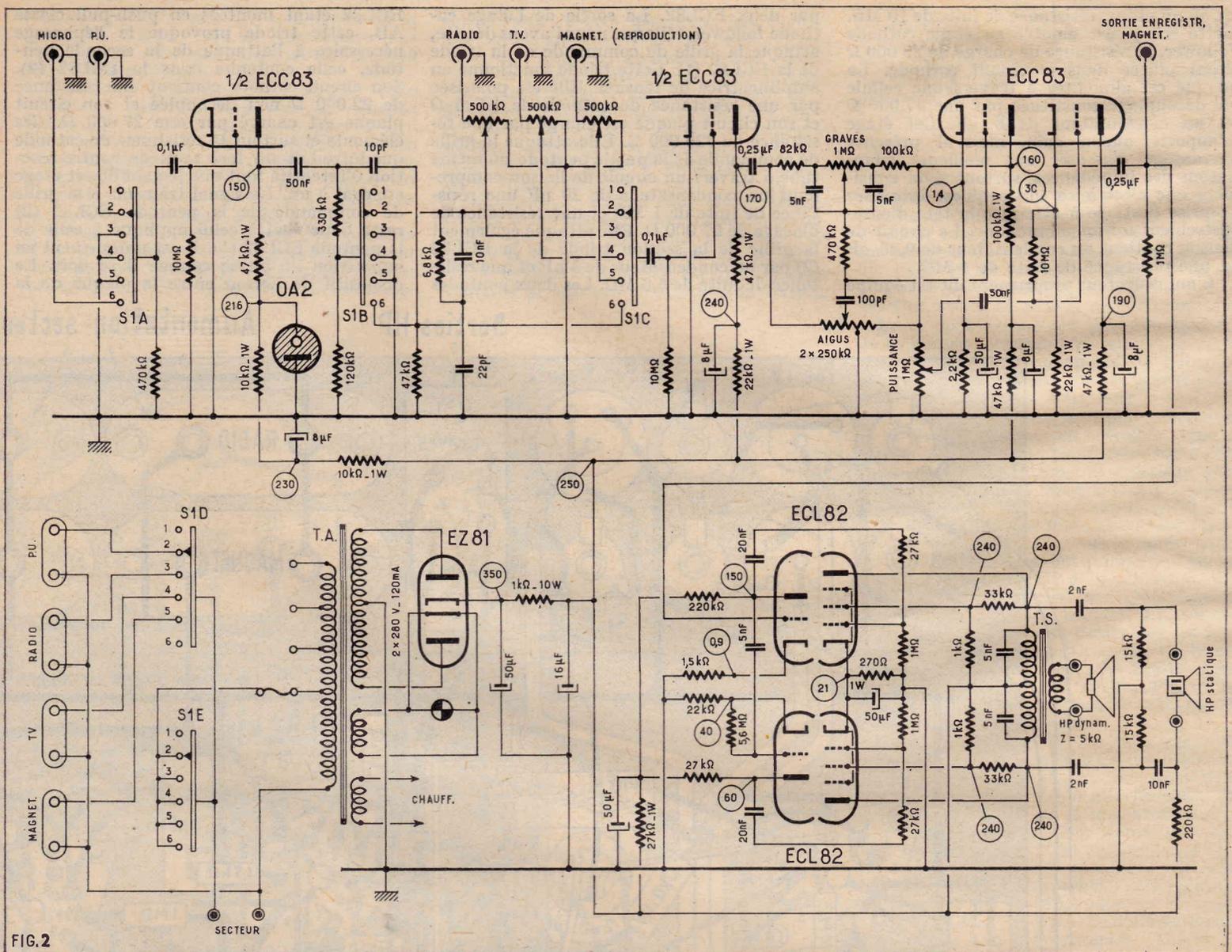


FIG. 2

mentation de cet étage est stabilisée par une résistance de 10.000 Ω, 1 W et un tube régulateur OA2. En plus de ces éléments, le circuit d'alimentation HT contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 10.000 Ω et d'un condensateur électrochimique de 8 μF. La section S1A du commutateur met en service l'entrée PU en position 2 et l'entrée micro en position 6. La position 1 est la position d'arrêt. Les positions 3, 4 et 5 qui correspondent respectivement aux utilisations radio, TV et magnétophone court-circuitent à la masse l'entrée de cet étage.

La liaison entre le circuit plaque de cet étage et la grille de commande de la seconde triode contient essentiellement un condensateur de 50 nF, les sections S1B et S1C du commutateur, un condensateur de 0,1 μF et une résistance de fuite de 10 MΩ pour la grille de la seconde triode. La sortie du condensateur de 50 nF est reliée au commun de la section S1B par un pont de résistances (330.000 Ω et 120.000 Ω). Le condensateur de 0,1 μF est réuni au commun de la section S1C. En position 2 (PU) les deux sections établissent la connexion entre les deux étages et introduisent un filtre correcteur formé d'une résistance de 6.800 Ω par 10 nF et en série avec 22 pF. Les paillettes 3, 4 et 5 de S1B sont à la masse et par conséquent court-circuitent la sortie du premier étage préamplificateur, comme les paillettes de

même chiffre de S1A court-circuitent l'entrée. De la sorte, pour ces positions, cet étage est complètement hors service.

Les paillettes 3, 4 et 5 de S1C sont respectivement reliées par l'intermédiaire de potentiomètre de 500.000 Ω aux prises radio, TV et magnétophone (reproduction). L'entrée du second étage est donc dans ces positions attaquée par les appareils branchés sur ces prises. La prise magnétophone permet la reproduction d'un enregistrement sur ruban. La position 6 des sections S1B et S1C établit la liaison entre les deux étages préamplificateurs et introduit un filtre correcteur composé d'un condensateur de 10 pF et d'une résistance de 47.000 Ω. Les potentiomètres des prises radio, TV et magnéto sont réglés une fois pour toutes, de manière à avoir une égalisation du niveau, quelle que soit la source de modulation sur laquelle on est commuté.

La cathode de la seconde triode ECC83 est à la masse. Le circuit plaque contient une résistance de charge de 47.000 Ω et une cellule de découplage formée d'une 22.000 Ω et un condensateur de 8 μF.

A la suite nous trouvons une seconde ECC83 dont la première triode équipe un troisième étage préamplificateur de tension. La liaison avec l'étage précédent se fait par un condensateur de 0,25 μF et un dispositif de contrôle séparé des graves et des aigus du type Baxandall. La branche

graves de ce dispositif est formée d'une résistance de 82 000 Ω un potentiomètre de 1 MΩ et une résistance de 100 000 Ω. Chaque portion du potentiomètre de part et d'autre du curseur est shuntée par un condensateur de 5 nF. La branche aiguë est un potentiomètre de 1 MΩ avec prise médiane fixe reliée à la masse. La grille de commande de la première triode de la ECC83 (2) est attaquée par le curseur du potentiomètre graves, à travers une résistance de 470 000 Ω et par celui du potentiomètre aigus à travers un condensateur de 100 pF. Il faut remarquer que la sortie de ce réseau correcteur est reliée à un condensateur de liaison de 0,25 μF du circuit plaque de la première triode ECC83 (2). Ce qui introduit un effet de contre-réaction sélective qui renforce l'action de dosage des potentiomètres. C'est là la particularité de ce système d'une très grande efficacité.

La première triode ECC83 (2) est polarisée par une résistance de cathode de 2 200 Ω shuntée par 50 μF. Son circuit plaque est chargé par une 100 000 Ω et découplé par une cellule constituée par une 47 000 Ω et un condensateur de 8 μF. Sa plaque est reliée au potentiomètre de volume de 1 MΩ, par le condensateur de liaison de 0,25 μF que nous venons de mentionner.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque la grille de commande de la seconde triode du même tube par un condensateur

déphaseuse et la grille de commande de la pentode ECL82 (2) est rigoureusement identique à celui que nous avons indiqué pour l'autre ECL82.

Les deux pentodes du push-pull sont polarisées par une résistance de cathode commune de 270Ω découplée par $50 \mu\text{F}$. Leurs grilles écran sont alimentées par des ponts de résistance placés entre + HT et plaque ($1\ 000$ et $33\ 000 \Omega$). Cela donne lieu à une contre-réaction d'écran qui améliore la linéarité de l'étage final.

L'étage final actionne par l'intermédiaire d'un transfo de sortie de haute qualité, un haut-parleur dynamique à aimant permanent. Une cellule statique étend la reproduc-

tion sonore du côté des fréquences aiguës. Ces deux haut-parleurs pourront être placés dans une enceinte acoustique qui contribuera encore à améliorer la reproduction.

L'alimentation de cet amplificateur comprend un transformateur délivrant $2 \times 280 \text{ V} - 120 \text{ mA}$ à la HT. Cette HT est redressée par une valve EZ81 et filtrée par une résistance de $1\ 000 \Omega$ 10 W et deux condensateurs électrochimiques : de 50 et $16 \mu\text{F}$. L'alimentation plaque des deux triodes ECL82 se fait à travers une cellule de découplage constituée par une résistance de $27\ 000 \Omega$ et un condensateur de $50 \mu\text{F}$.

Les sections S1D et S1E du commutateur appliquent, suivant la position, la tension

d'alimentation secteur aux prises magnéto, moteur PU, TV. Il est bien évident que sur ces prises seront enroulés les cordons d'alimentation de ces différents appareils.

Réalisation pratique.

Le montage de cet appareil est illustré par les figures 3, 4 et 5. Il s'exécute sur un châssis métallique comportant un blindage intérieur comme il est indiqué à la figure 4. La présence de ce blindage est indispensable pour éviter les accrochages. Il est de même pour celui qui est inséré entre les galettes S1B-C et S1D-E du commutateur.

Le travail commence par l'équipement de ce châssis. On fixe en premier les principaux organes comme les supports de lampes, les relais et on termine par les gros transformateurs (HP, transfo d'alimentation).

On exécute ensuite le câblage. Avec un fil nu de forte section on établit la ligne de masse qui, vous pouvez le remarquer, le tour de la face interne du châssis et comporte une branche médiane qui traverse le châssis entre les deux supports ECL82. A cette ligne de masse on soude les fils des condensateurs électrochimiques terminaux. On y relie le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation, l'extrémité des potentiomètres TV, magnéto et radio, le blindage central du support ECC83 (2), le blindage central et les lampes 3 et 8 du support ECC83 (1). On relie également à cette ligne de masse des pilettes des jacks PU, micro, TV, radio et magnéto. Voir sur le plan de câblage quelles pilettes il s'agit.

Avec des torsades de fils de câblage on exécute la ligne d'alimentation des filaments des lampes. Cette ligne relie les cosses CH.V du transfo d'alimentation aux broches 4 et 5 des supports ECL82 et aux broches 4 et 9 des supports ECC83. Remarque : pour ces supports ECC83 les broches 4 et 9 qui correspondent aux extrémités du filament sont reliées ensemble. Toujours dans des torsades de fil de câblage on connecte les cosses CH.V du transfo d'alimentation aux broches 4 et 5 du support EZ81 et au support de l'ampoule témoin.

On relie la troisième pilette des prises TV, radio et magnéto à la seconde extrémité des potentiomètres correspondants.

On câble le commutateur. Pour cela on relie au châssis les pilettes 3, 4, 5 de forte section S1A au châssis. On agit de même pour les pilettes 3, 4, 5 de la section S1B. On soude une résistance de $470\ 000 \Omega$ entre le commun de S1A et le châssis. On réunit ensemble les pilettes 6 des sections S1B et S1C. Entre la pilette 6 de S1B et le châssis on soude une résistance de $47\ 000 \Omega$. Entre cette pilette 6 et le commun de S1B on dispose un condensateur de $10 \mu\text{F}$ et une résistance de $330\ 000 \Omega$. Toujours pour la section S1B on soude : une résistance de $120\ 000 \Omega$ entre le commun et la pilette 5, un condensateur de 220 pF en série avec un ensemble $6\ 800 \Omega$ et 10 nF en parallèle entre les pilettes 5 et 1. Le point de jonction du condensateur de 10 pF et la résistance de $330\ 000 \Omega$ est reliée à la broche 1 du support ECC83 (1) par un condensateur de 50 nF . Pour la section S1C on réunit les pilettes 2, 3, 4, 5 et 6. Pour la section S1D on réunit les pilettes 2 et 5.

On pose les fils blindés : celui entre le jack PU et la pilette 2 de la section S1B du commutateur ; celui entre le jack micro et la pilette 6 de la même section du commutateur ; celui entre le curseur du potentiomètre TV et la pilette 3 de la section S1C ; celui entre le curseur du potentiomètre radio et la pilette 4 de la section S1C ; celui entre le curseur du potentiomètre

appareils

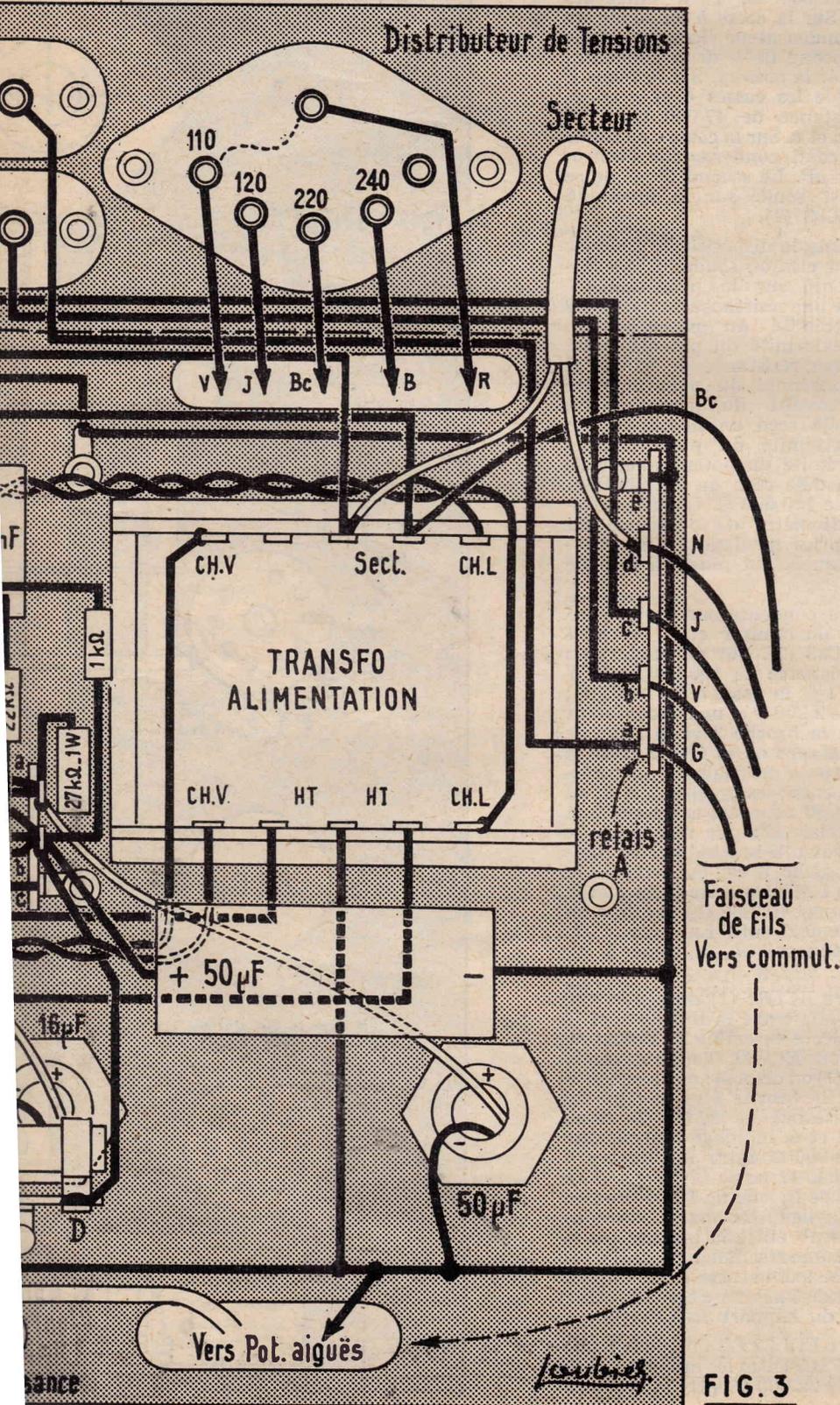


FIG. 3

magnéto et la paillette 5 de la section S1C ; entre la cosse *f* du relais F et une extrémité du potentiomètre de volume, celui de la cosse *a* du relais G et le curseur du potentiomètre de volume, celui entre la cosse *h* du relais F et une extrémité du potentiomètre aiguës ; celui entre la prise de l'enregistrement magnéto et la broche 1 du support ECL82 (2). On soude encore un blindé sur la broche 2 du support ECC83 (2). A l'autre extrémité de ce fil on soude une résistance de 470 000 Ω qui sert au curseur du potentiomètre graves et un condensateur de 100 pF qui va au curseur du potentiomètre aiguës. Les gaines de tous ces fils sont soudées soit à la ligne de masse soit au châssis comme il est indiqué sur les plans de câblages.

Sur le support ECC83 (1) on soude : une résistance de 10 M Ω entre la broche 2 et la

ligne de masse, une résistance de 47 000 Ω , 1 W entre la broche 1 et la broche 2 du support OA2, un condensateur de 0,1 μ F entre la broche 2 et le commun de la section S1A, un condensateur de 0,1 μ F entre la broche 7 et le commun de la section S1C, une résistance de 10 M Ω entre cette broche et la ligne de masse. Toujours pour le même support on continue par : une résistance de 47 000 Ω entre la broche 6 et la cosse *g* du relais F, un condensateur de 0,25 μ F entre cette broche 6 et la cosse *h* du relais F.

La broche 1 du support OA2 est reliée à la masse sur la patte *d* du relais F. Entre la broche 2 de ce support et la cosse *h* du relais F on soude une résistance de 10 000 Ω , 1 W. Sur ce relais on soude : une résistance de 10 000 Ω , 1 W entre les cosses *e* et *h* et une résistance de 22 000 Ω , 1 W entre les broches *e* et *g*. Sur la cosse *h* on soude un des fils + du condensateur électrochimique $2 \times 8 \mu$ F. Le second fil + de ce condensateur est soudé sur la cosse *g*. Sur le relais F on relie ensemble les cosses *a* et *e* et on soude une résistance de 47 000 Ω , 1 W entre les cosses *a* et *c*. Sur la cosse *c* on soude le fil + du second condensateur électrochimique $2 \times 8 \mu$ F. Le second fil + de ce condensateur est soudé sur la broche 6 du support ECC83 (2).

On câble ensuite le dispositif de contrôle de tonalité. Pour cela on soude les condensateurs de 5 nF sur le potentiomètre graves. On soude une résistance de 100 000 Ω entre une extrémité du potentiomètre graves et une extrémité du potentiomètre de puissance, une résistance de 82 000 Ω entre l'autre extrémité du potentiomètre graves et l'extrémité du potentiomètre aiguës qui a déjà reçu un fil blindé. On relie l'autre extrémité du potentiomètre aiguës à l'extrémité du potentiomètre de puissance qui a déjà reçu un fil blindé et une résistance de 100 000 Ω . L'autre extrémité du potentiomètre de puissance est connecté à la prise médiane du potentiomètre aiguës laquelle est réunie à la ligne de masse.

On dispose un condensateur de 0,25 μ F entre la cosse *f* du relais F et la broche 1 du support ECC83 (2). Sur ce support on soude : une résistance de 100 000 Ω 1 W entre la broche 1 et la cosse *c* du relais F ; une résistance de 2 200 Ω et un condensateur de 50 μ F entre la broche 3 et la ligne de masse ; une résistance de 47 000 Ω entre la broche 6 et la cosse *a* du relais F ; une résistance de 10 M Ω entre les broches 7 et 8, un condensateur de 50 nF entre la broche 7 et la cosse *a* du relais G ; une résistance de 22 000 Ω 1 W entre la broche 8 et la ligne de masse. La broche 8 est connectée à la cosse *b* du relais F. Entre cette cosse *b* et la broche 1 du support ECL82 (1) on place un condensateur de 0,25 μ F. La cosse *a* du relais F est connectée à la cosse *b* du relais B.

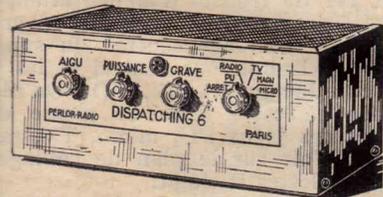
Sur le support ECL82 (1) on soude une résistance de 1 M Ω entre la broche 1 et le châssis. On connecte ensemble les broches 2 des deux supports ECL82. Toujours sur le support ECL82 (1) on dispose : une résistance de 1 M Ω , entre la broche 3 et la ligne de masse, une résistance de 27 000 Ω entre la même broche et le blindage central, une résistance de 33 000 Ω entre les broches 6 et 7, une de 1 000 Ω entre la broche 7 et la cosse *b* du relais B, une de 1 500 Ω entre la broche 8 et la ligne de masse, un condensateur de 20 nF entre la broche 9 et le blindage central, une résistance de 220 000 Ω entre cette broche 9 et la cosse *a* du relais B, un condensateur de 5 nF entre cette broche 9 et la broche 1 du support ECL82 (2).

Sur le support ECL82 (2) on soude : une résistance de 5,6 M Ω entre les broches 1 et 8, une résistance de 22 000 Ω entre la broche 8

et la patte du relais B, une résistance de 1 M Ω entre la broche 3 et la ligne de masse, une résistance de 27 000 Ω entre cette broche 3 et le blindage central, un condensateur de 20 nF entre le blindage central et la broche 9, une résistance de 27 000 Ω entre cette broche 9 et la cosse *a* du relais B, une résistance de 33 000 Ω entre les broches 6 et 7, une de 1 000 Ω entre la broche 7 et la cosse *b* du relais B, une résistance de

Devis détaillé du DISPATCHING 6

décrit ci-contre :



coffret métallique, avec toute tôle et la plaque avant imprimée. NF	56.50
transfo d'alimentation et transfo de modulation..... NF	39.00
jeu de 6 lampes..... NF	62.00
deux condensateurs chimiques... NF	14.10
écran lumineux, supports de lampes, bouchon 4 broches..... NF	5.77
tous les potentiomètres..... NF	11.10
composants miniatures et fiches, plaquettes d'entrée, plaquette répartition, cornet secteur, boutons, commutateur spécial..... NF	23.87
résistances et condensateurs... NF	17.20
outils, soudure, visserie et divers... NF	6.70
Total, arrondi à..... NF	236.00
plus frais d'envoi métropole... NF	8.00

Toutes les pièces détachées peuvent être fournies séparément

POUR VOTRE DOCUMENTATION demandez :

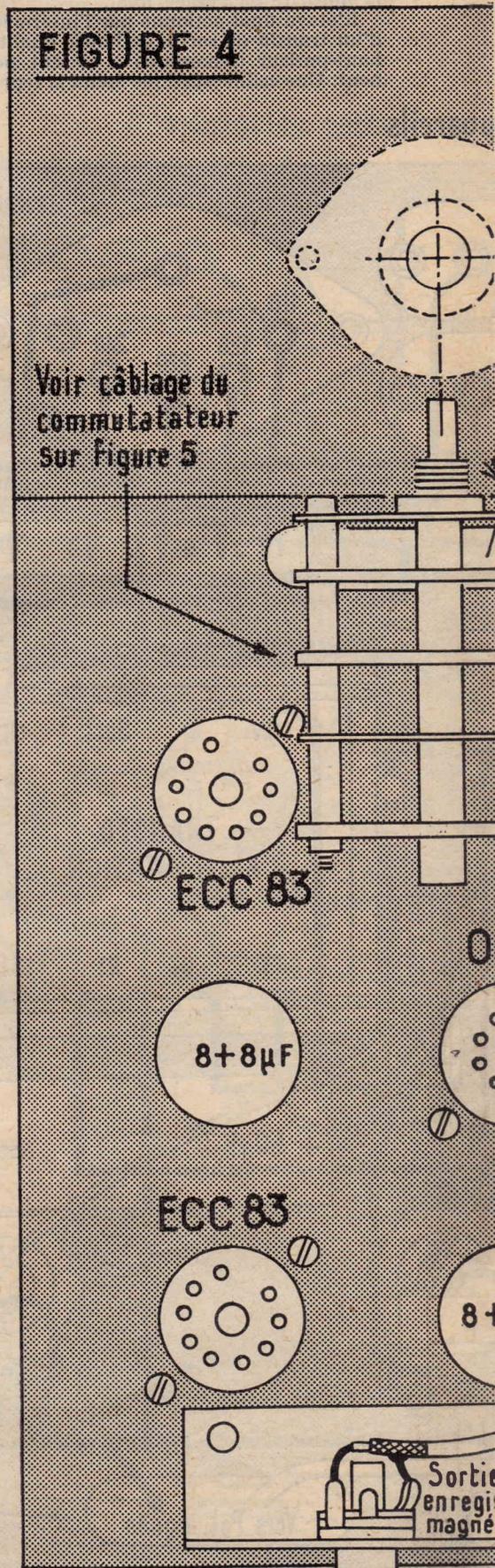
notre catalogue spécial PETITS MONTAGES. envoi contre..... NF	0.50
notre catalogue spécial APPAREILS DE MESURES..... NF	0.50
notre CATALOGUE GÉNÉRAL qui contient deux catalogues ci-dessus, et en sus : pièces détachées, récepteurs tous modèles, déplis, outillage, librairie, etc.	

Envoi franco contre 2 NF

PERLOR-RADIO
6, rue Hérold — PARIS-1^{er}
TÉL. 65-50. C.C.P. PARIS 5050-96.

FIGURE 4

Voir câblage du commutateur sur figure 5



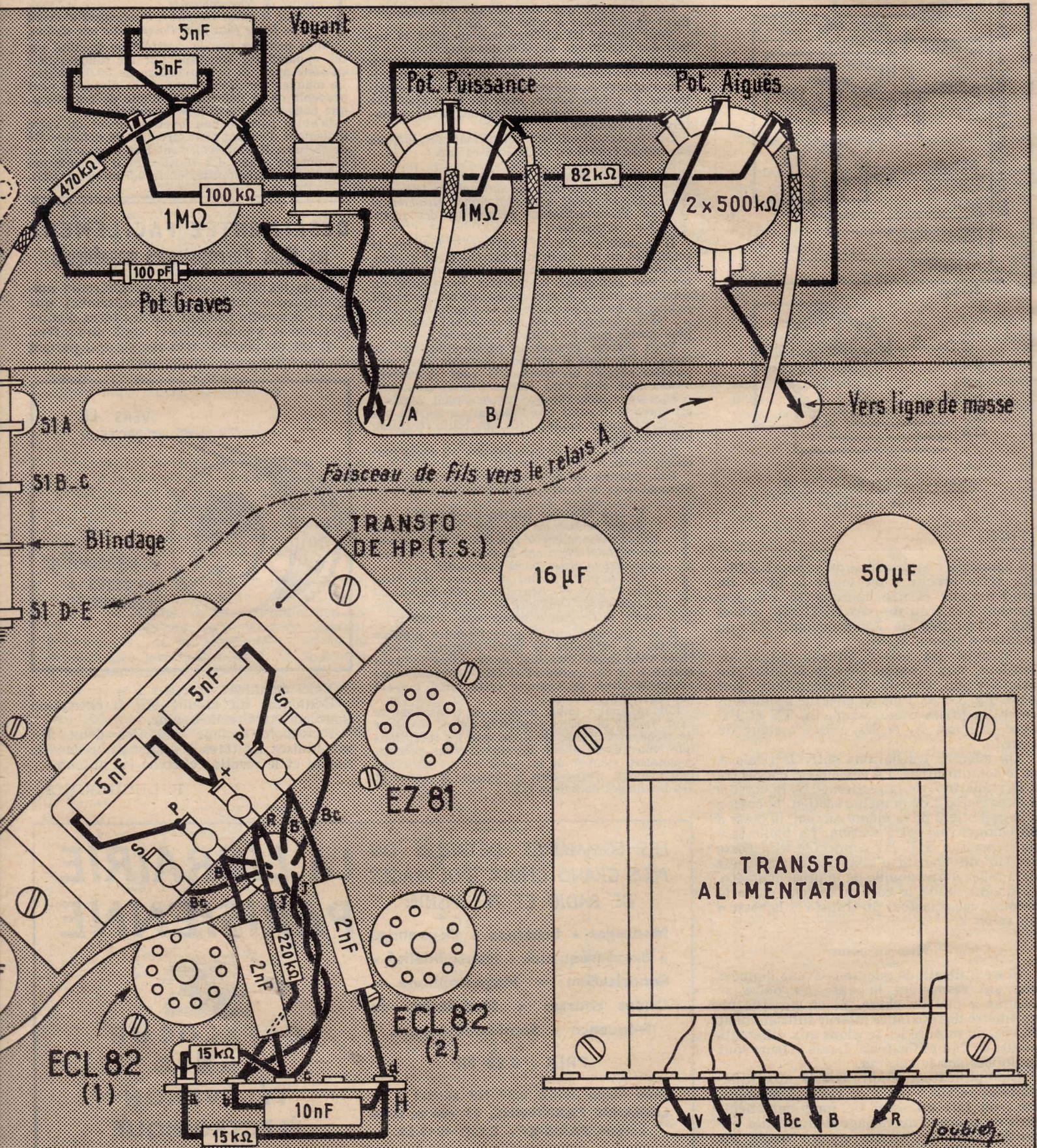
270 Ω , 1 W en parallèle avec un condensateur de 25 μF entre la broche 2 et la ligne de masse.

On branche le transfo de HP. Pour cela on connecte : sa cosse + à la cosse b du relais B, ses cosses P et P' aux broches 6 des supports ECL82. On soude les condensateurs de 5 nF entre les cosses P, P' et +. Les cosses S et S' sont reliées par une torsade aux douilles graves de la prise HP.

Entre les cosses P et P' et les cosses c et d du relais H on soude des condensateurs de 2 nF. Entre la cosse + du transfo de HP et la cosse b du relais H on dispose une résistance de 220 000 Ω . Sur le relais H on soude : une résistance de 15 000 Ω entre la patte a et la cosse c, une de même valeur entre la patte a et la cosse d et un condensateur de 10 nF entre les cosses b et d. Les cosses b et c de ce relais sont connectées

par une torsade aux douilles aiguës de la prise HP.

Sur le relais B on soude une résistance de 27 000 Ω , 1 W entre les cosses a et b. Sur la cosse a on soude le fil + du condensateur électrochimique 50 μF . Entre la cosse b et la ligne de masse on soude un condensateur de 50 μF , 350 V. La cosse b est connectée au relais D. Entre les relais D et E on soude une résistance de 1 000 Ω , 10 W. Le relais E



RÉPONSES A NOS LECTEURS

(Suite de la page 13.)

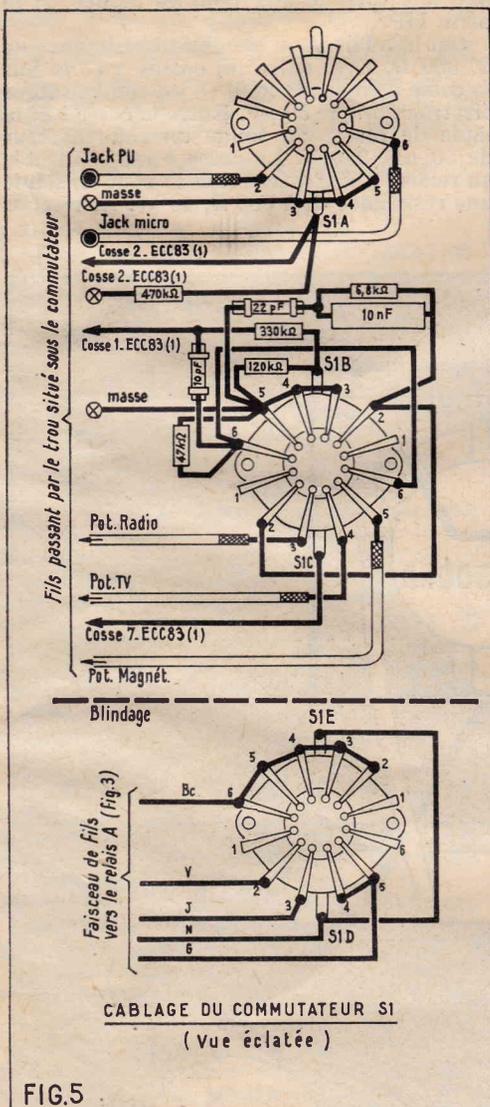


FIG. 5

est connecté à la broche 3 du support EZ81. Sur cette broche 3 on soude le fil + du condensateur électrochimique 15 μ F. Les broches 1 et 7 du support EZ81 sont reliées aux extrémités de l'enroulement HT du transfo d'alimentation.

On relie les prises du répartiteur de tensions aux cosses correspondantes du primaire du transfo d'alimentation (voir plans fig. 3 et 4). Puis on effectue les liaisons entre les prises radio, magnéto, TV et PU avec le relais A, et les cosses secteur du transfo.

On effectue les liaisons entre le relais A et le commutateur. La cosse *a* est connectée à la paillette 5 de la section S1D, la cosse *b* à la paillette 2 de la même section, la cosse *c* à la paillette 3 de la même section, la cosse *d* au commun de cette section. La paillette 6 de la section S1E est connectée à la cosse secteur du transfo d'alimentation qui est déjà reliée à une douille de la prise magnéto. Enfin on soude le cordon secteur entre la seconde cosse secteur du transfo et la cosse *d* du relais A.

Mise au point.

Si les indications que nous avons données ont été respectées la mise au point se résume à peu de chose. Si on possède un voltmètre de résistance interne suffisamment élevée, on mesure les tensions aux différents points de l'amplificateur. Leurs valeurs sont indiquées sur le schéma.

L'amplificateur étant associé aux différents appareils : poste de radio, téléviseur, etc., on fait un essai de fonctionnement, puis on procède au réglage définitif des potentiomètres de niveau sonore situés sur la face arrière.

A. BARAT.

O..., à Arcachon (Gironde).

Voudrait savoir si, sur le montage à 8 transistors publié dans le n° 151, il peut employer deux transistors SFT152 au lieu de SFT102.

Les caractéristiques des SFT152 sont sensiblement équivalentes à celles des SFT102.

Vous pouvez les utiliser, sans modifier la valeur des résistances, ni celles des capacités.

Toutefois, si vous désirez obtenir le maximum possible de musicalité et de puissance, vous auriez avantage à utiliser sur ces étages des résistances de même valeur, mais du type ajustable (résistances au graphite ajustables, marque Matera, type Justhom).

Ces résistances ont leur valeur marquée, lorsque leur disque cranté est réglé à mi-course.

G..., à Ivry (Seine).

Ayant construit une antenne de télévision LB10 se plaint de ne rien capter. Demande si un préamplificateur permettrait des réceptions convenables.

Il ne suffit pas d'avoir l'antenne, il faut que la sensibilité du récepteur soit extrêmement grande. De plus, pour capter convenablement l'image, il faut non seulement la barrette convenable du rotacteur, mais il faut aussi qu'un dispositif réduise la bande passante en moyenne fréquence à 7 MHz, alors qu'elle est normalement deux fois plus grande pour les stations françaises.

Vous pouvez essayer le préamplificateur du numéro 92, mais il est peu probable que vous puissiez obtenir un résultat si vous ne recevez absolument rien dans les conditions actuelles.

Etes-vous bien sûr que votre circuit d'entrée est correct? Il suffit que l'oscillatrice ne soit pas sur la fréquence voulue pour que toute réception soit supprimée.

En tout cas, vous devriez pouvoir au moins percevoir le son.

Pour adopter sur 300 ohms, prévoyez tout simplement deux ou trois spires au bobinage d'entrée.

F..., à Etalles (Côtes-du-Nord).

Ayant réalisé un récepteur reflex à transistors s'étonne que le potentiomètre de volume n'a aucune action sur la puissance. Voudrait connaître la cause de cette anomalie.

Ce récepteur permet de recevoir très bien, Lille, France II, Bruxelles et plus faiblement Luxembourg, Droitwich et Europe n° 1. Demande si ces performances sont normales.

Il est anormal que le potentiomètre n'agisse pas sur la puissance de votre récepteur reflex. Nous vous conseillons donc de vérifier le branchement de ce dernier et si cela ne vous donne aucun résultat, de changer cette pièce qui est peut-être défectueuse.

Cet appareil à faible nombre de transistors ne peut donner la même sensibilité qu'un changeur de fréquence. Il semble donc que les réceptions que vous avez soient normales. Vous pouvez, cependant, essayer de les améliorer en revoyant l'alignement, c'est-à-dire le réglage du cadre et des bobinages de liaison HF.

R..., à Avord (Cher).

Sur son récepteur déjà ancien constate que le potentiomètre de tonalité réduit fortement la puissance en position graves. Demande la cause de cette anomalie.

Sur le même récepteur, l'indicateur d'accord ne se ferme plus pour l'accord sur une station.

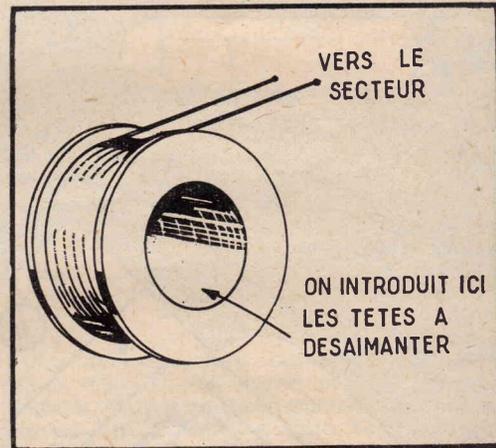
Nous pensons que le contrôle de tonalité sur cet appareil est constitué par un condensateur en série avec un potentiomètre de 50 000 ohms. Le mauvais fonctionnement de ce dispositif peut provenir de la défectuosité d'une de ces pièces, que nous vous conseillons de remplacer.

D'autre part, le non fonctionnement de votre indicateur d'accord peut être dû à la défectuosité de ce tube. Il peut également être occasionné par la coupure d'une des résistances d'alimentation (généralement comprises entre 0,5 mG et 1 mG).

DÉSAIMENTEZ FACILEMENT les têtes d'enregistreurs magnétiques

Tous les utilisateurs d'enregistreurs magnétiques connaissent le désagrément que cause le souffle produit par les têtes d'enregistrement quand celles-ci sont aimantées.

Il est un procédé très simple qui permet de remédier à cet inconvénient.



Voici comment procéder : Démontez un circuit HP à excitation pour en extraire la bobine.

Passez le secteur dans les deux fils, introduisez les têtes à désaimanter dans le noyau et le résultat recherché est obtenu.

F. LUGINBUHL.

LES SOMMAIRES DÉTAILLÉS DU PLUS GRAND CHOIX D'OUVRAGES DE RADIO ET TÉLÉVISION

Montages • Schémas • Dépannage • Basse fréquence • Haute fidélité • Sonorisation • Magnétophone • Ondes courtes • Modulation de fréquence • Semi-conducteurs.

PRIX : 0.50 NF

Envoi franco contre 0.50 NF adressé à la LIBRAIRIE PARISIENNE, 43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e — C.C.P. 4949-29.

LA LIBRAIRIE PARISIENNE



CATALOGUE RADIO TÉLÉVISION ÉLECTRONIQUE

LE MONTAGE « PARAPHASE » OU « A TUBE DÉPHASEUR »

Par **L. CHRÉTIEN**, Ingénieur E. S. E.

Tout le monde est d'accord sur ce point. Pour obtenir le « fin du fin » en matière de haute fidélité musicale, il faut utiliser le montage « push-pull » ou — en français — montage « symétrique ». Mais pour qu'il en soit bien ainsi, il faut que l'étage final réalise effectivement la symétrie parfaite, et, pour cela, il faut pouvoir disposer de deux tensions égales exactement déphasées de 180 degrés. Parmi tous les montages qui nous sont offerts il s'agit de trouver le meilleur...

Dans notre précédent article, nous avons examiné le cas du couplage par transformateur. C'est ce qui est évidemment le plus simple, du moins à première vue. Un examen plus approfondi nous a cependant révélé que la construction du transformateur de liaison et de déphasage posait de redoutables problèmes. Il n'est pas impossible de construire un trans-

formateur qui soit presque parfait. Mais le prix de revient en sera tellement élevé qu'il fera renoncer tous les amateurs moyens. Ce n'est donc pas — à beaucoup près — le déphaseur idéal. Il nous faut donc chercher un moyen plus économique.

Un des premiers montages est l'emploi du tube déphaseur ou montage « paraphase ». Nous employons à dessein les deux expressions car le mot paraphase est souvent utilisé pour désigner des montages tout à fait différents, comme le déphaseur dit « de Schmitt », par exemple...

Or, à l'origine, le montage « paraphase » était bien celui qui comportait l'emploi d'un tube déphaseur...

La manière dont le néologisme « paraphase » est forgé est, d'ailleurs, en accord avec cette manière de voir...

Le principe du montage.

Le principe du montage apparaîtra immédiatement en examinant la figure 1. Pour plus de simplicité nous avons supposé que l'amplificateur ne comportait qu'un seul étage d'amplification en tension. C'est le cas d'un récepteur de radiodiffusion ordinaire. Dans le cas d'un électrophone et d'une tête de lecture moderne, il faut prévoir un ou plusieurs étages de préamplification. Mais cela ne change rigoureusement rien.

La tension de sortie du tube amplificateur A est directement transmise à un des tubes de puissance P1.

Elle est également transmise au tube déphaseur D, dont le rôle est de fournir une tension rigoureusement égale, mais en opposition de phase. Celle-ci est transmise au second tube de puissance P2.

Il faut donc finalement que le tube D ne soit pas un tube amplificateur, mais exclusivement déphaseur. Il faut que ce

déphasage soit rigoureusement de 180 degrés pour l'étendue entière de la gamme reproduite.

Cherchons maintenant à définir dans quelle condition un tube est déphaseur.

Déphasage par tube électronique.

Pour cela, il faut en analyser le fonctionnement en détail. Nous supposons naturellement qu'il s'agit d'un étage amplificateur en classe A (voir nos précédents articles), c'est-à-dire que le point de fonctionnement ne quitte pas les parties droites de la caractéristique. Il en résulte que l'intensité anodique moyenne I_p , mesurée par l'appareil de mesure A demeure invariable au cours du fonctionnement. Nous supposons que la polarisation V_g — donnant la tension moyenne de grille et la tension anodique, V_p donnant la tension moyenne d'anode sont fournies par des sources fixes. La résistance de charge R_p , purement ohmique,

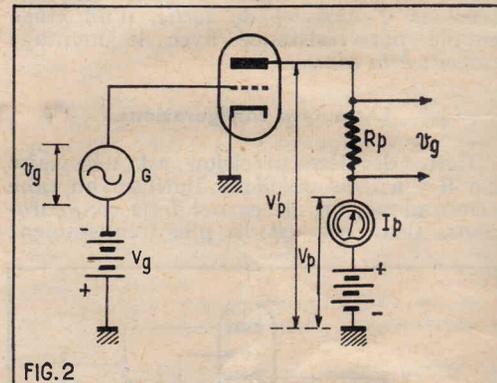


FIG. 2

FIG. 2. — Schéma de principe d'un étage amplificateur de tension couplé par résistance. Les tensions indiquées en lettres majuscules sont des tensions continues, les tensions indiquées en lettres minuscules sont des tensions alternatives. On peut montrer que V_g et V_p sont en opposition de phase (c'est-à-dire déphasées de 180°).

détermine une chute de tension, de telle sorte que la tension moyenne est donnée simplement par $V_p - R_p I_p = V'_p$. La tension de sortie est recueillie entre les extrémités de R_p . Le générateur G permet d'appliquer une tension alternative V_g que nous pouvons supposer sinusoïdale pour la commodité de l'exposé.

Le générateur G fournit une alternance positive de K en L (fig. 3) la tension de grille instantanée diminue (puisque la grille est négativement polarisée) ou, en d'autres termes, la grille devient moins négative. Il en résulte que l'intensité instantanée d'anode augmente. Elle passe de la valeur moyenne I_p , à une valeur plus élevée, en suivant $K'L'$.

Dans ces conditions, il est évident que la chute de tension entre les extrémités de R_p devient plus grande et — par conséquent, que la tension instantanée d'anode diminue, en suivant la variation $K''L''$. Si nous continuons le raisonnement, nous obtiendrons les variations LM, L'M', et L''M''.

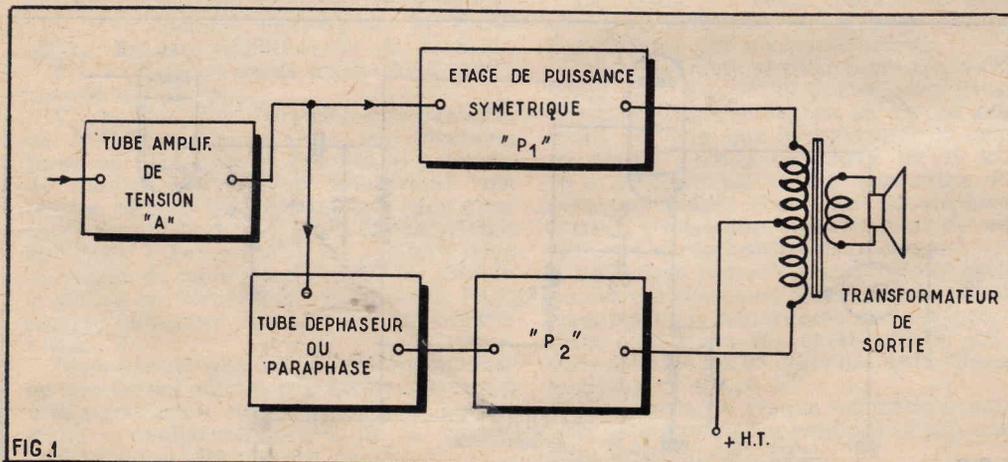


FIG. 1

FIG. 1. — Disposition générale des éléments dans un montage symétrique utilisant un déphaseur du tube paraphase. Le tube est un amplificateur de tension. Les tubes P1 et P2 sont les deux tubes symétriques de puissance, D est le tube déphaseur. Il doit transmettre au tube P2 une tension de grille égale à celle que reçoit le tube P1, mais en opposition de phase. En d'autres termes, il ne doit pas amplifier, mais déphaser.

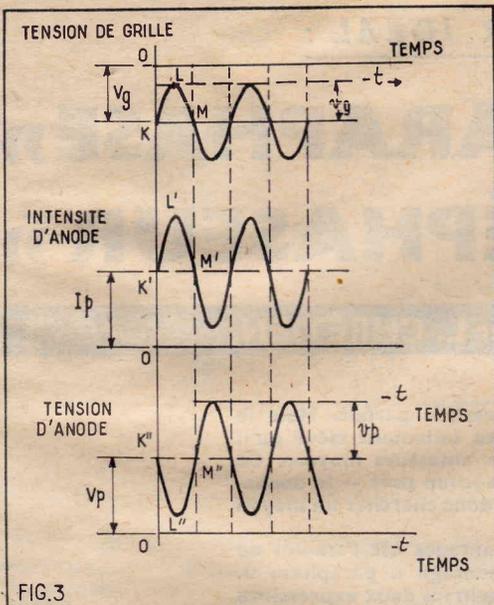


FIG. 3. — Diagrammes des formes de tensions et intensité dans les circuits du tube amplificateur de la figure 2, V_g et V_p sont effectivement en opposition de phase.

Nous voyons ainsi que les variations de tensions instantanées d'anode sont exactement en opposition de phase avec les variations instantanées de tension de grille.

On peut exprimer cela sous une autre forme : il y a opposition de phase entre les tensions d'entrée et de sortie, d'un étage couplé par résistance avec le montage cathode à la masse.

Les autres configurations.

Cette dernière précision est nécessaire car il y a trois manières d'utiliser un tube électronique, on dit encore *trois configurations*. Celle qui est la plus fréquemment

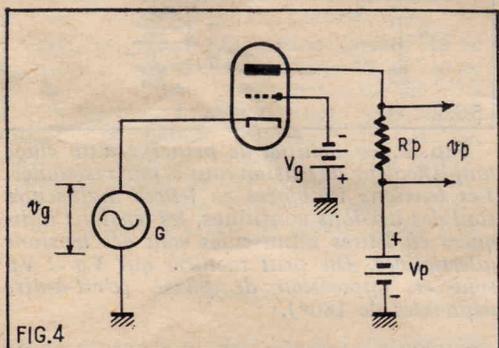


FIG. 4. — Amplificateur dit avec grille à la masse. Dans ce montage utilisé, en particulier en très haute fréquence, la tension d'entrée V_g et la tension de sortie V_p sont en concordance de phase.

utilisée est dite *cathode à la masse*. C'est elle qui correspond à la figure 2.

Dans certains montages, on peut avoir intérêt à utiliser la configuration *grille à la masse* qui a été représentée sur la figure 4. Un raisonnement calqué sur le précédent nous montrerait que, cette fois, il y a concordance de phase entre la tension d'entrée et la tension de sortie.

Enfin la dernière configuration, dite *anode à la masse*, plus connue sous le nom barbare de *cathode follower* (ce qui pourrait se traduire par *cathode flottante*) est représentée sur la figure 5. On pourrait montrer que, cette fois encore, il y a concordance de phase entre les tensions d'entrée et les tensions de sortie.

Ceci étant établi et bien compris, nous pouvons revenir au montage classique de la figure 2.

Revenons à un montage pratique.

Le schéma qui a été représenté sur la figure 2 est théorique. Pour en faire un montage pratique, il faut lui faire subir quelques modifications et nous allons précisément montrer que ces modifications auront pour conséquence de rendre le déphasage moins parfait.

Nous avons supposé que la polarisation était apportée par une batterie de piles ou d'accumulateurs. En pratique, on aura recours à la polarisation automatique qui est obtenue en insérant une résistance R_1

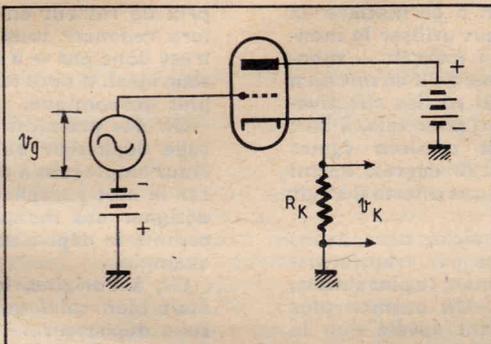


FIG. 5. — Amplificateur dit avec anode à la masse, généralement mieux connu sous le nom de *cathode follower*. Dans ce cas, encore, il y a concordance de phase entre la tension d'entrée V_g et la tension de sortie V_k .

dans le circuit de cathode. Pour éviter un effet de contre-réaction, cette résistance R_1 doit être shuntée par un condensateur C_1 .

La résistance n'introduit aucun déphasage, mais il en est tout autrement pour le condensateur.

Pour que l'effet soit négligeable, il faut qu'on puisse considérer l'impédance du condensateur comme nulle par rapport à la résistance. Cette condition est facile à respecter pour les fréquences moyennes et hautes, c'est beaucoup plus difficile pour les fréquences basses. Cela conduit à des valeurs de capacités qui sont très rarement utilisées, en basse fréquence tout au moins. Il faudrait, par exemple, un condensateur de 2 000 μF .

Si le tube utilisé est un tube penthode, comme sur le croquis de la figure 6, le condensateur C_2 provoque un effet tout à fait comparable à celui du condensateur C_1 .

Enfin, le condensateur C_5 , lui aussi,

agit dans le même sens. Toutes ces actions concordantes se manifestent par une avance de phase, c'est-à-dire un décalage en avant du côté des fréquences basses. Il faut aussi considérer l'effet de C_4 . Celui-ci peut ne pas exister en tant que condensateur, mais il existe en tant que capacité parasite. Il est constitué en réalité par la capacité de sortie du tube I, la capacité d'entrée du

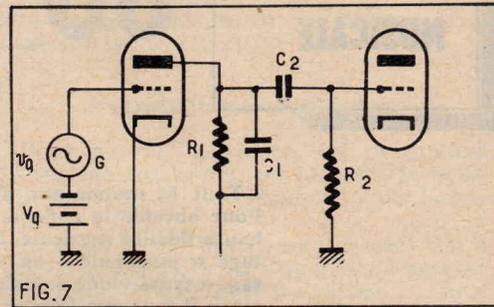


FIG. 7. — Ce schéma simplifié permet de déterminer facilement l'ordre de grandeur des écarts de phase en fonction de R_1 , C_1 , R_2 , C_2 .

tube II, les capacités des supports de lampe, les capacités réparties un peu partout dans le câblage.

Ces capacités parasites agissent dans la gamme des fréquences élevées. Elles se traduisent par un décalage en arrière... ou un retard.

Les fréquences quadrantes ou limites.

Nous pouvons maintenant préciser les détails. Dans un but de simplification, reprenons un simple étage à liaison par résistance (fig. 7) et admettons que les seuls éléments réactifs soient le condensateur C_2 qui atténue les fréquences basses et la capacité parasite C_1 qui atténue les fréquences élevées. Ce sont ces mêmes éléments qui apportent les déphasages parasites.

On peut facilement définir une *fréquence limite inférieure* qui est égale à $1/628 \times R_2 \times C_2$ pour laquelle le gain de l'amplificateur est réduit de 3 dB par rapport à sa valeur aux fréquences moyennes, c'est-à-dire qu'il n'est plus que de 71 % environ.

On dit encore que cette limite particulière constitue la *fréquence quadrantale inférieure*, parce que le déphasage entre l'entrée et la sortie est précisément de 45 degrés.

Prenons, par exemple, $C_2 = 10 \text{ nF}$ (10 000 pF) ou encore 10^{-8} Farad.

$R_2 = 200\,000 \Omega$.

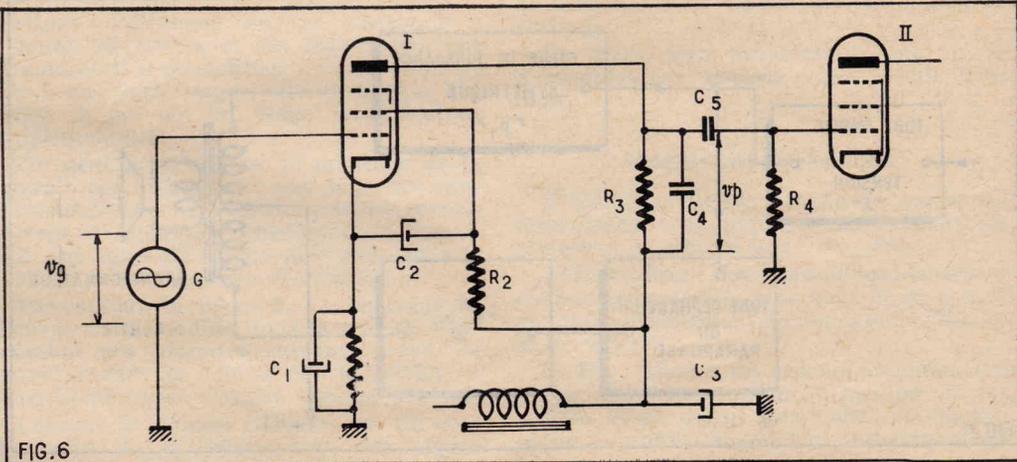


FIG. 6. — Le schéma de la figure 2 est théorique. En pratique on est amené à réaliser le schéma ci-dessus. Les éléments réactifs comme C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 amènent des rotations de phase plus ou moins importantes aux différentes fréquences. Il en résulte que l'écart de phase entre V_g et V_p varie avec la fréquence et peut atteindre des valeurs considérables.

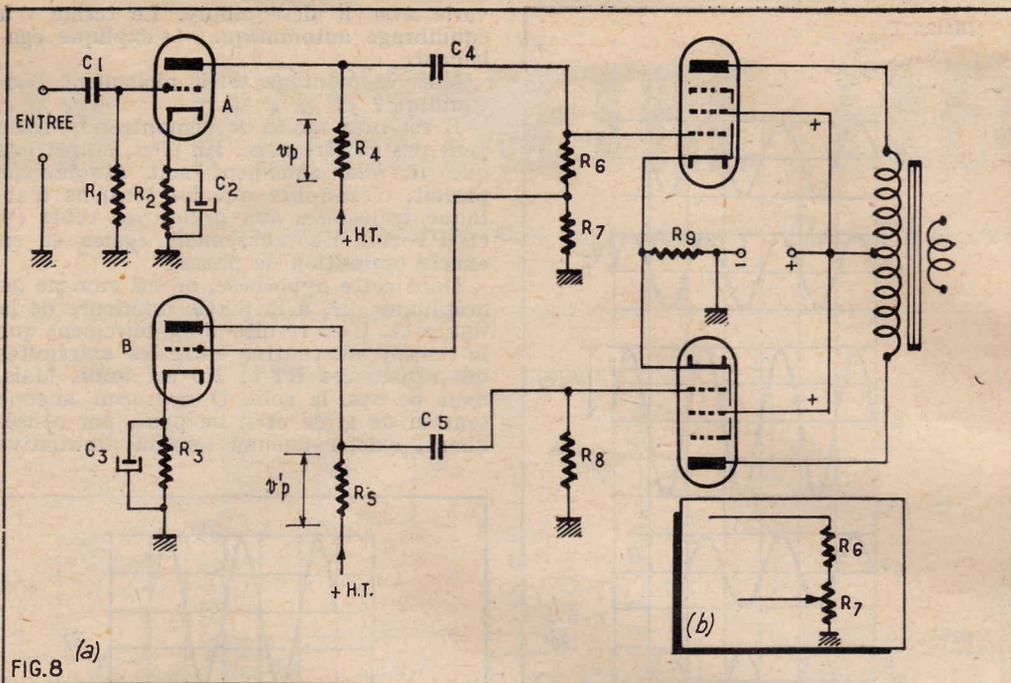


FIG. 8. — a) Un schéma complet d'amplificateur symétrique avec déphaseur paraphase (tube D). Le diviseur de tension R6 - R7 est calculé pour que les tensions V_p et V'_p soient égales en dépit du gain fourni par le tube D.

b) Pour obtenir un réglage précis il est recommandé de remplacer R7 par un potentiomètre qui est ajusté une fois pour toutes.

La fréquence limite inférieure sera de

$$\frac{1}{6,28 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^5} = \frac{10^3}{2 \times 6,28}$$

$$= \frac{1000}{12,56}$$

soit environ 80 Hz.

La fréquence limite supérieure.

La fréquence limite supérieure est définie par $1/6,28 \times R_1 C_1$. Elle correspond à une atténuation de 3 dB (ou 70 %) du gain par rapport aux fréquences moyennes et à un déphasage de 45 degrés dans l'autre sens. Nous pouvons encore choisir un exemple $C_1 = 100 \text{ pF}$ et $R_1 = 300\,000 \Omega$.

$$\frac{1}{6,28 \times 10^{-10} \times 3 \times 10^5} = 5\,300 \text{ Hz environ.}$$

On peut donc, dans ce cas particulier, constater un écart total de 90° (d'où le nom de *fréquences quadrantales*) entre les fréquences 80 et les fréquences 5 300.

Si nous voulons rejeter ces fréquences hors du spectre acoustique normal, il faudra évidemment :

a) Augmenter la constante de temps R2, C2, c'est-à-dire choisir une capacité et une résistance aussi grande que possible.

b) Diminuer la constante de temps R1, C1, c'est-à-dire réduire autant que possible les capacités parasites qui constituent C1 et employer une résistance de charge aussi faible que possible (ce qui apporte une réduction du gain en tension).

Le déphaseur paraphase.

Nous venons de montrer que, sous certaines réserves, et dans certaines limites, il est possible d'obtenir un déphasage de 180° en utilisant un tube électronique, mais cela ne résout que la moitié du problème. Il faut encore que les deux tensions d'attaque soient exactement égales. Or, le passage dans un tube amplificateur apporte généralement une *amplification* ou un *gain*. Il faut donc, par un procédé quelconque neutraliser ce gain ou, d'une manière plus précise, le rendre égale à l'unité.

Considérons la figure 8 qui représente précisément un montage paraphase complet.

Pour que la symétrie de l'amplificateur soit aussi bonne que possible il faut que $R_4 = R_5$, que $R_6 + R_7 = R_8$ et que $C_4 = C_5$. Admettons que le gain fourni par D soit de 30. Pour que la tension apparaisse entre les extrémités de R5, soit égale à celle qui apparaît aux bornes de R4, il faut simplement que le tube D reçoive une tension égale au $1/30^e$ de celle qui existe entre les extrémités de R6 + R7.

Cela nous permet de calculer très simplement le diviseur de tension constitué par R6 + R7. On doit avoir, en effet :

$$\frac{R_7}{R_6 + R_7} = \frac{1}{30}$$

Si d'autre part on a $R_8 = 600\,000 \Omega$, on aura :

$$\frac{R_7}{600\,000} = \frac{1}{30}$$

D'où on tire $R_7 = 600\,000/30 = 20\,000 \Omega$. D'où on déduit immédiatement :

$$R_6 = 600\,000 - 20\,000 = 580\,000 \Omega.$$

En pratique, il sera beaucoup plus sûr de constituer R7 par un potentiomètre

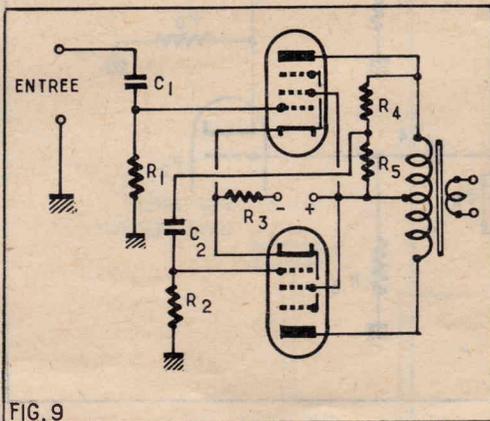


FIG. 9. — Cette variante du montage paraphase permet d'éviter l'emploi d'un élément amplificateur. Elle n'est cependant pas sans inconvénients.

(fig 8 b). On ajustera exactement la tension d'attaque, en mesurant la tension alternative disponible entre les extrémités de R4 et R5 au moyen d'un voltmètre à tube électronique quand on introduit à l'entrée un signal d'amplitude constante.

Variantes du montage.

Une variante de ce montage permet d'éviter l'emploi du tube déphaseur. On peut, en effet, emprunter la tension d'attaque du second tube au circuit d'anode du premier. Il faut naturellement prévoir la réduction de tension nécessaire exactement comme dans la figure 8. Ce résultat est obtenu de la même manière, au moyen d'un diviseur de tension constitué par les résistances R4 et R5 (fig. 9). Dans ce cas, également, il y a intérêt certain à prévoir un potentiomètre à la place de R5.

Critique du montage paraphase.

L'étude précédente permet de comprendre pourquoi le montage paraphase ne peut pas donner un déphasage parfait. La courbe de transmission d'un étage amplificateur quelconque ne peut pas être parfaitement horizontale dans une très grande gamme.

Or, dans le montage paraphase on intercale un étage supplémentaire dans une des deux branches du montage symétrique. Il en résulte nécessairement une destruction de la symétrie. C'est absolument inévitable.

En effet, cet étage supplémentaire se traduit inéluctablement par les résultats suivants :

1. Atténuation de deux extrémités de la gamme, parce que d'un côté on introduit des impédances supplémentaires en série (capacité de liaison, mauvais découplages, etc...) et d'autre part des impédances parasites en parallèle, sous forme de capacités.

2. L'étage supplémentaire introduit nécessairement un bruit de fond parasite supplémentaire.

3. Il introduit éventuellement des ronflements parasites.

La variante de la figure 9 ne présente que l'intérêt de supprimer le tube déphaseur. Mais cette économie se paie fort cher. En effet, le transformateur de sortie introduit inéluctablement une variation de phase pour certaines fréquences. Cette rotation est encore beaucoup plus importante que celle qu'amène un étage couplé par résistance.

Un autre type de déphaseur, ou encore, paraphase à équilibrage automatique.

Le montage que nous allons décrire maintenant a été nommé *paraphase flottant*. Il est dérivé du montage précédent ; mais son fonctionnement est beaucoup plus complexe.

On remarquera d'abord que les tubes A et D (fig. 10) sont couplés de deux manières différentes.

I. Ils ont la résistance de cathode R2 qui est commune et qui n'est pas découplée par l'intermédiaire d'un condensateur.

Si le potentiel de la grille du tube augmente, il y a accroissement du courant d'anode et par conséquent du courant qui traverse la résistance R2. Le point K devient alors davantage positif par rapport à la grille de A. Il y a donc nécessairement une diminution de l'intensité de courant du tube A. Et cela correspond bien à un déphasage de 180° .

II. La charge du tube A se compose de R4 en série avec R6. Celle du tube B se compose de R5 en série avec R6. En d'autres termes, la résistance R6 est commune aux deux circuits anodiques.

Rappel de notions connues.

Pour bien comprendre le fonctionnement de ce montage et celui d'autres schémas qui seront décrits par la suite, il faut bien se pénétrer du mécanisme de la superposition des tensions alternatives de même fréquence.

a) Si l'on superpose deux tensions qui sont exactement en concordance de phase, on obtient une tension résultante qui est rigoureusement en phase avec les deux composantes et dont l'amplitude est égale à la somme des amplitudes des deux composantes. C'est ce qu'on peut voir d'après les graphiques 1 de la figure 11. Si les deux composantes sont d'égale amplitude, l'amplitude de la résultante est le double de l'amplitude des composantes.

C'est justement le cas de la figure 11.

b) Dans la partie inférieure (11) de la figure 11 nous avons supposé qu'il s'agissait encore de deux composantes de même amplitude, mais en exacte opposition de phase.

Dans ce cas l'amplitude résultante est nulle. Les deux tensions s'annulent réciproquement.

Qu'arrive-t-il si la position de phase est quelconque et si les amplitudes sont inégales ?

Le graphique de la figure 12 répond à cette question. On obtient toujours une tension de même fréquence, mais la position de phase est différente de celles des deux tensions composantes. Quant à l'amplitude résultante, elle peut varier entre la somme et la différence des amplitudes des deux tensions composantes.

Revenons à la figure 10.

Nous pouvons maintenant discuter le fonctionnement du schéma (fig. 10). Nous avons déjà reconnu plus haut que la résistance commune de cathode R2 couple les deux tubes et, qu'en conséquence, il existe une certaine tension fournie par le tube déphaseur R5.

Si cette tension n'est pas égale à celle que produit le tube A entre les extrémités de la résistance R4, il y aura une composante à la même fréquence entre les extrémités de R6.

Cette tension de correction sera transmise à la grille du tube D à travers le condensateur C2 et s'ajustera à l'excitation déjà reçue par l'intermédiaire de la résistance commune de cathode R2.

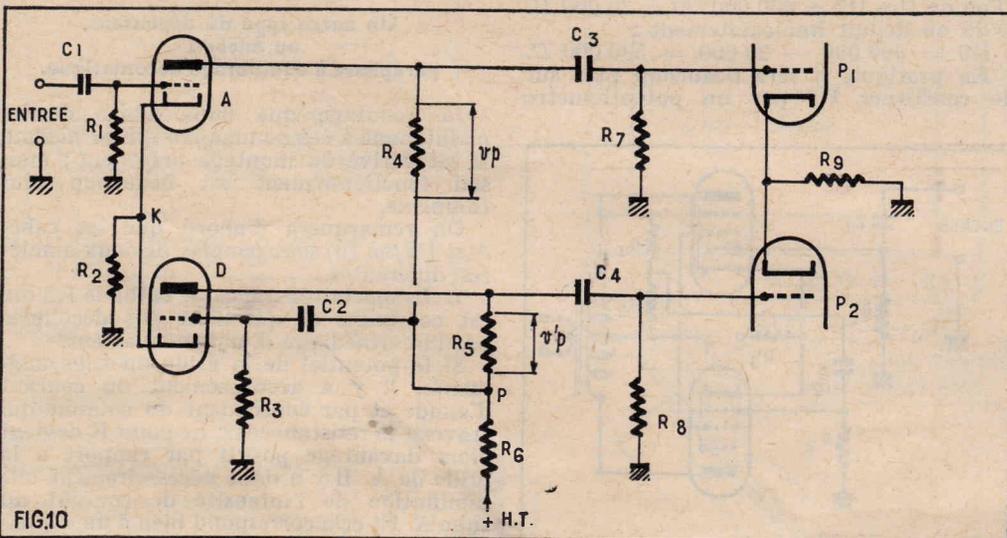


FIG. 10. — Ce montage est connu sous le nom de paraphase flottant ou encore paraphase à équilibrage automatique. Il est facile de démontrer qu'il ne peut pas remplir les conditions d'un déphaseur idéal. En effet, si V_p et $V'p$ étaient égales et rigoureusement en opposition de phase, le montage ne fonctionnerait pas...

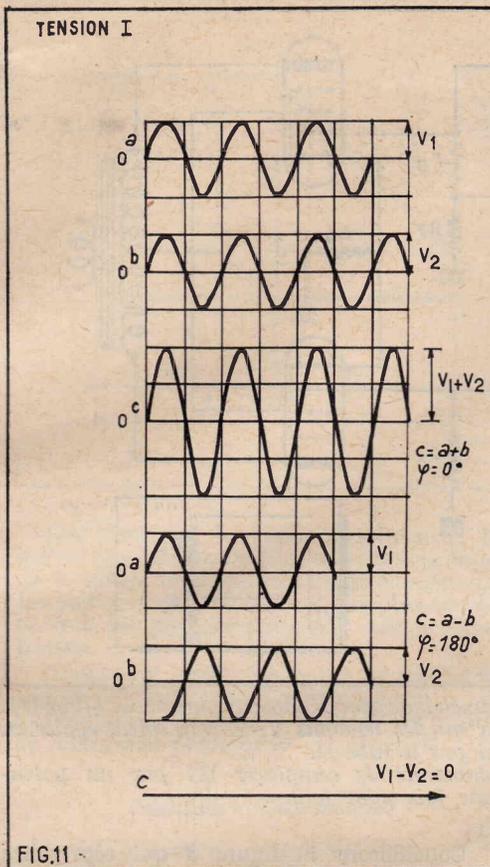


FIG. 11. — Pour comprendre le fonctionnement de certains montages déphaseurs, il faut savoir comment se composent des tensions alternatives de même fréquence, mais pouvant présenter un écart de phase quelconque.

En I, les deux tensions sont en phase. La résultante est en phase avec les tensions composantes et son amplitude est la somme des amplitudes.

En II, il s'agit de deux tensions égales, mais en stricte opposition de phase. Dans ce cas la résultante est nulle. Si les deux tensions n'étaient pas égales, la tension résultante serait en phase avec celle dont l'amplitude est la plus grande et son amplitude serait la différence entre celles des deux composantes.

Les noms par lesquels on désigne ce montage s'expliquent par le fait que la tension du point P est « flottante ». Elle

varie avec le déséquilibre. Le terme « à équilibrage automatique » s'explique également.

Mais le montage est-il réellement bien équilibré ?

Il est bien facile de démontrer qu'il ne peut pas en être ainsi. En effet, admettons que le fonctionnement soit absolument parfait, c'est-à-dire que les tensions d'attaque transmises aux grilles des tubes P1 et P2 soit rigoureusement égales et en exacte opposition de phase.

Dans cette hypothèse, on est ramené au graphique II, à la partie inférieure de la figure 11. Il en résulte obligatoirement que la tension alternative entre les extrémités des résistances R2 et R6 est nulle. Mais, dans ce cas, le tube D ne reçoit aucune tension de grille et il ne peut, par conséquent, exister aucune tension alternative

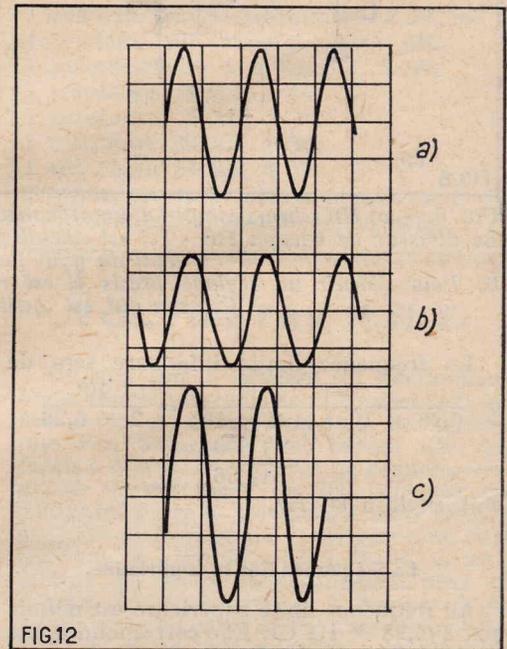


FIG. 12. — Il s'agit ici de deux tensions de même fréquence mais présentant un angle de phase quelconque. La résultante est encore une tension de même fréquence, sa position de phase peut être quelconque, mais son amplitude est comprise entre la somme et la différence des amplitudes des deux composantes.

entre les extrémités de la résistance R5... Ce qui est exactement en contradiction avec l'hypothèse de départ.

Le montage fonctionne.

Il est cependant facile de s'assurer que le montage fonctionne. En introduisant une tension alternative entre les bornes d'entrée, on constate très facilement qu'il apparaît une tension alternative entre les extrémités de R5 et, par conséquent, de R5.

Ce résultat ne peut s'expliquer que par deux hypothèses :

- a) Les tensions fournies par A et D ne sont pas exactement égales.
- b) Ces tensions ne sont pas en opposition de phase.

En réalité les deux hypothèses coexistent et l'on se trouve ainsi ramené dans le cas de la figure 12.

Les deux tubes du montage symétrique reçoivent ainsi des tensions qui ne sont ni égales, ni en opposition de phase. Une vérification oscillographique du fonctionnement permet de s'en assurer.

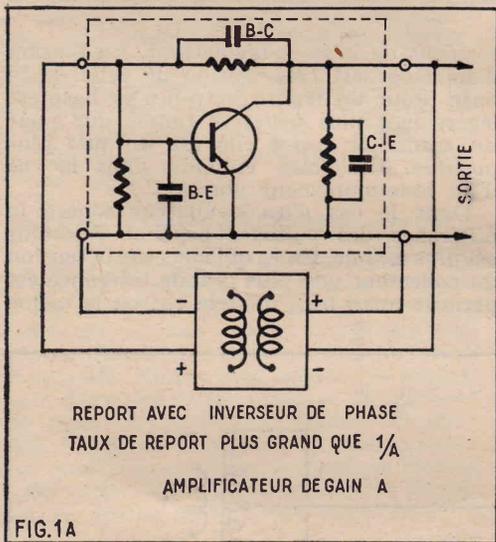
Le montage est effectivement à équilibrage automatique ; mais cette équilibrage n'est jamais parfait. Toute la question est (Suite page 37.)

LE DÉPANNAGE DE L'ÉTAGE CHANGEUR DE FRÉQUENCE DES POSTES A TRANSISTORS

Le dépannage de la partie changeuse de fréquence d'un poste à transistors pose de nouveaux problèmes aux techniciens. Tout d'abord beaucoup ne sont pas encore suffisamment familiarisés avec ces circuits. Ensuite il est assez difficile de déterminer si l'oscillateur local fonctionne. Enfin, très souvent, les récepteurs à transistors mettent en œuvre des pièces miniatures et des circuits imprimés ce qui accroît les difficultés de la recherche du dérangement. Nous nous proposons de donner quelques directives qui faciliteront le travail des dépanneurs en cette matière.

Schémas de base.

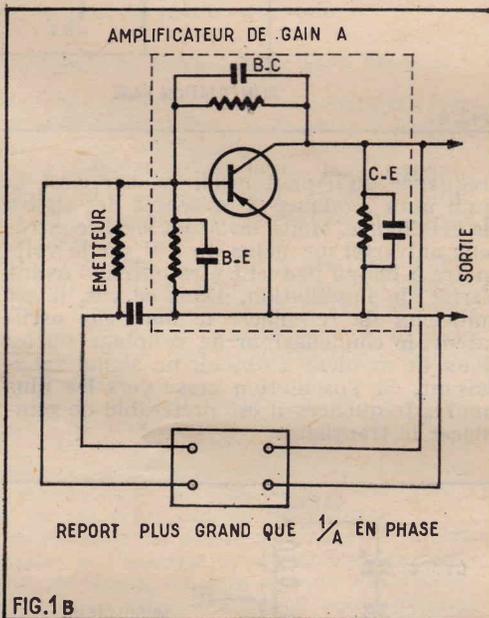
Du point de vue courant alternatif le circuit de base d'un oscillateur local à transistor offre de nombreuses analogies avec un oscillateur local utilisant une lampe. La figure 1 montre deux formes de ce circuit de base. Un oscillateur se compose toujours d'un amplificateur de gain A. Une partie du signal recueilli à la sortie est reporté à l'entrée. Le taux de ce report



teur (fig. 1b) il doit être en phase avec le signal de sortie.

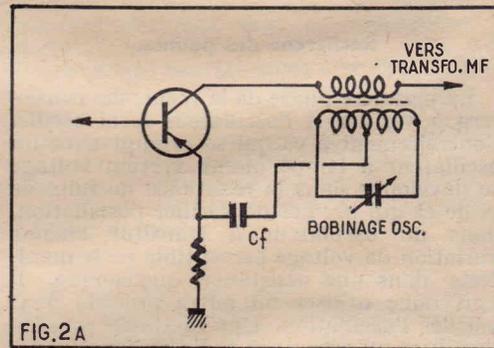
Le gain A d'un transistor est fonction de ses qualités et des courants que l'on peut appliquer à ses électrodes. Les courants dépendent de la tension d'alimentation et des résistances en série dans les circuits émetteur base et collecteur. Le transistor ayant les qualités requises et ces électrodes étant alimentées par des courants convenables. L'oscillation est déterminée par le circuit de report. Le type de transistor (n-p-n ou p-n-p) peut être négligé en considérant seulement l'action en courant alternatif. Les circuits sont similaires pour les deux types.

La figure 2a montre la constitution symbolique d'un oscillateur local réduit de manière à montrer seulement le fonctionnement en courant alternatif HF. La sortie du transistor amplificateur (collecteur) est



alimenté à travers l'enroulement d'entretien du bobinage oscillateur. L'énergie de sortie est transférée dans l'enroulement accordé par induction mutuelle. Cet enroulement est accordé par un condensateur variable et un noyau ajustable. Cette énergie est reportée sur l'émetteur par le condensateur Cf. Puisque la résistance d'émetteur n'est pas découplée à la masse le circuit agit comme un amplificateur à lampes du type « grille à la masse ». (L'émetteur fait partie du circuit de base ou circuit d'entrée.) Dans ce cas le report se fait en phase. La prise sur l'enroulement accordé fixe le taux de report.

La figure 2b illustre un oscillateur avec report sur la base. L'énergie de sortie sera transférée à l'enroulement accordé comme précédemment. L'énergie déphasée est appliquée à la base à travers le condensateur Cf (l'extrémité 3 est en opposition de phase par rapport à l'extrémité 1). Un découplage



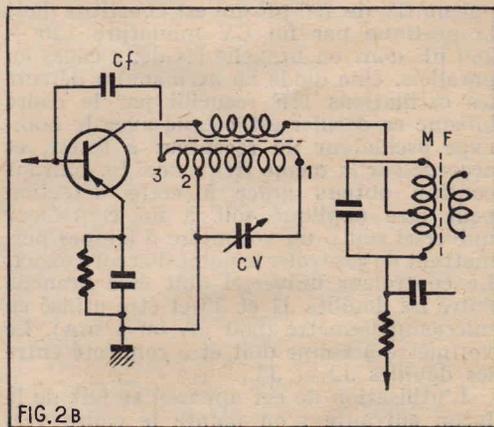
à la masse est nécessaire sur la résistance d'émetteur et un autre pour l'extrémité du primaire du transfo MF. Dans l'enroulement du transfo MF la capacité répartie fournit un passage au courant oscillant.

La figure 2c est similaire à la figure 2b, mais l'inversion de phase est obtenue par le branchement approprié de l'enroulement de couplage placée dans le circuit de base. Puisque le collecteur est alimenté en courant continu à travers le bobinage oscillateur un découplage est nécessaire entre le point froid de cet enroulement et la masse. La résistance d'émetteur doit aussi être découplée.

Des versions typiques de la figure 2 et que l'on rencontre fréquemment sur les récepteurs sont données aux figures 3, 4 et 5. Les figures 3 et 4 montrent des étages changeurs de fréquence où un seul transistor remplit les fonctions d'oscillateur et de mélangeur tandis que la figure 5 montre un circuit changeur de fréquence à oscillateur local séparé.

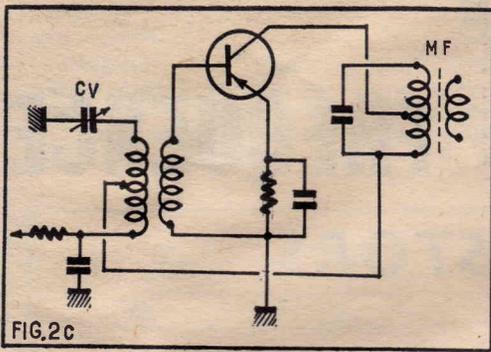
Le montage de la figure 3, qui est une variante du système à injection sur l'émetteur, est très populaire actuellement. Il suit de très près la figure 2a. La figure 4 utilise un report sur la base avec l'enroulement d'entretien en série avec la bobine d'adaptation d'impédance du cadre à ferrite.

Les convertisseurs à oscillateur local séparé sans détours. Sur la figure 5 une bobine de couplage dans le retour d'émetteur de l'étage mélangeur prend l'énergie de l'oscillateur.



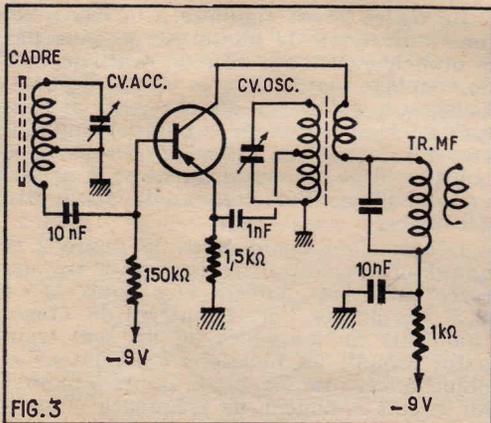
doit toujours être supérieur à $1/A$ comme dans les oscillateurs à lampe sinon chaque alternance du courant alternatif obtenu à la sortie sera plus petite que la précédente et finira donc par disparaître. On dit que l'oscillation n'est pas entretenue. En raison des basses résistances entre les électrodes d'un transistor. Le taux de report supérieur à $1/A$ doit être considérablement plus grand que dans le cas d'un oscillateur à lampe. (Nous avons représenté sur la figure 1 les résistances et les capacités inter-électrodes). Pour une lampe, en effet, ces résistances et capacité sont relativement inexistantes. Le report total doit être $1/A$ plus toutes les pertes.

Si le report se fait sur la base du transistor (fig. 1a) le dispositif de report doit inverser la phase comme le montre les signes de polarité. Si le report se fait sur l'émet-



Recherche des pannes.

La première phase de la recherche consistera à vérifier si l'oscillateur local oscille. Contrairement à ce qui se produit avec un oscillateur à lampe ou un certain voltage se développe dans la résistance de fuite de grille et qui permet de vérifier l'oscillation, dans un oscillateur à transistor aucune variation de voltage perceptible ne se manifeste dans une assistance quelconque. Il faut donc utiliser un autre procédé pour vérifier l'oscillation. Une méthode consiste à utiliser un récepteur radio en fonctionnement. Son antenne est placée près du transistor oscillateur dont on veut s'assurer du fonctionnement. Si ce récepteur est accordé sur une station entre 950 et 1 650 kHz et que l'on tourne le bouton du



CV du poste à transistors, un sifflement sera entendu si l'oscillateur local fonctionne. L'absence de sifflement signifie que l'oscillation n'a pas lieu.

Un autre procédé consiste dans l'utilisation d'un ondemètre simple qui peut être construit rapidement et très économiquement. Le schéma de ce petit appareil est donné à la figure 7 tandis que la figure 8 montre les détails de sa construction. Le cadre ferrite comporte 35 tours pour la gamme PO auxquels on ajoute 15 tours pour couvrir la gamme GO. Il est accordé par un CV de 400 pF qui est constitué dans la pratique par un CV miniature 120 + 280 pF dont on branche les deux cages en parallèle. Une diode au germanium détecte les oscillations HF recueillies par le cadre lorsque ce dernier est couplé avec le bobinage oscillateur du récepteur à tester, et accordé sur la même fréquence. Le courant continu obtenu grâce à cette détection peut être appliqué soit à un contrôleur universel soit à un voltmètre à lampes permettant de contrôler le point d'accord exact. Le contrôleur universel doit être branché entre les douilles J1 et J3 et être utilisé en microampèremètre (500 μ A ou 1 mA). Le voltmètre à lampe doit être connecté entre les douilles J2 et J3.

L'utilisation de cet appareil se fait de la façon suivante : on pointe le cadre vers

la bobine du circuit oscillateur qui est supposé suspect à une distance d'environ 7 cm. Ce cadre étant bien entendu commuté sur la même gamme que le récepteur on agit sur le CV et au moment de l'accord l'oscillation est révélée par la déviation de l'appareil de mesure. L'ampleur de l'oscillation est proportionnelle à l'indication de l'appareil de mesure, à la condition que le cadre soit toujours placé à la même distance de la bobine oscillatrice et que son orientation par rapport à cette bobine soit la même. Si l'on respecte cette condition on peut se faire une idée approximative de l'importance de l'oscillation produite par l'étage changeur de fréquence sur lequel on opère.

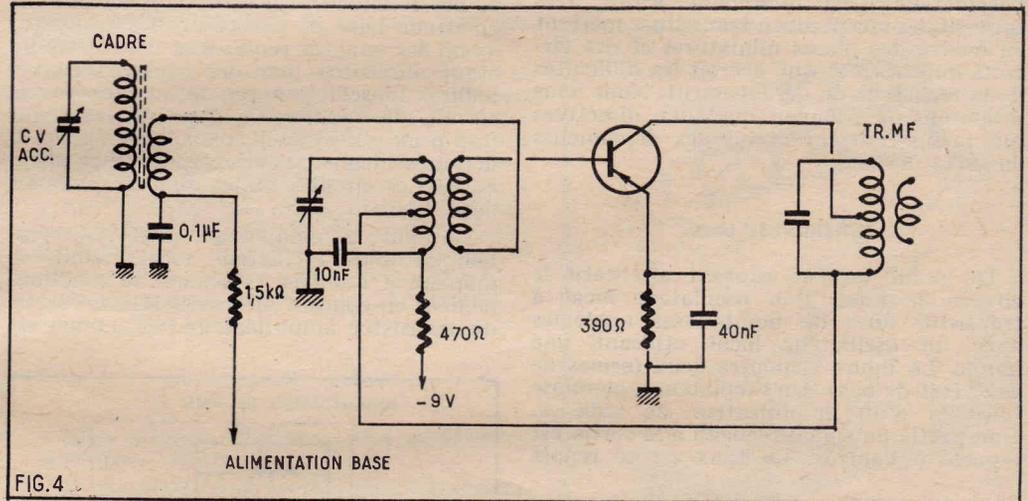
Environ 150 μ A peuvent être délivrés au contrôleur universel ou environ 2 V au voltmètre à lampe. On sonde de préférence un oscillateur à transistor sur la plus haute

Pannes dues à un gain insuffisant.

Si le gain A dont nous avons parlé au début devient trop faible du côté des hautes fréquences de la gamme couverte l'oscillateur peut cesser de fonctionner ou peut fournir un signal insuffisant qui ne permet pas d'obtenir un bon mélange avec le signal incident. Ces deux causes de panne peuvent être décelées par l'ondemètre que nous venons de décrire.

Le gain trop faible peut être dû à un mauvais transistor, à des tensions incorrectes ou à un organe défectueux.

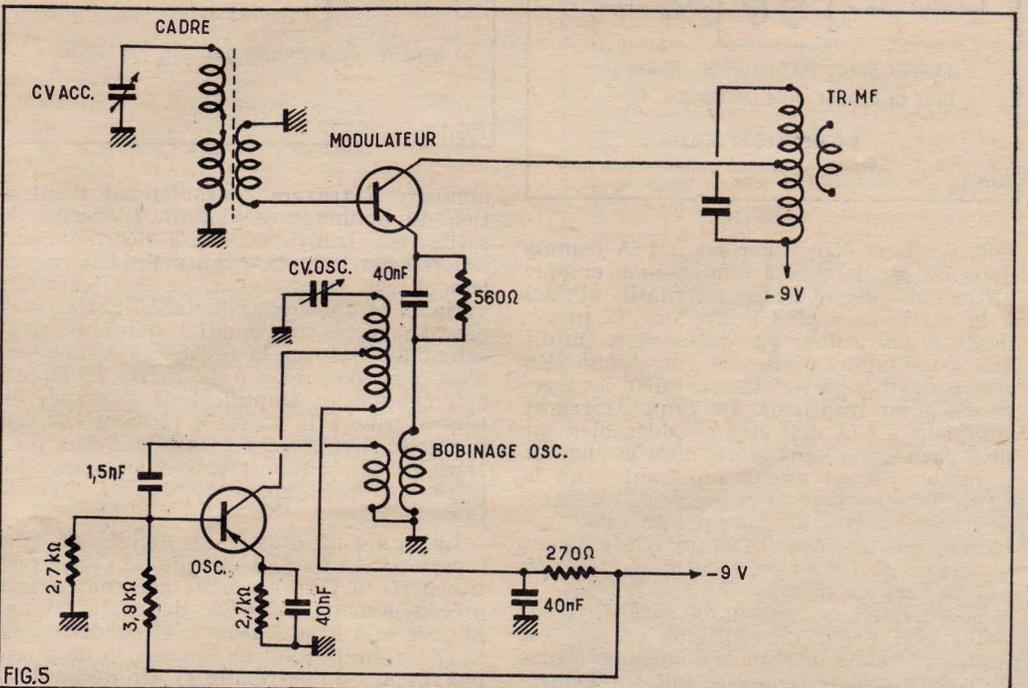
Il faut tout d'abord vérifier les tensions sur les différentes électrodes du transistor avec un voltmètre ayant une résistance relativement importante. Un voltmètre à lampe ou un contrôleur de 20 000 Ω par volt conviennent parfaitement pour cette mesure. On vérifiera particulièrement les



fréquence qu'il peut produire, car c'est là qu'il aura tendance à présenter des signes de défaillance. Moins de 50 μ A sur le contrôleur universel ou moins de 1 V sur le voltmètre à lampe peuvent être obtenus avant l'arrêt de l'oscillation. Dans ce cas, il est judicieux de remplacer le bobinage oscillateur, le condensateur de couplage ou les deux de manière à obtenir un signal satisfaisant. Si l'oscillation cesse vers les plus hautes fréquences il est préférable de remplacer le transistor.

tensions de base et d'émetteur. La tension d'émetteur est très voisine de celle de la base. Pour un transistor p-n-p la base est légèrement plus négative tandis que pour un transistor n-p-n elle est un peu plus positive. Ceci bien entendu dans le cas d'un fonctionnement normal.

Dans le cas d'un oscillateur séparé la différence des voltages base et émetteur est plus grande. En ce qui concerne la tension du collecteur une plus grande tolérance est permise aussi bien dans le cas où le même



transistor rempli les fonctions d'oscillateur et de mélangeur que dans celui où il est utilisé comme oscillateur séparé.

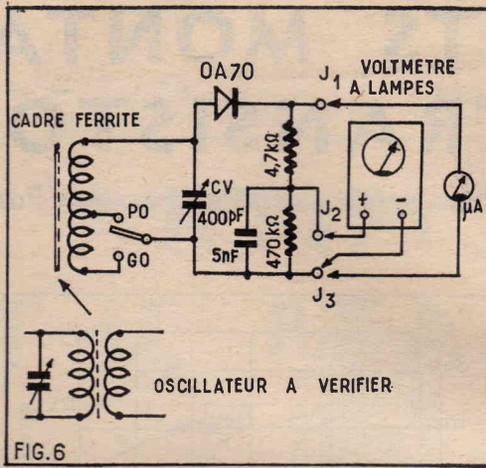
Une variation des caractéristiques du transistor due au vieillissement peut accroître cette différence assez critique entre les tensions de base et d'émetteur. Il peut alors être nécessaire de rajuster l'une de ces tensions ou même les deux à la fois. Il est plus aisé d'opérer sur l'émetteur. On shunte la résistance d'émetteur avec un potentiomètre monté en résistance variable et ayant une plus forte valeur que cette dernière. Par le réglage de ce potentiomètre on cherche à obtenir le fonctionnement de l'oscillateur. Le contrôle de l'oscillation se fait bien entendu à l'aide de l'ondemètre. On peut ainsi déterminer la résistance par laquelle il faut remplacer celle d'origine. Le remplacement définitif se fera par une résistance de valeur moindre que celle pour laquelle les oscillations réapparaissent. En effet un transistor oscillant doit avoir un gain plus grand que celui qui détermine la limite d'entretien des oscillations.

Voyons maintenant comment agir sur l'alimentation de la base. Généralement cette alimentation est obtenue par un pont de résistances : une allant au — du circuit d'alimentation et l'autre à la masse. Le remplacement de ces résistances peut être nécessaire. Dans ce cas les nouvelles résistances devront être à 5 % de tolérance. On pourra également ajuster la valeur de la tension de base en shuntant l'une ou l'autre des résistances du pont par d'autres de valeur plus élevées. Le fait de shunter la résistance allant à la masse réduit la tension appliquée à la base. Inversement en shuntant la résistance allant à la ligne — de l'alimentation on augmente cette tension.

Contrôle des condensateurs et bobinages.

Des condensateurs de découplage sont utilisés fréquemment dans un oscillateur local à transistor. Ils peuvent être vérifiés en les shuntant avec un autre condensateur de même valeur. L'ondemètre peut être placé près de l'oscillateur quand chaque condensateur est shunté de manière à vérifier si l'oscillateur reprend son fonctionnement normal.

On vérifie par un même procédé le condensateur de couplage du circuit de base et d'une façon générale tous ceux entrant dans la composition de l'étage changeur de fréquence. Si certains de ces condensateurs ont perdu une partie impor-



tante de leur capacité l'oscillateur local ne remplira pas son office.

La plupart des bobines dans un circuit oscillateur peuvent être vérifiées en mesurant les tensions. Si une vérification de leur résistance est nécessaire, il faut retirer les transistors de leur support pour éviter de les détériorer ou de fausser la mesure. Il faut s'assurer que le branchement de l'ohmmètre est bien en accord avec la polarité des condensateurs électrolytiques pouvant exister dans le circuit. Ceux-ci pouvant être détériorés si l'on inverse ce branchement.

Avec un ohmmètre on vérifiera également si les enroulements du cadre ou le transformateur MF ne sont pas coupés ou en court-circuit.

Une inversion de phase dans le circuit oscillateur ne peut être supposé que si une pièce a été changée ou a peut-être été essayée par quelqu'un auparavant. Il est nécessaire que la phase convenable soit maintenue lors du remplacement d'un organe quelconque. Pour cela, il suffit de bien respecter le sens de branchements des sorties du bobinage oscillateur. En dernier ressort, si les différents essais que nous avons indiqué n'ont donné aucun résultat on pourra toujours essayer d'inverser le branchement d'un des enroulements du bobinage oscillateur.

Le transistor.

Le remplacement du transistor peut ne pas être immédiatement nécessaire, on commence donc par les essais indiqués

précédemment à éliminer les autres causes de panne. L'essai d'un transistor à l'aide d'un transistormètre ne donne pas toujours une indication précise sur son fonctionnement en oscillateur car on ne peut mesurer la fréquence de coupure. D'autre part son amplification ne peut être déterminée avec une précision suffisante pour prévoir ses performances sur un type particulier d'oscillateur local. Il en résulte que le seul moyen d'essai pratique dans ce cas est le remplacement du transistor pendant le bon fonctionnement est certain. Dans ce cas, on aura intérêt de vérifier les tensions de base et d'émetteur pour le nouveau transistor et le cas échéant, de noter aux différences qu'on pourrait constater par rapport aux valeurs indiquées par le constructeur.

D'après *Radio Electronique*

LE MONTAGE « PARAPHASE OU « A TUBE DÉPHASEUR

(Suite de la page 34.)

de savoir si l'on s'approche suffisamment de la perfection. Et on pourrait chercher à savoir quelles sont les conditions à remplir pour que l'erreur d'équilibre soit aussi faible que possible.

Une étude complète nous montre qu'il faut que la résistance intérieure du tube D soit aussi faible que possible, et son coefficient d'amplification soit grand. Ces deux conditions, un peu contradictoires, se ramènent à une seule : il faut que le rapport K/e ou coefficient d'amplification/résistance intérieure soit au grand que possible. En d'autres termes, faut employer un tube amplificateur à grande pente.

Il faudrait aussi que la résistance intérieure soit très grande. Mais il existe une condition impérative qui détermine la valeur de R_2 , tout au moins dans le schéma de la figure 10. C'est en effet, la valeur de la tension de polarisation des deux tubes.

Il faudra nécessairement que les deux tubes admettent la même tension de polarisation.

Dans ces conditions on est amené à choisir deux tubes identiques et, encore plus simplement, un tube double triode.

Le tube ECC83 (ou 12AX7) convient parfaitement avec son coefficient d'amplification de 100, sa résistance intérieure de 62 500 Ω et sa pente de 2,2 mA par volt. Un des éléments triodes sera utilisé comme tube amplificateur (A) et l'autre comme tube déphaseur (D).

La dernière condition serait de prendre pour R_6 une valeur élevée. Mais là encore on est forcé de limiter, car l'augmentation de R_6 a pour conséquence une diminution de la tension anodique effective et du gain.

Conclusion.

Il sera impossible de s'approcher suffisamment près des conditions amenant un fonctionnement parfait. Les deux tubes P1 et P2 recevront des tensions qui ne seront ni exactement égales, ni exactement en opposition de phase.

Ainsi, on perdra nécessairement une partie des avantages que procure normalement l'adoption d'un étage de puissance symétrique.

Il nous faut donc pousser plus loin nos recherches pour la découverte d'un montage déphaseur idéal.

C'est précisément ce que nous ferons dans le mois prochain.

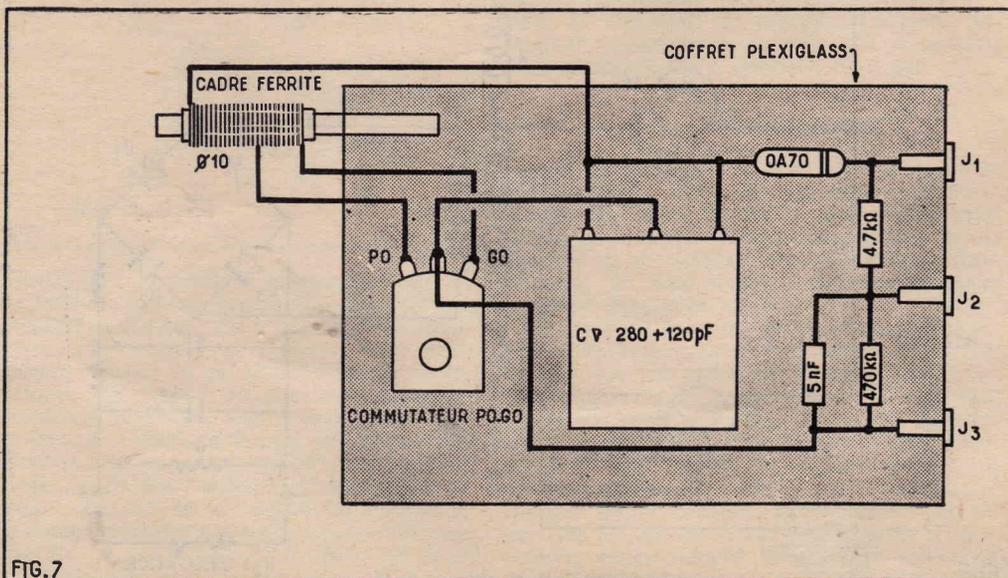


FIG. 7

PETITS MONTAGES A TRANSISTORS (1)

Par Jean ARMAND

CONVERTISSEUR STATIQUE 80 W.

Le montage que nous allons décrire fournit une puissance nominale de 80 W. La conversion consiste dans l'obtention de 430 V continu sous 80 W à partir d'une tension d'alimentation continue de 24 V, avec un rendement de 80 %.

On peut déterminer le courant de l'alimentation d'entrée d'après la puissance d'entrée P_e déduite du rendement. On a en effet :

$$P_e = \frac{80}{0,8} = 100 \text{ W,}$$

et comme la tension d'entrée est de 24 V, le courant d'alimentation est évidemment :

$$I_e = \frac{100}{24} = 4,16 \text{ A,}$$

pour une utilisation de 80 W.

Le courant maximum de sortie est alors :

$$I_s = \frac{80}{430} = 0,186 \text{ A} = 186 \text{ mA.}$$

La puissance de sortie est évidemment variable et dépend de la résistance de l'utilisation.

A pleine puissance de 80 W cette résistance est minimum, sa valeur étant :

$$R_s = \frac{430}{0,186} = 2\,300 \, \Omega.$$

Cette valeur est utile à connaître car, pour la mise au point et les mesures, on pourra connecter une résistance R_s de 2 300 Ω , 80 W aux bornes de laquelle on devra trouver une tension de 430 V, le courant la traversant étant de 186 mA.

Le principe de fonctionnement est basé sur l'alimentation sur 24 V de deux transistors constituant un oscillateur dissymétrique engendrant un signal périodique non sinusoïdal.

Ce signal est élevé, en tension, à l'aide d'un transformateur, redressé et filtré, ce qui donne finalement le signal continu indiqué plus haut.

La fréquence du signal périodique est de l'ordre de 400 Hz. Lorsque le signal continu de sortie est obtenu à l'aide du redressement et du système de filtrage prévu, il reste une tension alternative d'ondulation de 1 %, c'est-à-dire de 4,3 V lorsque la tension de sortie est de 430 V.

Les valeurs limites d'utilisation à 25° C sont :

Puissance utile : 100 W.

Tension d'alimentation : 25 V.

Température de fonctionnement, démarrage en charge : - 55° C à + 60° C.

Les valeurs limites indiquées correspondent au cas du montage des transistors sur ailettes en cuivre rouge 80 x 80 x 2 mm.

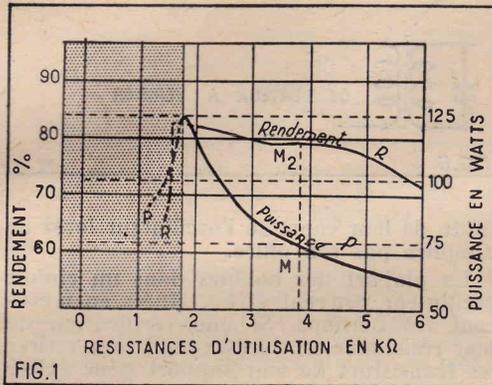
La dissipation de chaleur est alors plus rapide ce qui permet une plus grande puissance.

Variation de la puissance et du rendement.

Les deux courbes de la figure 1 permettent de déterminer graphiquement la puissance ou le rendement en fonction de la résistance d'utilisation, cette dernière étant égale, comme on l'a vu plus haut à :

$$R_s = \frac{E_s}{I_s}$$

(1) Voir les nos 158 et suivant de *Radio-Plans*.



Comme, d'autre part, la puissance de sortie est égale à :

$$P_s = E_s \cdot I_s$$

il est possible de calculer E_s et I_s , on a :

$$E_s = \sqrt{P_s \cdot R_s}$$

$$I_s = \sqrt{\frac{P_s}{R_s}}$$

Exemple numérique.

On désire obtenir à la sortie une tension de 400 V sous une puissance de 75 W. Quel sera le courant obtenu ?

En se reportant à la courbe P de la figure 1 on marque le point M_1 qui indique que la résistance d'utilisation est de 3 800 Ω environ, d'où :

$$I_s = E_s / R_s = 400 / 3\,800 = 0,105 \text{ A}$$

ou $I_s = 105 \text{ mA.}$

En tenant compte de la courbe R on constate que le rendement est indiqué par le point M_2 correspondant à environ 78 %.

Si la tension d'alimentation d'entrée est de 24 V, la puissance d'entrée est :

$$P_e = \frac{75}{0,78} = 96 \text{ W}$$

et le courant que la batterie de 24 V devra débiter sera $96/24 = 4 \text{ A.}$

Le schéma du convertisseur.

La figure 2 donne le schéma complet du convertisseur qui a été proposé par COSEM (Compagnie Générale des Semi-Conducteurs) et utilise des transistors de cette marque.

L'examen du schéma indique qu'il comprend plusieurs parties :

a) La batterie d'alimentation avec l'interrupteur et le fusible;

b) L'oscillateur à deux transistors TR1 et TR2 avec le bobinage d'oscillation constitué par le primaire du transformateur oscillateur TO;

c) L'élévateur de tension constitué par le transformateur TO grâce au secondaire S à grand nombre de spires;

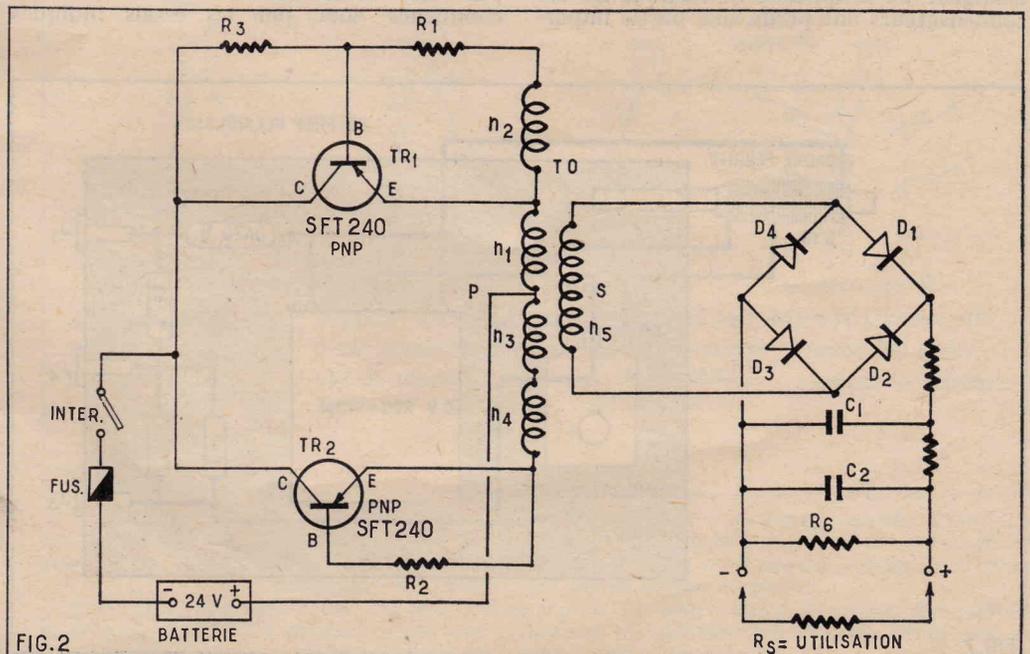
d) Un système redresseur en pont à quatre diodes D_1 à D_4 ;

e) Un système de filtrage avec résistance « en tête » R_4 , cellule C_1 , R_5 , C_2 et résistance shunt, en permanence, R_6 , destinée à réguler dans une certaine mesure le débit et à éviter le fonctionnement du convertisseur sans charge.

Sur le schéma on a indiqué aussi la résistance d'utilisation, c'est-à-dire l'appareil à alimenter, comme nous l'avons expliqué plus haut.

Le fonctionnement de l'oscillateur est obtenu par le démarrage des oscillations dû à une dissymétrie créée entre les deux transistors : TR1 est légèrement polarisé par la résistance R_3 .

Lorsqu'un transistor est bloqué, la tension entre collecteur et émetteur est égale, au minimum, à deux fois la tension batterie. Elle peut atteindre 2,3 fois la tension batterie au début du blocage, ce qui oblige à choisir des transistors pouvant supporter de telles tensions. On a adopté les types SFT240 qui répondent parfaitement aux exigences indiquées.

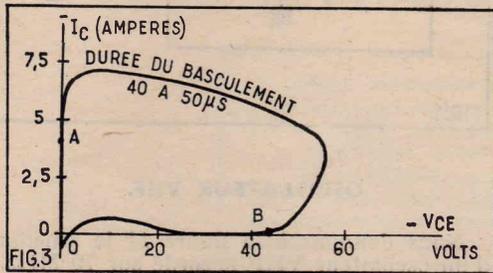


Il est intéressant de connaître la variation de tension ou de courant des électrodes des transistors au cours d'un cycle de fonctionnement.

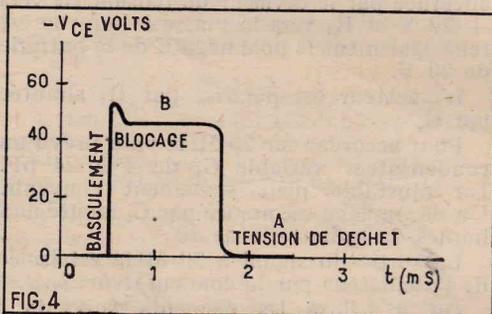
Pour un transistor déterminé chaque période se décompose en deux : le temps de blocage et celui de conduction. Les figures 3 à 7 indiquent ces variations.

Figure 3 : variation de I_c (courant collecteur) en fonction de la tension V_{ce} entre collecteur et émetteur.

En partant du point O on voit que le courant de collecteur augmente brusquement pendant que $-V_{ce}$ reste nulle. Lorsque $-I_c$ a atteint 6 A environ, $-V_{ce}$



commence à croître, tandis que $-I_c$ atteint le maximum et décroît lentement pendant 40 à 50 μ s, alors que $-V_{ce}$ augmente de 0 à environ 50 V. Ensuite, $-I_c$ décroît rapidement, tandis que $-V_{ce}$ croît et décroît rapidement. On parvient ainsi au point B. $-I_c$ est nul et $-V_{ce}$ décroît de 50 V à 20 V environ. $-I_c$ prend naissance lentement tandis que $-V_{ce}$ décroît jusqu'à zéro. Un peu avant, $-I_c$ prend une faible valeur de sens opposé et le cycle recommence.



La forme des tensions et des courants en fonction du temps est indiquée pour les figures suivantes :

Figure 4 : $-V_{ce}$ augmente brusquement pendant le basculement, il y a une surtension et ensuite un palier. Une brusque diminution de $-V_{ce}$ amène cette tension à zéro et commence la période de conduction A.

Figure 5 : V_{be} suit à peu près la même loi que $-V_{ce}$, mais pendant le temps A, V_{be} passe par des légères valeurs négatives de $-0,8$ V environ.

Figure 6 : courant collecteur. $-I_{ce}$ tombe brusquement à zéro pendant la durée du blocage (B) et remonte progressivement pendant celle de conduction (A).

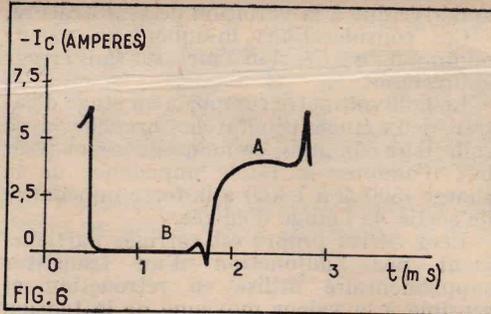
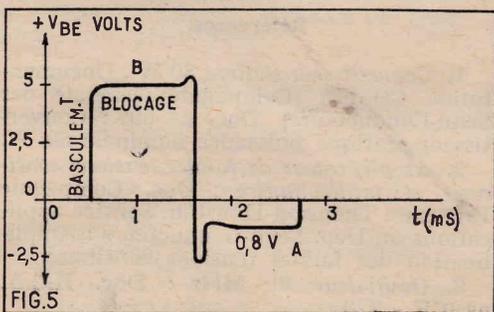
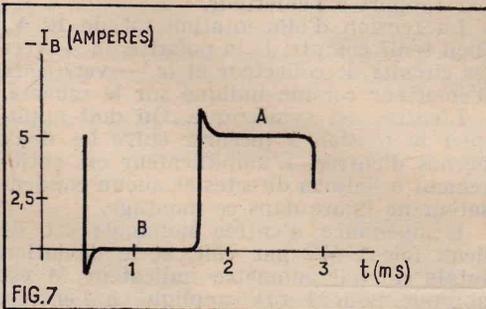


Figure 7 : le courant de base est rectangulaire avec de légères surtensions au début de chaque période partielle. La durée de la période totale se déduit de ces figures. Elle est de 2,7 ms environ. La fréquence correspondante est alors :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0,0027} = 370 \text{ Hz}$$



Valeur des éléments.

Il y a peu de matériel dans ce convertisseur dont l'organe le plus important en volume est l'oscillateur-transformateur.

Les tableaux ci-après donnent les valeurs des résistances et des condensateurs.

Tableau I résistances.

R_1	= 10 Ω , 4 W, tolérance ± 10 %.
R_2	= 10 Ω , 4 W, tolérance ± 10 %.
R_3	= 560 Ω , 2 W, tolérance ± 10 %.
R_4	= 22 Ω , 2 W, tolérance ± 10 %.
R_5	= 22 Ω , 2 W, tolérance ± 10 %.
R_6	= 470 k Ω , 2 W, tolérance ± 20 %.

Tableau II condensateurs et diodes.

C_1 = 0,1 μ F, tension service, 630 V papier.
 C_2 = 2 μ F, tension service, 630 V papier.
 C_3, D_1 à D_4 = SFR 155, type B.

Les transistors sont des SFT 240.
 On réalisera le transformateur TO sur un circuit magnétique en tôles *rectimphy*, profil U210 des Acieries d'Imphy, épaisseur 0,1 mm ; montage enchevêtré en circuit cuirassé de 15 mm d'épaisseur, section du noyau 2,7 cm².

Les enroulements ont les caractéristiques suivantes :

N_1, N_3 = 32 spires, fil émail de 1,5 mm de diamètre. Bobiner N_1 et N_3 simultanément avec deux fils en main,

N_2, N_4 = 7 spires, fil émail de 0,45 mm de diamètre. Les deux enroulements sont bobinés en une seule couche à spires uniformément réparties.

N_5 = 620 spires, fil émail de 0,45 mm.

Les enroulements sont disposés comme l'indique la figure 8 qui représente une vue en coupe du transformateur.

Quelques utilisations.

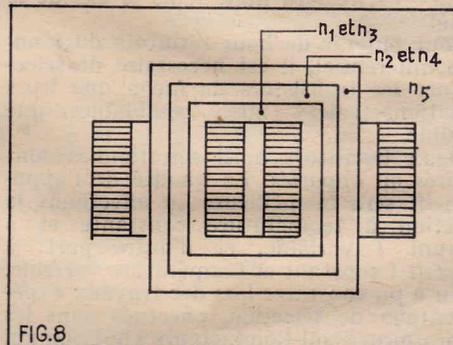
Le montage décrit peut être utilisé pour alimenter de nombreux appareils électroniques dont la haute tension est au maximum de 430 V et la consommation de 80 W au plus.

La plupart des filaments sont alimentés généralement sur 6,3 ou 12,6 V. Il est donc

possible de le monter en série de manière à atteindre les 24 V disponibles, par exemple quatre filaments de 6,3 V ou deux de 12,6 V.

Les téléviseurs actuels à lampes consomment une puissance de l'ordre de 80 W à la haute tension et il en est de même dans de nombreux amplificateurs BF.

Le problème qui peut se poser est celui de la tension qui peut être plus élevée que



celle nécessitée par l'appareil à alimenter représenté par R_s sur la figure 2.

La réduction de la HT fournie peut s'effectuer en diminuant la valeur de R_3 en augmentant celles de R_4 et R_5 (d'où meilleure filtrage) ou en ajoutant encore un filtre composé d'une résistance série et d'un condensateur parallèle, ce dernier de 2 μ F.

En tout cas, il ne faut pas que la puissance fournie par le convertisseur soit supérieure à la valeur limite.

Si l'on diminue R_3 , cela équivaut à monter en shunt sur R_3 et R_5 une résistance d'appoint qui doit être considérée, au point de vue de la consommation, comme faisant partie de l'utilisation et non du convertisseur.

On notera la valeur relativement faible des condensateurs de filtrage C_1 et C_2 . Cela est dû au fait que la fréquence du signal à redresser est de l'ordre de huit fois environ celle du secteur, d'où filtrage huit fois plus efficace pour une même valeur de C, autrement dit, 2 μ F à 400 Hz valent aussi bien que 16 μ F à 50 Hz.

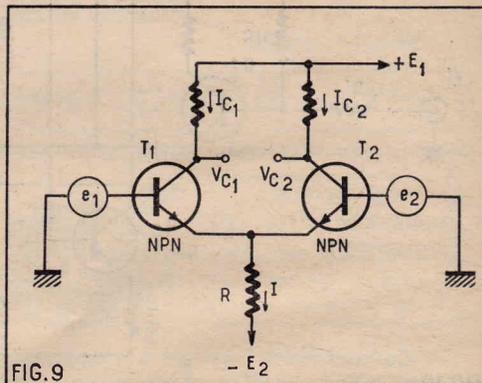
AMPLIFICATION

DES FAIBLES TENSIONS CONTINUES.

L'amplification de tensions inférieures à 1 mV et de courants inférieurs à 10 μ A devient délicate en raison de la variation des caractéristiques des transistors en fonction de la température ambiante, lorsqu'il s'agit de transmettre la fréquence $f = 0$, c'est-à-dire le continu.

L'amplificateur qui sera décrit utilise des transistors au silicium, fabriqués en France par Thomson. C'est un montage différentiel, montage essentiellement efficace pour réduire considérablement les dérives des caractéristiques.

La figure 9 montre un montage simple d'amplificateur différentiel utilisant deux transistors couplés par les émetteurs.



Si la symétrie était parfaite, la différence $V_{e1} - V_{e2}$ resterait nulle. Dans le cas de non symétrie, la différence indiquée est proportionnelle à la différence $e_1 - e_2$.

S'il y a variation des caractéristiques, celle-ci se répercute sur la différence $V_{e1} - V_{e2}$, mais si dans les deux transistors, la variation des caractéristiques en fonction de la température est la même, la différence $V_{e1} - V_{e2}$ restera nulle dans le cas de la symétrie.

Pour obtenir de bons résultats du montage différentiel, il est nécessaire de sélectionner les transistors de façon que leurs variations soient aussi semblables que possible.

Deux transistors ainsi sélectionnés sont *appariés* ou *appariés*. La qualité de l'appariement sera la meilleure en effectuant la sélection à température constante et à courant I variable, et d'autre part, à courant I constant et température variable.

On a pu constater lors des travaux expérimentaux de sélection, effectués dans les laboratoires Semi-Conducteurs Thomson qui ont étudié ce montage, que la deuxième clause de sélection en vue de l'appariement, la plus rigoureuse est difficile à mettre en œuvre et demande des travaux de longue durée.

Il faut aussi prendre des précautions lors du montage de l'amplificateur dans une enceinte de cuivre ou d'aluminium assurant l'isothermie des transistors. Il convient, en particulier, que le gradient thermique qui s'établit le long des conducteurs d'entrée ou de sortie des transistors n'influe pas sur la température de jonction.

Le montage de la figure 9 a été amélioré avec l'adjonction d'un transistor supplémentaire pour injection de courant et par des résistances effectuant une contre-réaction. Finalement on a abouti au montage de la figure 10 qui représente un millivoltmètre basé sur le principe exposé.

MILLIVOLTMÈTRE.

Cet appareil possède d'excellentes performances. Dans la gamme des températures s'étendant de 20 à 55° C, la dérive ramenée à l'entrée et due au premier étage, peut être de l'ordre, ou inférieure, à 5 μ V par degré centigrade.

Au point de vue de la précision des mesures, ceci signifie que la tension à mesurer, appliquée à l'entrée peut être considérée comme ayant subi une variation de l'ordre de 5 μ V par degré centigrade en raison de

la dérive due à la variation de température.

Ces considérations indiquent la valeur minimum de la tension à mesurer sans erreur appréciable.

Le millivoltmètre comporte un étage d'entrée, deux étages séparateurs branchés avec collecteur commun, ce montage ayant pour but d'adapter la faible impédance de la charge (500 Ω à 1 k Ω) à la forte impédance de sortie de l'étage d'entrée.

Leur dérive propre est corrigée partiellement par l'adjonction d'un transistor supplémentaire utilisé en rétroaction et sensible à la valeur moyenne de la tension de sortie.

Analyse du schéma.

Pour les transistors utilisés dans ce montage, Q_1 à Q_8 sont du type 2N338 Thomson. Ce sont des transistors au silicium NPN (flèche de l'émetteur vers l'extérieur) se montant avec le collecteur positif par rapport à l'émetteur.

La tension d'alimentation est de 12 V. Bien tenir compte de la polarité, le + vers les circuits de collecteur et le - vers ceux d'émetteur comme indiqué sur le schéma.

L'entrée est symétrique. On doit appliquer la tension à mesurer entre les deux bornes d'entrée. L'amplificateur est entièrement à liaisons directes et aucun condensateur ne figure dans ce montage.

L'impédance d'entrée nominale est de deux fois 1 M Ω par volt, et la déviation totale du galvanomètre indicateur M est obtenue pour 1 mV appliqué à l'entrée. La dérive thermique est inférieure à 5 μ V par degré centigrade.

Supposons qu'il y ait une variation de tension de 10° C, ce qui correspondrait à une dérive de 50 μ V. Si à l'entrée la tension est de 1 mV, l'erreur relative due à la dérive est inférieure à 50/1 000 = 0,05 soit 5 %.

Comme indicateur de sortie, on recommande le galvanomètre à grande déviation angulaire *Delors* 100 μ A - 470 Ω .

La mise au point de l'appareil consiste à appliquer 1 mV à l'entrée et obtenir la déviation totale de 100 mA du galvanomètre en agissant sur la résistance variable de 100 k Ω . Préalablement, on effectuera le réglage de zéro en reliant les deux entrées à la masse et en réglant le potentiomètre de 50 Ω de façon que le galvanomètre soit au zéro.

Cet appareil millivoltmètre est destiné aux techniciens très avertis.

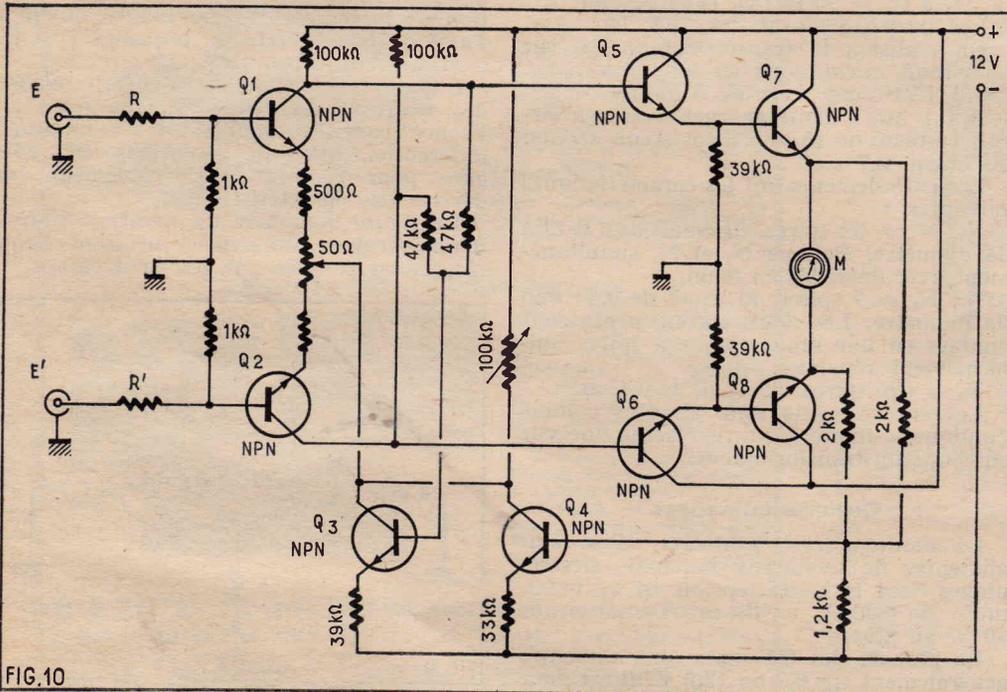


FIG.10

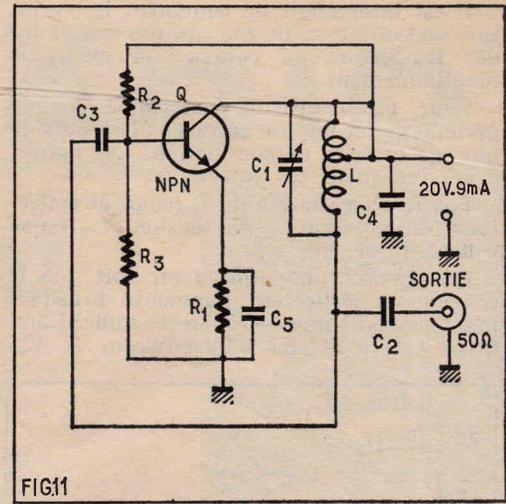


FIG.11

OSCILLATEUR VHF.

Nous donnons à la figure 11 le schéma d'un oscillateur VHF accordé sur 70 MHz.

Ce montage fournit une puissance de 50 mW avec un transistor R.C.A. type 2N1491.

L'alimentation exige une tension de 20 V, le courant débité par la batterie étant de 9 mA.

On a utilisé un transistor au silicium. Pour obtenir l'oscillation on a adopté un circuit Hartley, la bobine L étant à prise, reliée au + 20 V et les extrémités reliées au collecteur, et par l'intermédiaire de C_3 à la base.

La polarisation de cette électrode est effectuée par le diviseur de tension R_2 vers + 20 V et R_3 vers la masse à laquelle est relié également le pôle négatif de la batterie de 20 V.

L'émetteur est polarisé par R_1 shuntée par C_5 .

Pour accorder sur 70 MHz on a prévu un condensateur variable C_1 de 4 à 24 pF. Un ajustable peut également convenir. Un découplage est assuré par C_4 monté aux bornes de la batterie de 20 V.

La sortie du signal à 70 MHz est isolée de l'oscillateur par le condensateur C_2 .

On a utilisé les éléments suivants : $R_1 = 200 \Omega$, $R_2 = 9\ 100 \Omega$, $R_3 = 1\ 500 \Omega$, $C_1 = 4$ à 24 pF variable ou ajustable, qualité pour 70 MHz, $C_2 = 12$ pF, $C_3 = 15$ pF, $C_4 = C_5 = 10\ 000$ pF, tous au mica ou céramique prévus pour 70 MHz ou plus.

La bobine L comprend trois spires fil de cuivre nu de 1 mm de diamètre avec prise à deux spires à partir de l'extrémité opposée au collecteur.

Le diamètre de la bobine, bobinée sur air, est de 17 mm environ. On ajustera la self-induction de L en faisant varier sa longueur.

Pour obtenir plus de puissance on pourra remplacer dans ce montage le transistor indiqué par le transistor 2N1492 ou 2N1493, tous deux R.C.A. au silicium et NPN. Rien ne sera à modifier dans le schéma donné.

Références.

1. *Convertisseur statique 80 W* : Documentation COSEM (Compagnie Générale des Semi-Conducteurs). Doc. n° 601 : Convertisseur statique puissance nominale 80 W.
2. *Amplificateur de faibles tensions continues et millivoltmètre* : Doc. Compagnie Française Thomson-Houston, Service applications du Dép. Semi-Conducteurs : Amplification des faibles tensions continues.
3. *Oscillateur 70 MHz* : Doc. R.C.A. n° ICE - 228.

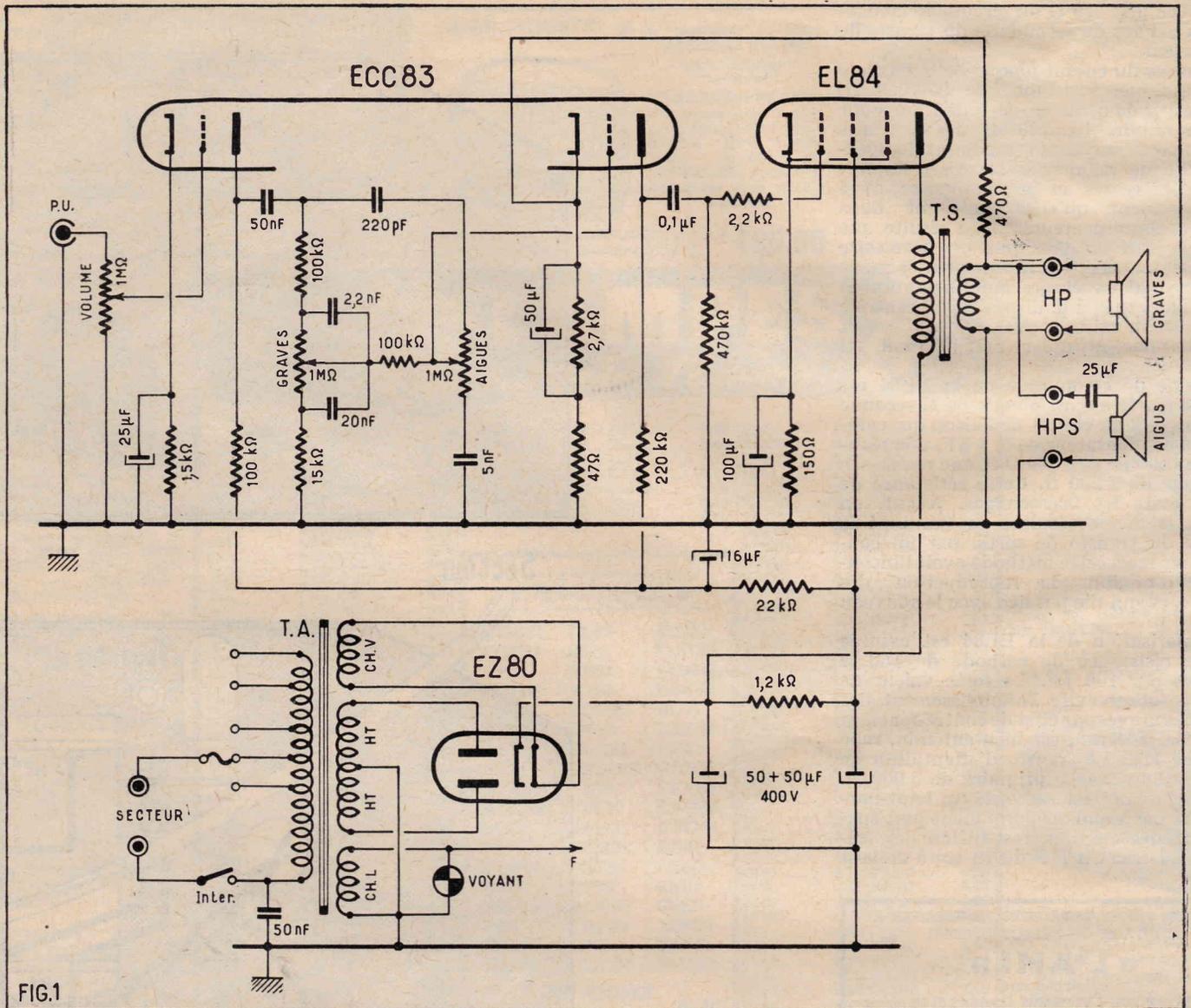


FIG.1

ÉLECTROPHONE A 4 VITESSES

Cet électrophone portable moderne a été étudié en vue d'obtenir par des moyens simples, une excellente musicalité correspondant aux possibilités des enregistrements actuels. La recherche de la simplicité a été dictée tout d'abord par des questions de prix de revient, il s'agissait de faire un appareil économique. De plus, en raison de la formule portable adoptée, il fallait réduire le plus possible le poids et l'encombrement.

Le schéma (fig. 1).

L'amplificateur est équipé par deux tubes: une double triode ECC83 et une pentode de puissance EL84.

La première triode ECC83 est utilisée pour un premier étage d'amplification en tension. Sa grille de commande est attaquée par le bras de pick-up par l'intermédiaire d'un potentiomètre de volume de 1 MΩ. Une résistance de 1 400 Ω découplée par 25 μF et placée entre cathode et masse assure la polarisation. La charge du circuit plaque est une résistance de 100 000 Ω.

La seconde triode ECC83 équipe un deuxième étage amplificateur de tension. La liaison entre sa grille de commande et le circuit plaque de l'étage précédent se fait par un condensateur de 50 nF, qui évite de porter l'électrode de commande à la tension positive relativement élevée qui existe sur la plaque de l'autre triode. Faisant suite à ce condensateur, nous trouvons un dispositif de dosage des « graves » et des « aigus ». Ce dispositif dont la forme est devenue familière aux amateurs est constitué par deux branches allant de la sortie du condensateur de liaison à la masse. La branche « Graves » comprend une résistance de 100 000 Ω, un potentiomètre de 1 MΩ et une résistance de 15 000 Ω. Les deux portions du potentiomètre situées de part et d'autre du curseur sont shuntées par des condensateurs : un de 2,2 nF du côté de la 100 000 Ω et un de 20 nF du côté de la 15 000 Ω. On comprend que ces condensateurs évitent le passage des courants de fréquence élevée dans le potentiomètre. De cette façon seules les fréquences musi-

cales que l'on groupe sous la dénomination « Graves » seront transmises par ce réseau. Leur amplitude pourra être réglée selon position du curseur du potentiomètre.

La branche « Aigus » comprend un condensateur de 200 pF, un potentiomètre 1 MΩ et un condensateur de 5 nF. La présence des condensateurs fait que seuls les courants dont la fréquence est comprise dans la bande « aigus » peuvent parcourir le potentiomètre. Là encore, le réglage du curseur permet de doser leur amplitude.

Le curseur du potentiomètre « Aigus » est relié directement à la grille de la seconde triode. Pour celui du potentiomètre « Graves », cette liaison s'effectue à travers une résistance de 100 000 Ω. La présence de cette résistance est nécessaire pour éviter que le réglage d'un potentiomètre agisse sur la transmission de l'autre branche.

La seconde triode ECC83 est polarisée par une résistance de cathode de 270 Ω découplée par un condensateur de 50 μF. Entre la base de cette résistance et la masse est insérée une autre de 47 Ω. Cette 4

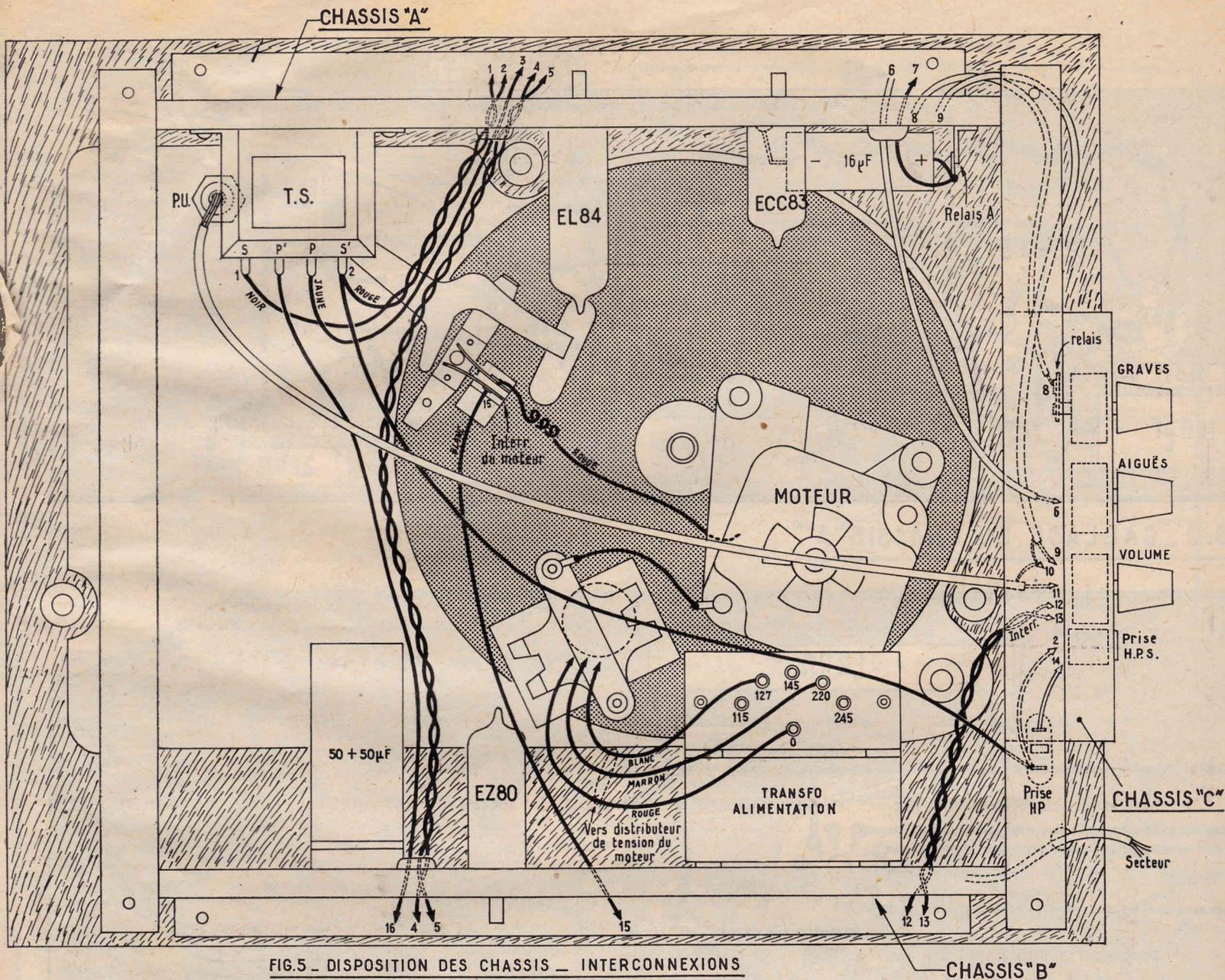


FIG.5 - DISPOSITION DES CHASSIS - INTERCONNEXIONS

masse on soude un condensateur de 50 nF. Avec du fil de câblage isolé on réunit les cosses « CH.V » du transfo d'alimentation aux broches 4 et 5 du support EZ80. De la même façon on relie les cosses extrêmes de l'enroulement HT aux broches 1 et 7 du support de valve. La broche 3 est connectée à la cosse isolée du relais F.

On passe ensuite au châssis C sur lequel on monte les trois potentiomètres dont celui de volume à interrupteur et la prise HPS. Sur le boîtier du potentiomètre « Graves » on soude le relais H.

On relie une douille de la plaquette HPS et une cosse extrême du potentiomètre de volume à la cosse du boîtier qui constitue un point de masse (X). Entre une cosse extrême du potentiomètre « Aiguës » et cette cosse X on soude un condensateur de 5 nF. Entre l'autre cosse extrême et la cosse a du relais H on place un condensateur de 220 pF. Entre le curseur de ce potentiomètre et celui du potentiomètre « graves » on soude une résistance de 100 000 Ω. Sur le potentiomètre « Graves », on soude un condensateur de 20 nF entre le curseur et l'extrémité a, un de 2,2 nF, entre le curseur et l'extrémité b, une résistance de 15 000 Ω entre l'extrémité a et la patte du relais H, une de 100 000 Ω entre l'extrémité b et la cosse a du relais H.

Les châssis étant câblés on les monte ensemble pour obtenir la disposition représentée sur la figure 5. Ensuite on établit les connexions qui les relient électriquement.

Avec du fil isolé on relie la broche 4 du support EL84 (châssis A) à la seconde cosse « CH.L » du transfo d'alimentation (châssis B). La broche 9 du support EL84 à la cosse isolée du relais G, cosse P' du transfo de HP à la broche 3 du support EZ80.

Avec du fil blindé on relie : la broche 7 du support ECC83 au curseur du potentiomètre de volume, la cosse a du relais E à la cosse a du relais H, la broche 2 du support ECC83 au curseur du potentiomètre « Aiguës ». Les gaines de tous ces fils sont reliées à la masse comme il est indiqué par les plans.

Par une torsade de fil de câblage on relie l'interrupteur du potentiomètre de volume à la cosse secteur du transfo d'alimentation qui a déjà reçu un condensateur de 50 nF et à la cosse relais r. La seconde douille de la prise HPS est connectée à la cosse S' du transfo de sortie. On soude le cordon d'alimentation entre la cosse r et la seconde cosse secteur du transfo d'alimentation.

On fixe tout l'ensemble ainsi câblé sous le panneau intérieur de la mallette, la platine tourne-disque étant placée sur le dessus de ce panneau. On établit alors les liaisons entre l'amplificateur et la platine.

Le fil blindé du bras du pick-up est soudé sur la seconde extrémité du potentiomètre de volume, sa gaine est soudée à la masse sur la cosse X.

On établit les connexions entre le répartiteur de tension du transfo d'alimentation

et celui du moteur de la platine tourne-disque comme il est indiqué sur la figure 5. Le contact 15 de l'interrupteur moteur est relié à une des cosses « secteur » du transfo d'alimentation. On câble le voyant lumineux au secondaire « CH.L » du transfo d'alimentation.

Les HP sont montés dans le couvercle de la mallette. La bobine mobile du HP « grave » est branchée par un cordon souple à la prise HP du châssis C. Pour le HP « aiguës » on relie une extrémité de sa bobine mobile à une extrémité de celle du HP « graves ». On soude un condensateur de 25 µF entre l'autre extrémité de la bobine mobile du HP « aiguës » et l'autre extrémité de celle du HP « graves ».

Mise au point.

Ce montage ne nécessite aucun réglage, les valeurs des éléments ayant été déterminées très minutieusement. Toutefois, comme c'est toujours le cas sur un montage doté d'une contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie, il est possible qu'un accrochage se manifeste au départ. Ce phénomène est dû alors à un sens incorrect de ce circuit et il suffit pour le faire cesser d'inverser les fils qui sont soudés sur la patte de fixation et la cosse b du relais D.

A. BARAT.