

# l'évolution du push-pull

par E. GENNE

Le montage push-pull appelé aussi quelques fois montage symétrique ou encore en opposition, a subi de nombreuses transformations, depuis l'énoncé de son principe, en 1910, par H. Gerdién pour arriver aux montages à transistors actuels. Nous allons tenter de dégager les grandes lignes de cette évolution et d'étudier avec quelques détails les formes actuelles.

## Principe du push-pull parallèle

La figure 1 montre la forme d'un push-pull parallèle à lampes triode. Le transformateur  $T_1$  est le transformateur d'entrée. Son secondaire, dont les extrémités attaquent la grille de commande des lampes  $L_1$  et  $L_2$  est à prise médiane. Entre cette prise médiane et la cathode des lampes est disposée une source de polarisation. Le transformateur  $T_2$  est le transformateur de sortie. Chaque extrémité est reliée à l'anode d'une lampe et la source d'alimentation HT est branchée entre la cathode des lampes et le point milieu du primaire du transfo  $T_2$ . On peut faire immédiatement une constatation : les deux lampes sont alimentées en parallèle par la source HT ce qui justifie l'appellation push pull parallèle.

Rappelons brièvement le fonctionnement du point de vue alternatif et pour cela supposons qu'un signal BF sinusoïdal soit appliqué au primaire de  $T_1$ . Une tension de même forme est induite dans la totalité du secondaire. Pour une alternance que nous dirons positive le point a est porté à un potentiel variable positif par rapport au point b. Le point m étant à la moitié de l'enroulement secondaire son potentiel est la moitié de la différence de potentiel entre a et b. Dans ces conditions si on prend ce point m comme point de référence le potentiel de a par rapport à m est positif tandis que le potentiel de b par rapport à m est négatif. Ces potentiels varient suivant la même loi sinusoïdale que le signal primaire et s'inversent pour l'alternance négative. Ainsi le secondaire de  $T_1$  applique entre grille et cathode de  $L_1$  un signal BF en opposition de phase

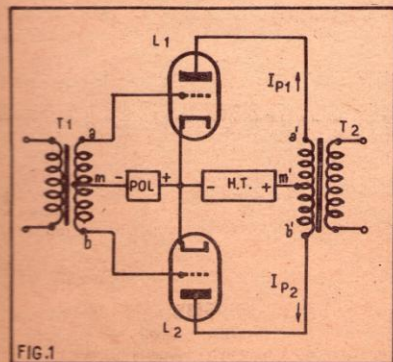
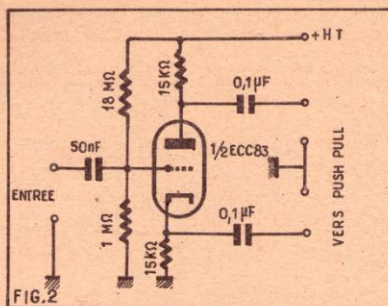


FIG.1



avec celui qu'il applique entre grille et cathode de  $L_1$ . Il s'ensuit que lorsque le courant plaque d'une des lampes croît, celui de l'autre diminue. Mais il faut encore considérer que ces courants circulent en sens inverse dans les demi-primaires a'm' et b'm', de  $T_2$ . Cette double inversion qui intéresse le sens de circulation et le sens de variation fait que les effets magnétiques de la composante sinusoïdale de ces courants plaque s'ajoutent et induisent dans le secondaire de  $T_2$  une tension alternative correspondant à celle d'entrée mais considérablement amplifiée.

La notion de déphasage est essentielle avec le montage push pull qui ne peut fonctionner sans cela. Ici ce déphasage est créé par le transformateur d'entrée.

Sur un montage push pull on peut régler la polarisation de façon que le point de fonctionnement se trouve au milieu de la partie linéaire de la caractéristique comprise entre le coude d'origine et la naissance du courant de grille. Les lampes fonctionnent alors en classe A. Dans ce cas les avantages du push pull sont : l'annulation des harmoniques pairs et en particulier de l'harmonique 2.

2° Suppression de toutes les composantes alternatives tension de ronflement pouvant provenir de la source d'alimentation car elles se partagent entre chaque moitié du primaire du transfo de sortie constamment en parties égales et de sens contraire de sorte qu'elles s'annulent.

3° Annulation de l'aimantation permanente du circuit magnétique du transfo de sortie du fait que les composantes continues des deux courants plaque circulent en sens inverse dans le primaire du transfo de sortie et crée ainsi des flux magnétiques égaux et de sens contraires. On travaille ainsi loin de la saturation magnétique et la composante BF du courant de sortie peut prendre, sans dommages, des valeurs plus importantes.

4° Possibilité d'attaquer l'étage avec un signal double de celui qui pourrait être appliqué à une seule lampe.

5° Possibilité d'obtenir une puissance modulée double de celle que peut fournir une seule des lampes.

Pour augmenter le rendement on peut faire fonctionner les lampes d'un étage push pull en classe B en leur appliquant

une polarisation qui amène le point de fonctionnement à la naissance du courant plaque. Dans ce cas une lampe du push pull amplifie uniquement les alternances d'un certain sens tandis que l'autre lampe amplifie celles de l'autre sens. Au secondaire du transfo de sortie le courant BF est reconstitué dans son intégrité.

On peut appliquer à un étage push pull classe B un signal d'attaque beaucoup plus important qu'avec la classe A et on peut obtenir une puissance de sortie 5 à 10 fois supérieure à celle que permet une seule lampe de même type montée en étage simple classe A.

Du point de vue distorsion ce serait parfait si la caractéristique  $I_p-V_g$  était rectiligne sur toute son étendue. Hélas il n'en est pas ainsi en réalité et une certaine courbure se manifeste à la naissance du courant de plaque courbure qui donne naissance à une déformation inadmissible surtout pour les faibles signaux d'attaque. En choisissant soigneusement la polarisation on peut placer le point de fonctionnement au voisinage de celui qui caractérise la classe B mais où les coudes inférieurs des deux lampes se compensent et la caractéristique devient presque rectiligne sur une grande étendue. Cette classe intermédiaire est la classe AB.

## Le déphasage

Nous venons de voir que pour attaquer un étage push pull il était nécessaire de créer un déphasage de  $180^\circ$  entre les signaux BF appliqués à la grille de commande de chaque tube est de leur donner des amplitudes égales. Pour cela on a utilisé longtemps un transformateur comme à la figure 1. Un transformateur de qualité pour cet usage est un organe difficile à réaliser et par conséquent il coûte cher. Malgré cela il ne constitue pas un moyen de déphasage idéal. Aussi a-t-on cherché à l'éliminer et à le remplacer par un dispositif purement électronique. De nombreux étages déphaseur à lampe ont été imaginés parmi lesquels nous citerons le montage paraphase, le déphaseur de Schmitt et le déphaseur cathodyne comme étant les plus utilisés. Il n'est pas dans notre intention de les étudier tous et nous donnons simplement à la figure 2 le schéma du déphaseur

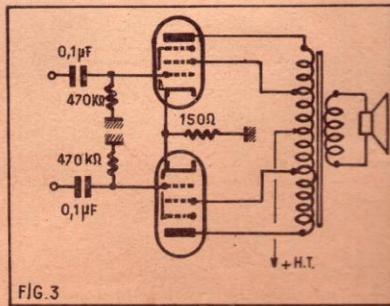


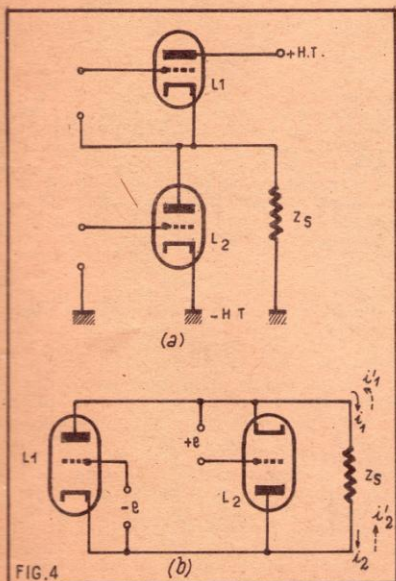
FIG.3



cathodyne qui de l'avis de nombreux spécialistes est considéré comme le meilleur. On obtient grâce à ce montage sur les résistances de 15.000 ohms qui chargent les circuits plaque et cathode de la triode ECC83 des tensions BF égales et en opposition de phase qui sont appliquées à la grille de commande des lampes du push pull par des condensateurs de liaison (0,1  $\mu$ F sur le schéma). Pour compenser la forte polarisation procurée par la 15.000 ohms du circuit cathode un pont formé par une 18 mégohms et une 1 mégohm appliquée à la grille une tension positive, inférieure de quelques volts à celle existant sur la cathode.

#### Push-pull ultra-linéaire

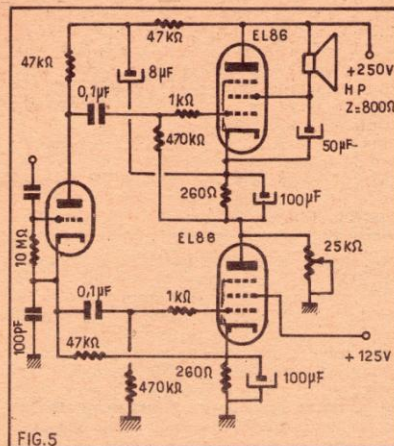
Nous ne terminerons pas avec les push-pulls parallèles à lampes sans parler du montage à contre-réaction d'écran dit : « Ultra linéaire ». Comme le montre la figure 3 ce montage est caractérisé par le fait que l'écran des pentodes de puissance qui équipent le push pull ont leur écran non pas relié directement à la HT mais à une prise prévue sur chaque demi-primaire du transfo de sortie, de sorte qu'une portion de la tension BF de sortie est reporté sur l'écran avec un sens tel que cela provoque une contre réaction qui réduit la distorsion de l'étage.



#### Le push-pull série

Nous avons signalé les défauts du transformateur d'entrée. Le transformateur de sortie est, lui aussi, loin d'être un organe idéal. On peut dire que de sa qualité dépend dans une très large mesure le taux de distorsion total. Sur les installations HI-FI on emploie des transfos de sortie très chers et pourtant ils donnent encore lieu à des distorsions. Il était naturel que les techniciens ayant déjà éliminé celui d'entrée aient cherché, par tous les moyens à supprimer celui-là aussi. Précisément le push pull série permet cette suppression. Avec ce montage les lampes ne sont plus montées en parallèle sur la source d'alimentation comme avec le montage classique mais en série avec celle-ci. La figure 4 a montre la disposition simplifiée de ce genre de montage. Les espaces

cathode-plaque sont placés en série entre le - et + HT donc du point de vue continu les tubes sont bien alimentés en série. L'impédance de charge  $Z_s$  qui est en pratique la bobine mobile du HP est branchée entre le point de jonction de la cathode de  $L_1$  et de la plaque de  $L_2$  et la masse - HT. Si on fait abstraction de la source d'alimentation et qu'on ne tient compte que de la composante BF du courant plaque le schéma figure 4 b est identique à celui de la figure 4 a. Cette disposition montre que du point de vue du courant alternatif les deux lampes sont placées en parallèle sur l'impédance de charge. Si on applique un signal alternatif entre grille et cathode de  $L_1$  et le même signal déphasé de  $180^\circ$  entre grille et cathode de  $L_2$  on peut vérifier que les composantes alternatives du courant plaque



des deux lampes sont en phase dans l'impédance de sortie  $Z_s$  et par conséquent s'ajoutent dans cette impédance. En effet considérons le cas où une alternance négative est appliquée à la grille de  $L_1$ . Ce signal d'attaque fait que le courant plaque de cette lampe part de sa valeur de repos diminue jusqu'à une valeur minimum puis revient à sa valeur de repos tout se passe comme si au courant continu d'alimentation de cette lampe s'ajoutait un courant alternatif circulant en sens inverse, c'est-à-dire celui de la flèche  $i_1$ . Ce signal d'attaque étant appliqué à la grille de  $L_2$  déphasé de  $180^\circ$  devient une alternance positive qui a pour effet de faire partir le courant plaque de sa valeur de repos, de le faire passer par une valeur maximum et de le faire revenir à sa valeur de repos. Tout se passe comme si au courant continu d'alimentation venait s'ajouter un courant alternatif circulant dans le même sens, celui de la flèche  $i_2$ . Les flèches  $i_1$  et  $i_2$  ont bien le même sens. Pour l'alternance, suivant du signal d'attaque, les variations de potentiel de grille de  $L_1$  et  $L_2$  s'inversent et avec elles les variations des courants plaque qui s'ajoutent encore dans l'impédance de charge ( $i_1$  et  $i_2$ ). Ce montage a donc un effet analogue à celui du push pull parallèle.

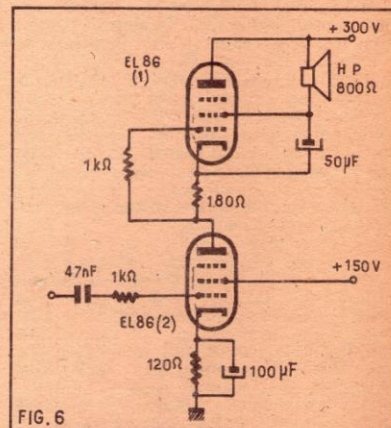
Le principal avantage de cette disposition réside dans le fait que les deux lampes débitent en parallèle sur une impédance de charge commune cette dernière doit être le quart de celle nécessaire pour le montage classique et se situe aux environs de 800 à 1.000 ohms. En construisant des haut-parleurs dont la bobine mobile à une impédance de cet ordre de grandeur on peut se dispenser du transformateur

d'adaptation. Il suffit d'utiliser un condensateur de liaison pour éviter le passage du courant continu dans cette bobine mobile.

Ce montage est donc séduisant, cependant il comporte quelques inconvénients qui ont nu à son développement. En premier lieu s'il est possible de faire des bobines mobiles de HP de 800 ou 1.000 ohms il est nécessaire pour atteindre ces valeurs de leur donner un nombre de tours important et pour ne pas accroître leur poids et leur encombrement il est non moins nécessaire d'employer du fil fin ce qui les rend fragiles.

Ensuite l'alimentation en série des deux tubes de puissance nécessite une tension double de celle prévue pour un seul tube ce qui en pratique impose l'emploi de tube de puissance à faible tension d'anode nominale. Enfin l'isolement filairent-cathode, si on n'utilise pas un enroulement de chauffage séparé, doit être prévu pour la moitié de la HT.

La figure 5 montre le schéma d'un étage push-pull série équipé avec 2 EL 86 précédé d'un étage déphaseur utilisant une triode 12AX7. L'étage déphaseur s'apparente au cathodyne. Le condensateur de 100 pF placé entre sa cathode et la masse est destiné à compenser la capacité anode-masse qui est multipliée par le coefficient



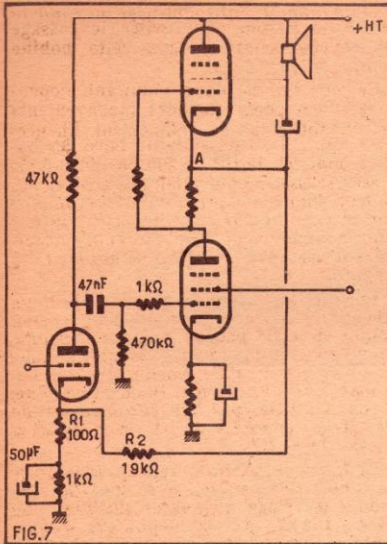
( $1 + A_{1,2}$ ) par suite de l'effet Miller provoqué par le fait que cette capacité se trouve en série avec la tension alternative de sortie ( $A_1, A_2$  est l'amplification réelle des tubes de puissance). Ces capacités limitent la courbe de transmission pour les fréquences supérieures. La limite inférieure est fixée par la croissance de la distorsion de surmodulation du tube déphaseur.

On peut également réaliser un amplificateur push-pull sans transformateur, auto-déphaseur, selon le schéma de la figure 6. Comme vous pouvez voir le signal d'attaque est appliqué à la grille de commande de la EL86 (2). Une fraction de la tension amplifiée se retrouve en opposition de phase sur la résistance de cathode de la EL86 (1) et on l'applique à la grille de cette lampe.

On peut prévoir avec ce montage un circuit de contre réaction comme le montre la figure 7. Ce circuit est constitué par une résistance  $R_1$  insérée dans le circuit cathode de la préamplificatrice et une résistance  $R_2$  située entre cette cathode et le point A de l'étage de sortie.

Pour ces montages on fait généralement fonctionner les lampes en classe B ou AB.





Push-pull parallèle à transistors

L'avènement des transistors et leur rapide généralisation ont provoqué l'adaptation des montages existants puis bientôt la création de nouveaux circuits. C'est ainsi qu'au début le push pull parallèle fut transposé en version transistor selon la disposition de la figure 8. Le principe est le même que celui du montage à tubes. Un transformateur BF d'entrée à secondaire à prise médiane assure le déphasage des tensions appliquées aux bases des transistors de puissance. Un transformateur de sortie assure lui l'adaptation du haut-parleur.

On peut dire que très rapidement la quasi totalité des appareils électro acoustiques à transistors furent équipés d'étages de sortie push pull classe B. En effet cette classe est très économique et d'un rendement élevé puisque au repos le courant collecteur est très faible et croît en fonction de la puissance demandée. Les valeurs indiquées à la figure 8 sont celles convenant pour deux transistors OC74 ou sa version actuelle AC 128. Pour une alimentation de 9 V, l'impédance de charge collecteur à collecteur est de 93 ohms et la puissance modulée de l'ordre de 1 watt.

Ce montage n'est plus guère utilisé. En effet il met en œuvre deux transformateurs et comme dans les montages à lampes ceux-ci apportent les défauts déjà signalés. L'effort des techniciens a donc porté sur leur suppression.

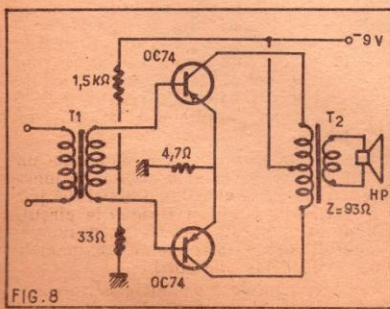


FIG. 8

#### Le push-pull série à transistors

Par analogie avec les montages à lampes on songea bien vite à transposer en version transistorisée le push pull série et cette voie s'est révélée féconde. La figure 9 montre un push pull série permettant l'élimination du transfo de sortie. Comme pour le montage à lampes on peut constater que les deux transistors sont alimentés en série. Le circuit émetteur de chacun d'eux contient une résistance de stabilisation de température. Chaque transistor est donc alimenté par une tension moitié de celle de la source d'alimentation. Cela ne pose pas de problème du fait que la valeur de la tension d'alimentation appliquée à un transistor à peu d'influence sur son fonctionnement, à la condition bien entendu que la polarisation de base soit adaptée. Cette polarisation est fournie selon la disposition consacrée par un pont de résistances placé entre + et - alimentation. Pour  $T_1$  ce pont doit être branché, entre - 9 V et le point - 4,5 V qui sont ses points + et - alimentation tandis que pour le transistor  $T_2$  ce pont doit être branché pour la même raison, entre les points - 4,5 V et + 9 V. Dans ces conditions ces ponts sont branchés en série comme les transistors entre + et - 9 V. Cette disposition rend obligatoire la présence de deux secondaires sur le transfo d'entrée. Chaque secondaire transmettant à la base de son transistor le signal d'attaque. Il est évident que le sens de ces secondaires est tel qu'ils fournissent aux bases des signaux en opposition de phase. Le haut-parleur est branché entre le point - 4,5 V et la masse. Un condensateur de liaison (100  $\mu$ F sur le schéma) évite le passage de la composante continue dans la bobine mobile tout en transmettant la composante BF.

Tout comme nous l'avons fait pour le montage à lampe, on pourrait montrer qu'ici encore les deux transistors, attaqués par des signaux BF en opposition de phase, débitent en parallèle sur la bobine mobile du H.P. et que les composantes BF des courants collecteur la traversent en phase et par conséquent s'y ajoutent.

Si là encore on admet que l'impédance de charge doit être le quart de celle d'un push-pull parallèle on trouve que cette impédance se situe aux environs de 25 ohms. Or il est très facile de réaliser des haut-parleurs ayant une telle impédance de bobine mobile. C'est là un avantage indiscutable du transistor pour l'équipement d'un push-pull série.

On peut cependant reprocher à un tel montage de nécessiter encore un transfo d'entrée qui, aussi bon soit-il, provoque inévitablement des distorsions.

#### Push-pull série à transistors complémentaires

Avec ce montage nous abordons les formes les plus modernes des étages de sortie qui sont utilisées pour l'équipement des amplificateurs Hi-Fi. Tout d'abord rappelons ce que sont des transistors complémentaires. Les transistors peuvent être de deux sortes : les PNP et les NPN. Les transistors PNP sont constitués par un bloc de germanium N sur lequel on a fait apparaître, sur chaque face, par un traitement approprié, une couche de germanium P. Le germanium N constitue la base, une couche de germanium P est l'émetteur et l'autre couche de germanium P le collecteur. Pour les transistors NPN c'est exactement l'inverse. La base est formée de germanium P, l'émetteur est une couche de germanium N et le collecteur une couche de germanium N. Nous avons pris

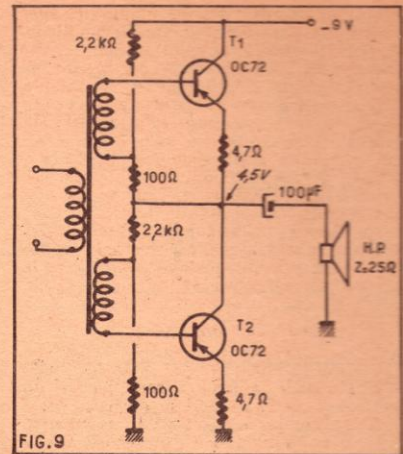


FIG. 9

en exemple les transistors au germanium il est évident qu'il en est de même pour ceux au silicium.

Pour les transistors PNP le pôle « moins » de la source d'alimentation doit être du côté collecteur tandis que le pôle + doit être du côté de l'émetteur. La base doit être polarisée négativement par rapport à l'émetteur. Tout signal appliqué à cette base tendant à augmenter cette polarisation négative fait augmenter le courant collecteur. Tout signal tendant à diminuer cette polarisation diminue le courant collecteur.

Pour les transistors PNP tout se passe à l'inverse. Le + de la source d'alimentation doit être tourné vers le collecteur et le moins vers l'émetteur. La base doit être polarisée positivement par rapport à l'émetteur. Tout signal tendant à augmenter cette polarisation augmente le courant collecteur et tout signal tendant à diminuer cette polarisation diminue le courant collecteur. Un transistor NPN et un transistor PNP ayant des caractéristiques symétriques constituent une paire de transistors complémentaires.

Couplons deux transistors complémentaires selon la disposition de la figure 10, supposons que ces transistors fonctionnent en classe B et examinons ce qui se passe lorsqu'on applique un signal sinusoïdal sur les bases. D'après ce que nous venons de dire plus haut, l'alternance positive va bloquer  $T_1$  puisqu'il est PNP et rendra conducteur  $T_2$  qui débitera un courant de même forme que l'alternance d'attaque et qui traversera le H.-P. dans le sens de la flèche  $i_1$ . L'alternance négative au contraire bloque le transistor  $T_1$  qui est NPN et rend conducteur  $T_2$  qui débite un courant encore de même forme que l'alternance du signal d'attaque qui traverse le

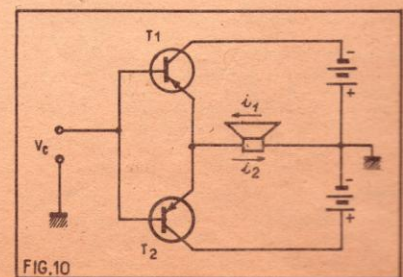
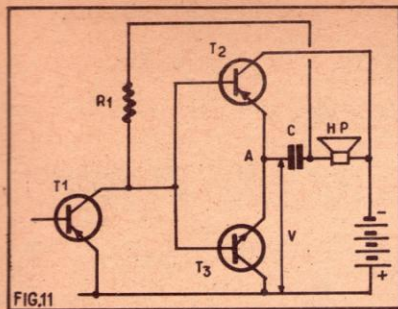


FIG. 10

La flèche de l'émetteur de  $T_1$  doit être inversée





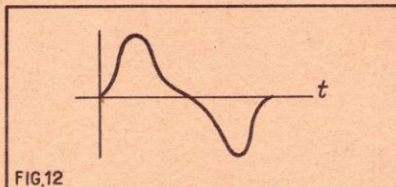
H.P. dans le sens de la flèche i. Chaque transistor amplifiant une alternance, nous sommes bien en présence d'un montage push-pull qui est du type série. De plus bien qu'un déphasage soit nécessaire, pour l'obtenir il n'y a pas à recourir à un dispositif spécial le déphasage étant produit par le caractère complémentaire des deux transistors. Ce montage a cependant un défaut : il nécessite deux sources d'alimentation : une pour chaque transistor. Le montage de la figure 11 permet d'éviter cet inconvénient. Le H.-P. est branché au point de jonction A des émetteurs des transistors complémentaires  $T_2$  et  $T_1$  par un condensateur. La tension continue en ce point A est la moitié de celle de la source d'alimentation.

Le transistor  $T_1$  est dit « d'attaque préalable ». Son circuit collecteur est chargé par la résistance  $R_1$ . Le collecteur de  $T_1$  attaque en liaison directe les bases de  $T_2$  et  $T_3$ .

Le fonctionnement est semblable à celui du montage de la figure 10. Pendant les alternances positives,  $T_1$  est conducteur et  $T_2$  est bloqué ce qui a pour effet de diminuer la tension V. Aux cours de l'alternance négative,  $T_2$  devient conducteur tandis que  $T_1$  est bloqué et la tension du point A augmente. Ces variations de tensions sinusoïdales — si le signal d'attaque l'est — sont transmises par le condensateur au haut-parleur qui charge cet étage. Sous cette forme simplifiée, uniquement destinée à faire comprendre le mécanisme du fonctionnement, il est bien évident que des distorsions inadmissibles apparaîtraient.

Tout d'abord il faut considéré que sur ce montage aucune polarisation n'est appliquée aux bases des transistors. Or pour que ceux-ci fonctionnent il est nécessaire qu'il existe une certaine différence de potentiel entre la base et l'émetteur de chaque transistor sinon il se produit une distorsion non linéaire qui déforme une sinusoïde comme l'indique la figure 12. Rappelons que cette polarisation doit être négative pour le transistor PNP soit  $T_2$  sur notre schéma et positive pour le transistor NPN. Une telle polarisation est obtenue en intercalant entre les bases des deux transistors complémentaires une résistance  $R_2$  comme à la fig. 13. Le passage du courant collecteur de  $T_1$  provoque une chute de tension dans  $R_2$  dont les polarités sont celles indiquées et qui polarise négativement la base de  $T_2$  et positivement celle de  $T_3$ . Cette résistance

doit être ajustée de manière à faire disparaître la distorsion de croisement comme on l'appelle souvent mais elle doit être assez faible devant  $R_1$  pour qu'elle n'apporte pas de dissymétrie. De plus si la polarisation est légèrement trop grande le courant de repos de  $T_2$  et  $T_3$  peut croître rapidement et provoquer dans ceux-ci une dissipation exagérée. Souvent on dispose en série avec la résistance une diode genre BA 114 branché dans le sens direct (voir fig. fig. 13 b). La résistance de cette diode dans le sens conducteur est seulement d'une dizaine d'ohms. Cette diode stabilise le régime de fonctionnement en contrebalançant les variations possibles de la tension d'alimentation ou du courant collecteur de  $T_1$ . Souvent également on



prévoit avec ou sans la diode une résistance CTN (fig. 13 c). Elle sert à compenser très efficacement l'augmentation du courant de repos des transistors complémentaires  $T_2$  et  $T_3$  en fonction de la température. En effet résistance diminuant lorsque la température augmente entraîne la réduction de la polarisation.

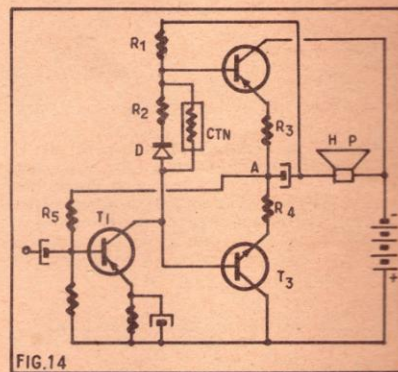
Pour stabiliser l'effet de température, il y a lieu de prévoir des résistances dans le circuit émetteur de chaque transistor complémentaire. Cette stabilisation est complétée par une contre-réaction continue qui sur le schéma de la figure 14 est constituée par la résistance  $R_3$  du pont de base de  $T_2$  qui va au point de jonction A des émetteurs des transistors complémentaires. Pour une question de phase, lorsque le préamplificateur comporte deux transistors en cascade, ce circuit doit aboutir à l'émetteur de celui d'entrée comme cela a lieu sur le schéma figure 15 que nous donnons à titre d'exemple. La résistance de contre-réaction fait ici 820 ohms. Pour éviter les accrochages provoqués par la rotation de phase cette résistance est shuntée par un condensateur de 3,9 nF.

Parfois on dispose dans le circuit collecteur du transistor d'attaque préalable

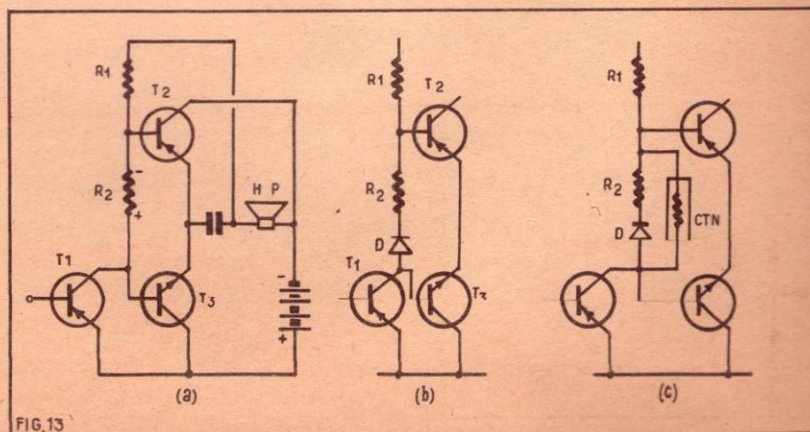
une résistance  $R$  dont le point de jonction avec la résistance de charge  $R_c$  et reliée au point A par un condensateur C (Fig. 16) ce dispositif permet d'effectuer une réinjection de tension qui fait fonctionner le préamplificateur à courant constant. Un des avantages est la compensation de  $I_{cbo}$  du transistor  $T_1$  sur les alternances négatives. En effet si on supprime  $T_1$  la tension sur les bases de  $T_2$  et  $T_3$  est procurée par le pont formé par les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et la résistance de fuite base-collecteur de  $T_1$  qui aboutit au pôle + de l'alimentation. Or plus le transistor est chaud plus cette résistance de fuite est faible et plus la distorsion est importante. L'application de la tension de sortie sur  $R$  a pour résultat de rendre cette tension négative par rapport à la masse ce qui permet d'amener le transistor  $T_1$  à saturation.

#### Attaque de transistors de forte puissance

Un amplificateur à étage de sortie à transistors complémentaires comme celui de la figure 15 donne une puissance modulée assez faible (1/2 watt pour l'exemple choisi). Pour obtenir de grosses puissances il est possible de coupler en liaison directe



aux transistors complémentaires des transistors PNP ou NPN de forte puissance fonctionnant en classe B comme à la figure 17. C'est ce qui se fait actuellement sur les amplificateurs haute fidélité. Nous avons d'ailleurs donné plusieurs réalisations utilisant des étages de puissance de cette sorte.



Liquidateur spécialisé en matériels de laboratoire vend continuellement et à très bas prix, neuf ou d'occasion : matériel radio, électronique ; appareils de mesures ; accumulateurs ; appareils de photo, optique, physique, etc. Demander la liste à :  
L.S.M.L., 4, RUE DE FONTARABIE  
PARIS-20<sup>e</sup>



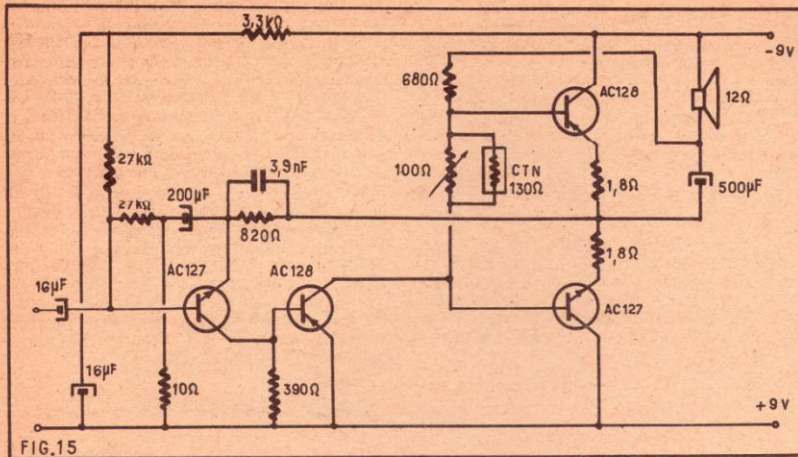


FIG.15

**Calcul de la puissance de sortie et de l'impédance de charge**

Il faut considérer qu'un étage de cette sorte agit comme modulateur de la tension d'alimentation. Supposons que cette tension soit  $V$ , la tension de repos au point A ou point de T. et T. (Fig 17) est  $V$ .

On ne commet pas une grosse erreur

en disant que l'amplitude de crête de la sinusoïde se situera entre  $V - a$  et  $0 + a$ ;  $a$  étant la somme de la tension de saturation et de la tension aux bornes des résistances d'émetteur. La tension efficace

maximum est donc  $V_{eff} = \frac{V_{alim}}{2 \cdot \sqrt{2}}$  puis-

que les transistors fonctionnent en classe B le courant efficace maximum dans chacun

d'eux est  $I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$

On peut donc écrire :

$$P = V_{eff} \times I_{eff} = \frac{V_{alim}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{alim}}{\sqrt{2}}$$

d'où on tire la formule

$$P = \frac{V_{alim} \cdot I_{alim}}{4}$$

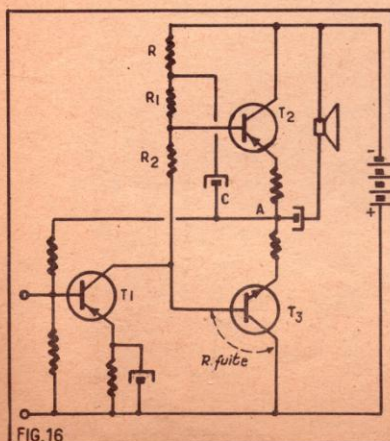


FIG.16

Si on veut utiliser les transistors au maximum de leurs possibilités on prend  $V_{alim} = E_{max}$  et  $I_{max} = I_{max}$ . Ces valeurs maximales étant celles indiquées par le constructeurs. Il convient cependant de

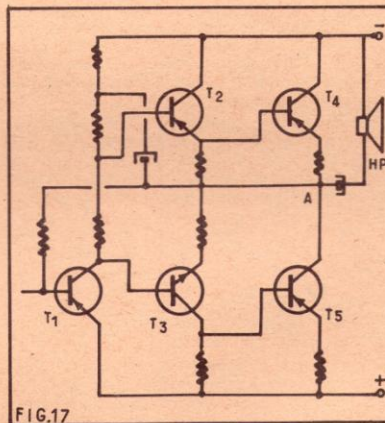


FIG.17

s'assurer que les résistances thermiques permettent cette puissance, l'impédance de charge est :

$$Z = \frac{V_{eff}}{I_{eff}} = \frac{V_{alim} \sqrt{2}}{2 \cdot I_{alim} \cdot \sqrt{2}}$$

d'où on tire :

$$Z = \frac{E_{alim}}{2 \cdot I_{alim}}$$

Preons un exemple : soit un amplificateur de puissance utilisant des transistors de puissance que l'on fait fonctionner avec une tension d'alimentation de 34 V et un courant de 2 A la puissance modulée est :

$$P = \frac{34 \cdot 2}{4} = 17 \text{ watts}$$

L'impédance de charge doit être de :

$$Z = \frac{34}{2 \cdot 2} = 8,5 \text{ ohms.}$$

E. GENNE

Références. — Information Technique de la Radiotechnique; Bulletins techniques n° XIII et XVIII de la Radiotechnique

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

Vous y auriez vu notamment :

**NUMERO 231 DE JANVIER 1967**

- Une enseigne électronique
- Ampli de 20 watts pour guitare
- Ampli stéréo Hi-Fi 2 x 10 W
- Ampli 1 W à transistors
- Ampli HF à cadre
- Chambre d'écho

**NUMERO 230 DE DECEMBRE 1966**

- Déclencheur photosensible
- Tuner stéréophonique à transistors
- Récepteur portatif à 6 transistors
- Boîte de résistances

**NUMERO 229 DE NOVEMBRE 1966**

- Ampli Hi-Fi Biconal
- Un contrôleur universel
- Générateur BF à battements
- Alimentation secteur régulée
- Clignoteur électronique sur secteur

**NUMERO 228 D'OCTOBRE 1966**

- Une boîte de substitution
- Récepteur de poche à 6 transistors
- Un chargeur automatique
- Pentodes ou triodes en mélangeuses VHF

**NUMERO 227 DE SEPTEMBRE 1966**

- Un interphone à transistors
- Récepteur portatif PO.GO.OC à 7 transistors
- Ampli Hi-Fi stéréo à transistors 2 x 16 W
- Un photomètre ultra-sensible

**NUMERO 226 D'AOUT 1966**

- Dépannage des amplis des TV à transistors
- Récepteur portatif à transistors
- Boîte de mixage
- Téléviseur portatif à transistor
- Contrôleur universel.

**1.50 F le numéro**

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