

Initiation à la pratique de l'électronique

AMPLIFICATEURS B.F. DE PETITE PUISSANCE

Cet article aborde l'étude des amplificateurs B.F. de petite puissance à transistors.

Nous définissons d'abord la classe d'un amplificateur : classe A pour un seul transistor en sortie, et classe B ou AB pour les étages à deux transistors. Ces derniers amplificateurs, du type « push-pull » peuvent être du type parallèle (avec transformateur) ou série « complémentaire » (avec un couple NPN/ PNP) ou encore « quasi complémentaire » (avec deux transistors du même type).

Beaucoup de ces amplificateurs étant alimentés sur piles, il y a lieu de prendre en considération le rendement (25 à 50 % au maximum pour la classe A, 60 à 78 % pour la classe AB et B).

Le type de circuit étant choisi, il faut ensuite savoir quel transistor utiliser suivant ses valeurs limites (puissance dissipée sur le collecteur, valeurs maximales de V_{CE} et de I_C). La puissance de sortie désirée détermine aussi le choix des éléments (alimentation et impédance de la bobine mobile). Le lecteur devra se souvenir de la formule $P = U^2/8 Z$. Nous terminerons par quelques précisions sur les transformateurs. Ils peuvent être utilisés dans les amplificateurs comme déphaseur pour le push-pull ou pour l'adaptation dans les modèles parallèles.

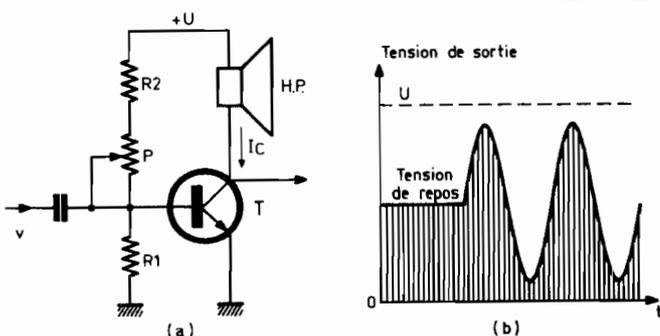


Fig. 1. — Schéma d'un amplificateur classe A (a) et représentation de la tension de sortie (b).

Classe A, classe B, classe AB

La « classe » d'un amplificateur définit sa polarisation.

La classe A est la plus courante pour les amplificateurs de tension. La tension de repos sur le collecteur est généralement égale à la moitié de la tension d'alimentation U . Cette tension continue se règle en jouant sur la tension de polarisation du transistor (potentiomètre P de la figure 1-a).

Un signal alternatif v étant appliqué à l'entrée de l'étage, on retrouve en sortie cette tension amplifiée variant de part et d'autre de la tension de repos collecteur (fig. 1-b).

En choisissant bien cette tension de repos, le transistor peut donner en sortie une tension alternative dont la valeur crête à crête sera légèrement inférieure à la tension d'alimentation U afin d'éviter les écrêtages.

La classe A se caractérise par un faible rendement énergétique. Au repos, c'est-à-dire sans signal à l'entrée, l'amplificateur consomme une puis-

sance non négligeable égale à :

$$\frac{U}{2} \times I_C$$

Cette consommation réduit inutilement la vie des piles d'un appareil autonome.

La classe B est celle des amplificateurs de puissance du type « push-pull ». Elle se caractérise par le fait qu'en l'absence de signal d'entrée le courant collecteur est pratiquement nul. La valeur de la tension de repos collecteur est donc égale à la tension U . Sur la figure 2-a est représenté un étage amplificateur à transistor NPN polarisé en classe B. Dans cet étage, le circuit de polarisation (R_2 et P) a été supprimé : au repos, I_B et I_C sont de valeur nulle. Quant au signal d'entrée, seules les alternances positives (1 et 3) sont amplifiées. Le gain du transistor est calculé pour que les alternances ne dépassent pas la valeur de la tension U d'alimentation. Sur la même figure (en b), nous avons le même circuit, mais le transistor est du type PNP et pour cela la tension d'alimentation a été inversée. Ici, seules les alternances négatives (2 et 4) sont amplifiées. Nous verrons que, dans un push-

pull, les deux alternances sont reconstituées dans la charge de l'étage.

Avec la classe B, la puissance de sortie est plus forte, le rendement est meilleur, mais le circuit nécessite deux transistors au lieu d'un seul. Le raccordement des deux alternances apporte une distorsion dite de « cross-over ». Celle-ci est supprimée dans les amplificateurs classe AB.

La figure 3 nous montre un étage polarisé en classe AB. Un courant de repos existe en permanence dans le transistor. La chute de tension, due à ce courant, est égale à $I_C \times R_C$. Elle fait que la tension de repos collecteur est légèrement inférieure à la tension d'alimentation. Le rendement est légèrement réduit mais la distorsion de raccordement a disparu.

Amplificateur classe A

Commençons par le plus simple, l'amplificateur classe A à un seul transis-

tor. Nous en avons représenté un sur la figure 4. Le transistor est un BC108, chargé par un haut-parleur de 80Ω et alimenté par deux piles de 4,5 V en série. Nous donnons également sur cette figure la droite de charge. (Pour davantage de précisions, voir notre article paru dans « le Haut-Parleur » du mois de septembre 1983.) La tension de repos collecteur est de 4,5 V et le courant de repos est alors de : $56 \text{ mA } (4,5 \text{ V} / 80 \Omega)$.

La valeur crête à crête de la tension de sortie sera de l'ordre de 7 V pour éviter les écrêtages (point de saturation), ce qui donne, en valeur efficace, une tension de 2,5 V ($7/2 \times 0,707$) et une puissance de sortie dans le haut-parleur de 78 mW ($(2,5)^2 / 80$) ce qui est plutôt faible. Quant à la puissance demandée à l'alimentation, elle est, au repos, de 500 mW ($9 \text{ V} \times 56 \text{ mA}$). Cette puissance, perdue et transformée en chaleur dans le transistor, est forte par

rapport à la puissance utile envoyée au haut-parleur.

Cette solution d'amplificateur peut être retenue si on ne se contente que d'une puissance assez faible, et pour un fonctionnement intermittent afin de ne pas trop tirer sur les piles. On démontre que dans cette application précise, charge directement connectée sur la charge d'un transistor polarisé en classe A, le rendement (Puissance utile/ Puissance fournie) est tout au plus égal à 25 %. Ainsi, si vous voulez avoir 1 W dans le haut-parleur, il faudra compter sur une puissance de 4 W demandée par le transistor, sans compter le courant demandé pour la polarisation et pour les préamplificateurs.

Les impédances de haut-parleur étant généralement assez faibles (quelques ohms), on utilise alors avec avantage un transformateur entre le transistor et la charge (fig. 5). Le rendement est tout de suite doublé, il peut atteindre 50 %.

La résistance ohmique du transformateur est faible, et la tension collecteur de repos a pour valeur la tension U. La droite de charge en continu est une ligne pratiquement verticale partant de la valeur 9 V (tension d'alimentation). La

droite de charge en alternatif est plus inclinée, elle dépend de l'impédance de la bobine mobile rapportée au primaire.

Prenons une application pratique. Nous disposons d'un haut-parleur dont l'impédance de la bobine mobile est de $2,5 \Omega$ et dont l'impédance primaire est de 160Ω (impédance rapportée).

Pour davantage de renseignements sur les transformateurs, se reporter au dernier paragraphe.

Les droites de charge ont été dessinées sur la figure 5-b. Elles ont été tracées de la façon suivante. On commence par tracer la droite de charge en continu, elle part de l'axe V_{CE} (valeur de la tension d'alimentation), elle est pratiquement verticale puisqu'elle correspond à la valeur ohmique, très faible, du primaire. L'intersection avec le courant I_B de polarisation nous donne le point de repos P. La droite de charge en alternatif passe nécessairement par ce point P. Cette dernière sera plus ou moins inclinée suivant la valeur rapportée au primaire. Pour tracer cette droite de charge, on se définit une variation ΔV , égale par exemple à 5 V. De cette valeur on déduit

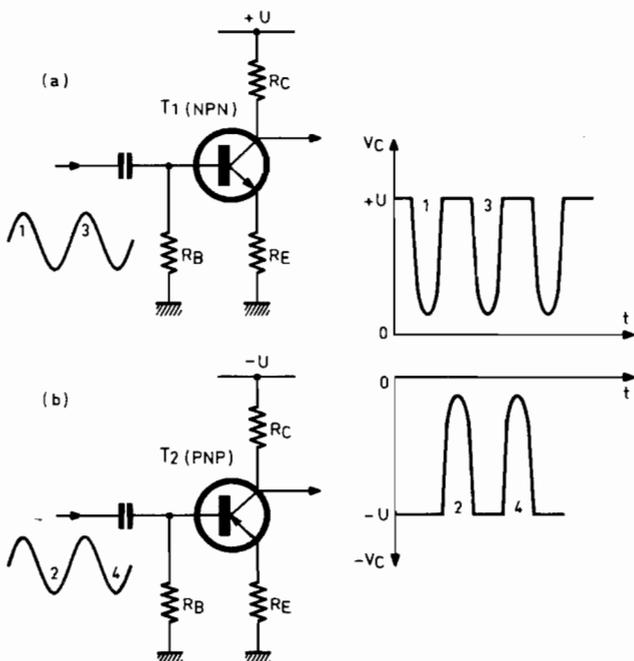


Fig. 2. — Schémas d'amplificateurs polarisés en classe B utilisant un NPN (en a) et un PNP (en b).

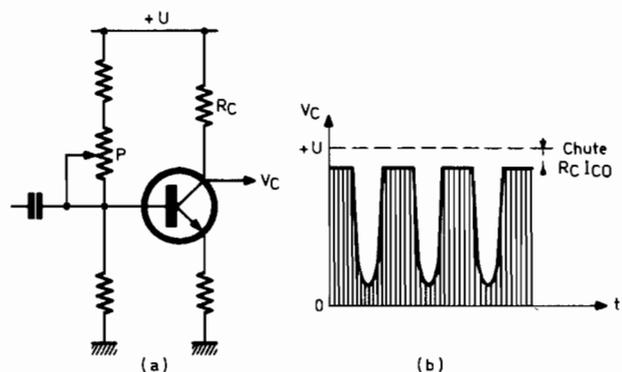


Fig. 3. — Amplificateur polarisé en classe AB (a) et sa tension de sortie (b).

une variation de courant ΔI égale à

$$\frac{\Delta U}{Z}$$

Z étant l'impédance ramenée au primaire. Dans notre exemple, $\Delta I = 31,25 \text{ mA}$. Ainsi, on obtient le point x permettant de tracer la droite.

La tension de sortie de 16 V crête à crête et le courant de sortie de 82 mA crête à crête ont une valeur efficace respectivement de 5,65 V et 29 mA, soit une puissance de 164 mW

dans le haut-parleur. La puissance fournie par la source est de l'ordre de 500 mW. Le rapport entre ces deux puissances est de 3 alors qu'il était de 7 sans transformateur d'adaptation.

Amplificateur classe AB

Que l'amplificateur soit polarisé en classe B ou en classe AB, le circuit utilisé est le push-pull dont nous représentons le schéma

sous sa forme « parallèle » sur la figure 6 pour en expliquer le fonctionnement.

Le schéma comporte deux transformateurs : le déphaseur et le transformateur de sortie. Quelques alternances sont numérotées à l'entrée. Au secondaire du transformateur-déphaseur à prise médiane, on retrouve les mêmes alternances mais déphasées de 180° les unes par rapport aux autres. Le transistor T_1 amplifie les alternances positives 1, 3, 5... tandis que T_2 (également du type

NPN) se charge d'amplifier les alternances positives 2, 4, 6... présentes sur sa base. Ces périodes complètes sont reconstituées dans le transformateur de sortie.

Si le point M du schéma est relié directement à la masse, l'étage de puissance fonctionne en classe B. Ce point peut être relié à un pont de résistances afin de laisser passer un faible courant de repos dans les transistors, l'amplificateur est alors polarisé en classe AB.

Nous voyons que ce cir-

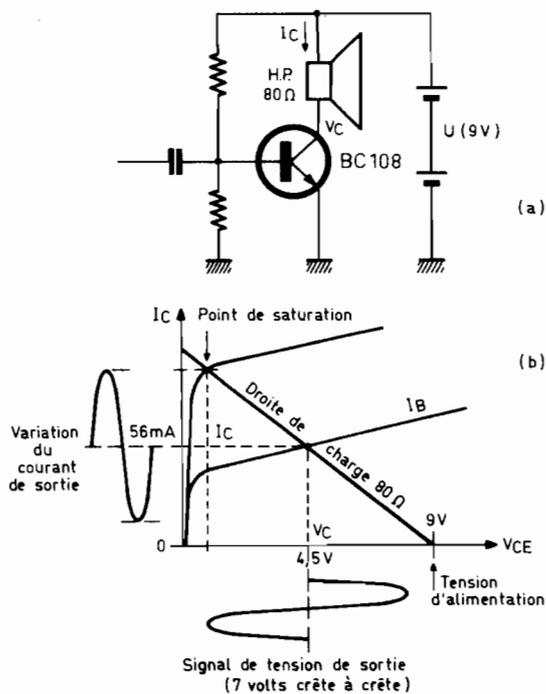


Fig. 4. — L'amplificateur le plus simple (a) et sa droite de charge (b).

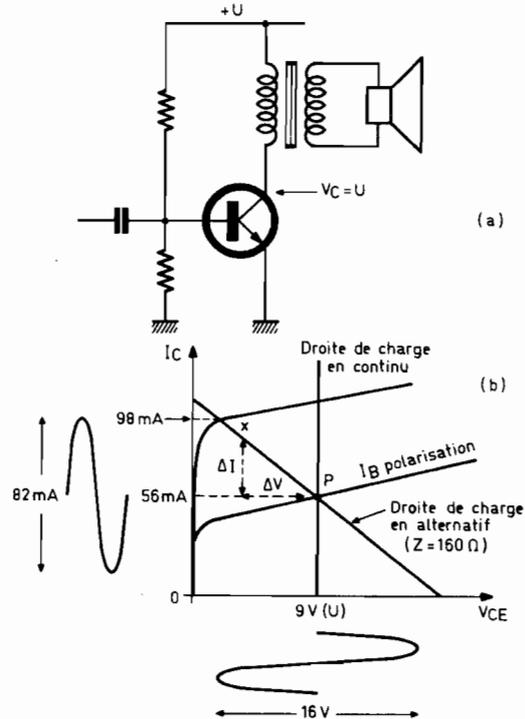


Fig. 5. — Amplificateur classe A chargé à travers un transformateur (a) et sa droite de charge (b).

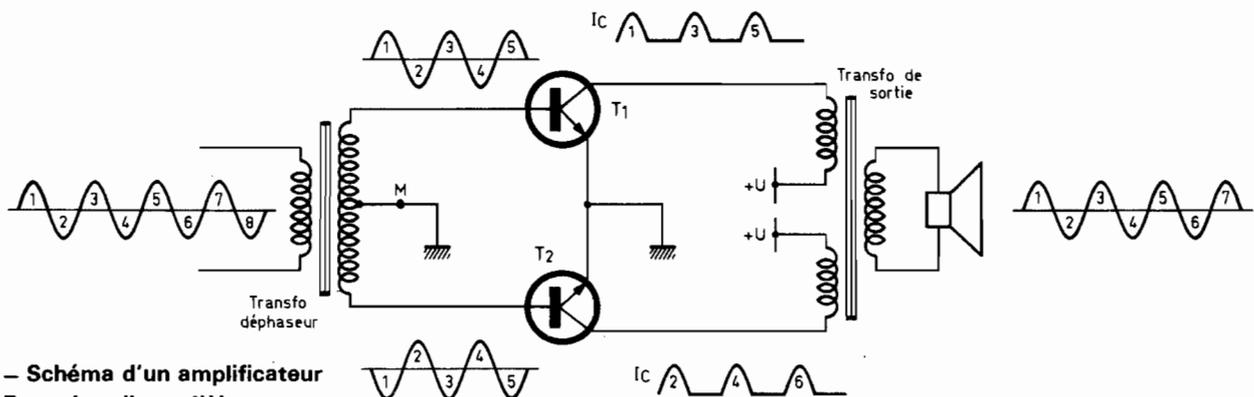


Fig. 6. — Schéma d'un amplificateur classe B, push-pull parallèle.

cuit nécessite l'emploi de deux transformateurs. Il existe des montages push-pull sans transformateurs : push-pull « série » et à « symétrie complémentaire » utilisant un couple de transistors PNP/NPN. Nous en avons représenté un sur la figure 7. Pendant le temps t_1 , l'alternance positive est amplifiée par T_1 tandis que T_2 est bloqué. Inversement, pendant l'alternance négative, c'est T_2 qui amplifie et T_1 qui est bloqué. Le haut-parleur est connecté entre les émetteurs et la masse. L'inconvénient est la nécessité d'une alimentation spéciale. D'autre part, il faut des transistors NPN et PNP ayant des caractéristiques très proches.

Citons également le push-pull série « quasi complémentaire » utilisant deux transistors de puissance du même type

(fig. 8). Le transistor T_1 (classe A) transmet le signal aux deux transistors d'attaque (ou « drivers ») PNP et NPN polarisés en classe AB. Les émetteurs de ceux-ci sont reliés à deux transistors de puissance NPN. Les transistors T_2 et T_4 , de même que T_3 et T_5 sont montés en darlington. Le point milieu de l'alimentation peut être supprimé par l'emploi d'un condensateur de très forte capacité (supérieure ou égale à 1 000 μF). Celui-ci est alimenté en permanence par l'alimentation et la tension à ses bornes est égale à $U/2$ (fig. 9).

Rendement de l'étage de sortie

Lorsque la charge est branchée directement au transistor de sortie, comme

c'est le cas pour les amplificateurs de petite puissance en classe A (fig. 4), le rendement est tout juste égal à 25 %. On sait que le rendement d'un étage est égal au rapport de la puissance utile (c'est-à-dire la puissance dans la charge) sur la puissance fournie (c'est-à-dire la puissance donnée par l'alimentation).

La puissance utile est le produit de la tension efficace de sortie par le courant efficace de sortie. La valeur crête à crête de tension est grosso modo égale à la tension d'alimentation U , sa valeur efficace est égale à la tension collecteur V_c et sa valeur efficace à $V_c/\sqrt{2}$. De même, le courant I_c de sortie a pour valeur efficace $I_c/\sqrt{2}$.

Quant à la puissance fournie par l'alimentation, sa valeur est $U \times I_c$ ou encore (puisque $U = 2V_c$) à $2V_c \times I_c$.

Le rendement est donc :

$$\frac{\text{Puissance de sortie}}{\text{Puissance fournie}} = \frac{\frac{V_c}{\sqrt{2}} \times \frac{I_c}{\sqrt{2}}}{2 V_c \times I_c}$$

soit en simplifiant 1/4 ou 25 %.

Pour le montage en question, le rendement ne peut en aucun cas dépasser cette valeur. Ces 25 % ne seraient atteints qu'avec des transistors ayant une tension de saturation nulle et pour un emploi en pleine puissance. En pratique, si on désire une pleine puissance de 1 W avec ce montage, l'alimentation doit être prévue pour sortir une puissance supérieure à 4 W.

Si le transistor est chargé à travers un transformateur (fig. 5), le rendement de l'étage est doublé, puisqu'il n'y a pas de puissance perdue dans la charge au repos. La tension efficace de sortie est $U/\sqrt{2}$, le courant de sortie est égal à $I_c/\sqrt{2}$, tandis que la puissance fournie par l'alimentation est $U \times I_c$, ce qui donne un rendement de :

$$\frac{\frac{U}{\sqrt{2}} \times \frac{I_c}{\sqrt{2}}}{U \times I_c} = \frac{1}{2}$$

ou 50 %. Pour 1 W de sortie, l'alimentation devra fournir au moins 2 W. On suppose que le rendement du transformateur est bon, ce qui est généralement le cas.

Le rendement d'un étage push-pull classe B est encore supérieur puisque l'alimentation ne donne de la puissance que lorsqu'il y a un signal à l'entrée de l'amplificateur. Nous représentons sur la figure 10 les courbes caractéristiques des transistors du push-pull et sur la figure 11 la forme du courant donnée par l'alimentation, pour un signal sinusoïdal amplifié par l'étage.

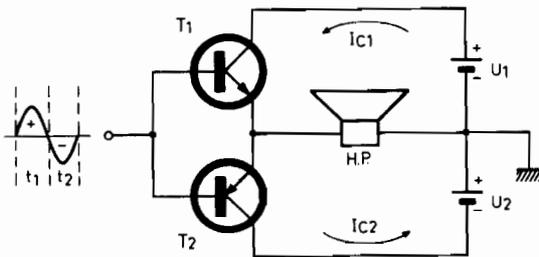


Fig. 7. — Push-pull « série » à symétrie complémentaire utilisant un couple PNP/NPN. Ce montage n'a pas de déphaseur mais il nécessite une alimentation à point milieu.

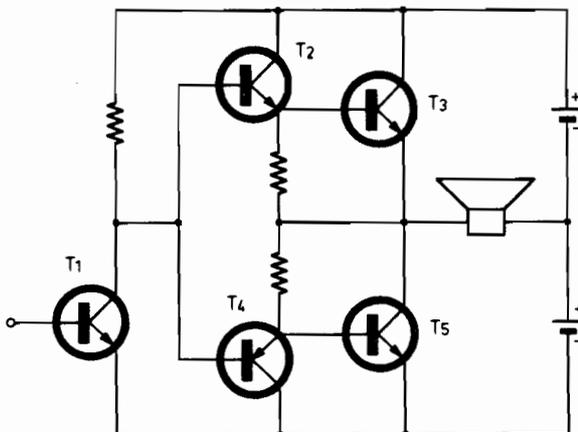


Fig. 8. — Push-pull série « quasi complémentaire » les deux transistors de sortie sont du même type.

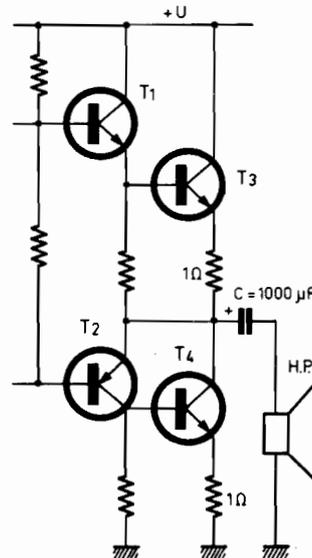


Fig. 9. — Schéma un peu moins théorique d'un push-pull série quasi complémentaire. Le condensateur C est chargé en permanence à $U/2$.

Pour fournir ce courant, l'alimentation doit sortir un courant moyen égal à :

$$\frac{2 \times I_{Cmax}}{\pi}$$

pour les deux transistors du push-pull.

La puissance fournie est donc :

$$U \times \frac{2 I_{Cmax}}{\pi}$$

(avec $U = V_{Cmax}$).

La puissance fournie par l'étage est :

$$\frac{V_{Cmax}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{Cmax}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{Cmax} \times I_{Cmax}}{2}$$

et le rendement de l'étage est égal à :

$$\frac{\frac{V_{Cmax} \times I_{Cmax}}{2}}{2 \frac{V_{Cmax} \times I_{Cmax}}{\pi}} = \frac{\pi}{4}$$

soit 78,5 %. Ainsi, en pratique, pour sortir une puissance de 1 W, notre alimentation doit être prévue pour sortir au moins une puissance de 1,27 W.

Si l'étage push-pull est polarisé en classe AB, il faut tabler sur un rendement de 60 % environ.

Quel transistor choisir ?

Un problème qui laisse perplexes beaucoup de novices est le choix du transistor de sortie. Combien de fois a-t-on entendu des réflexions comme : « J'ai besoin de 4 W en sortie, je voudrais un transistor ayant une puissance collecteur max. de 4 W. »

Il faut savoir que chaque transistor du push-pull série dissipe, au maximum, une puissance égale à 20 % de la puissance de sortie (puissance dans la bobine mobile). En pratique, si la puissance de sortie demandée est de 4 W, on devra choisir des transistors de sortie ayant un P_{Cmax} de 800 mW, ce qui se traduit par la formule (démontrée dans l'encadré) :

$$P_{Cmax} = 0,2 \times P_{sortie}$$

De même, il est indispensable de bien choisir un transistor possédant un I_{Cmax} et un V_{Cmax} qui soient suffisants.

Le courant I_{Cmax} est donné par la loi d'Ohm : la

tension aux bornes du transistor ($U/2$) divisée par l'impédance de la bobine mobile.

La tension V_{Cmax} est égale à la tension d'alimentation U . Lorsqu'un transistor est à la saturation, la presque totalité de la tension d'alimentation se trouve aux bornes de l'autre transistor de sortie. Les formules ci-dessous sont donc à appliquer :

$$I_{Cmax} = \frac{U}{2 Z_{bob. mob.}}$$

$$\text{et } V_{Cmax} = U$$

Notons qu'avec un transistor NPN du type BC 107 (boîtier TO18), dont le P_{Cmax} est de 0,25 W, nous pouvons sortir une puissance de 1,25 W.

$$(P_{sortie} = \frac{P_{Cmax}}{0,2})$$

Avec un transistor NPN comme le BC 140 (boîtier TO39, $P_{Cmax} = 0,65$ W), cette puissance peut atteindre 3,25 W. Pour des puissances plus élevées, il nous faut recourir à un modèle dont le boîtier se fixe sur un radiateur.

En ce qui concerne la tension, les transistors cités ont un V_{Cmax} de 40 V. Cette limite est de 20 V pour les BC 108 et BC 109 (boîtier TO18).

Le courant I_{Cmax} ne doit pas dépasser 100 mA pour les BC 107, 108 et 109, et 1 A en ce qui concerne le BC 140. Il sera indispensable de prendre en considération ce courant pour le choix du haut-parleur et de l'alimentation.

A quelle puissance de sortie peut-on s'attendre ?

Il existe une relation entre la tension d'alimentation U , l'impédance Z de la bobine mobile et la puissance P de sortie de l'amplificateur. En d'autres termes, avec une tension U donnée et un haut-parleur d'impédance Z , il n'est pas possible de dépasser une certaine puissance P .

Cette puissance est facilement calculable. Avec des transistors parfaits, c'est-à-dire ayant une ten-

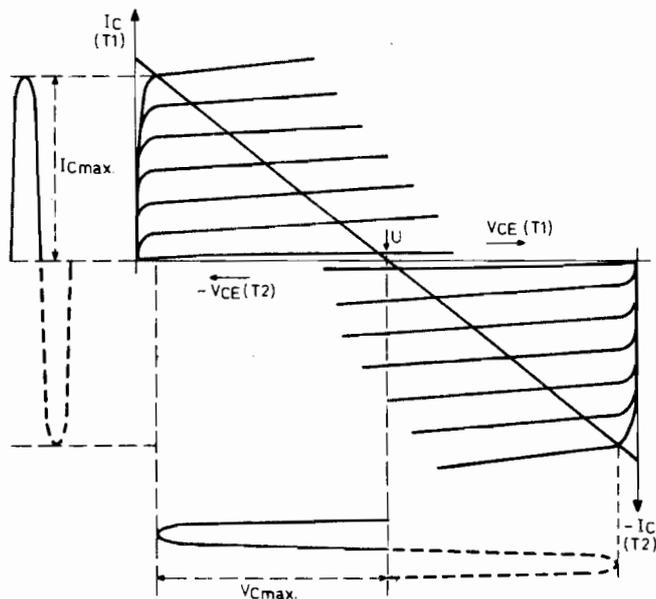


Fig. 10. — Courbes caractéristiques d'un push-pull classe B.

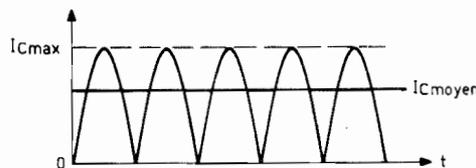


Fig. 11. — Courant donné par l'alimentation. La valeur du courant moyen fourni par l'alimentation est égal à : $2 I_{Cmax} / \pi$

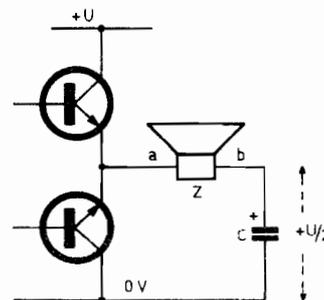


Fig. 12. — La tension au point b est fixe et égale à $+ U/2$. La tension en a peut varier de 0 V à $+ U$.

sion de saturation nulle, la variation de tension aux bornes de Z (fig. 12) a une valeur crête égale à U/2 (le point b est fixe et égal à + U/2, tandis que le point a peut varier de 0 à + U). Le courant crête dans Z se trouve donc être égal à :

$$\frac{U}{2} \times \frac{1}{Z} \text{ (loi d'Ohm)}$$

La puissance étant le produit d'une tension efficace par un courant efficace, la puissance de sortie (dans Z) est égale à :

$$P = V_{\text{eff}} \times I_{\text{eff}} = \frac{U}{2\sqrt{2}} \times \frac{U}{2\sqrt{2}Z}$$

ce qui nous donne une formule à ne pas oublier :

$$P = \frac{U^2}{8Z}$$

Ses autres formes sont :

$$Z = \frac{U^2}{8P}$$

et $U = \sqrt{8PZ}$

Prenons quelques exemples numériques. Si nous possédons un haut-parleur de 8 Ω et disposons d'une

source de 9 V, est-il possible d'obtenir une puissance de 3 W dans le haut-parleur ? En appliquant la formule :

$$P = \frac{U^2}{8Z}$$

nous constatons que la puissance ne peut pas dépasser 1,26 W :

$$\left(\frac{9 \text{ V} \times 9 \text{ V}}{8 \times 8 \Omega} = 1,26 \text{ W} \right)$$

En réalité cette puissance dépasserait à peine 1 W, car on devrait prendre en considération la tension de déchet des transistors. En plus de cela, il existe souvent une petite résistance de l'ordre de 1 Ω dans le circuit émetteur, ce qui entraînerait également une perte de puissance.

Mais, restons dans notre exemple, nous tenons absolument à une puissance de sortie de 3 W. Il existe deux solutions, soit augmenter la tension d'alimentation, soit changer de haut-parleur et choisir une autre impédance, plus faible.

Dans le premier cas, la nouvelle alimentation devra nous fournir une tension calculée par la formule :

$$U = \sqrt{8PZ}$$

ce qui nous donne 14 V environ ($\sqrt{8 \times 3 \text{ W} \times 8 \Omega} = 13,85 \text{ V}$). En pratique, nous choisirons une tension légèrement supérieure (17 V par exemple).

Si la tension de 9 V nous est imposée, il nous faut prendre un haut-parleur dont l'impédance nous serait indiquée par la relation :

$$Z = \frac{U^2}{8P}$$

soit inférieure à 3,3 Ω. La meilleure solution est encore d'augmenter la tension d'alimentation, une impédance aussi faible n'étant pas courante.

Précisions sur les transformateurs

Un transformateur est utilisé lorsqu'on désire élever ou abaisser une tension

alternative. Le rapport entre primaire et secondaire (fig. 13) dépend entièrement du rapport entre le nombre d'enroulements primaire et le nombre d'enroulements secondaire. Autrement dit :

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{E_s}{E_p} = n$$

n est le rapport de transformation. Si le transformateur modifie l'amplitude de la tension, il modifie également, mais dans un rapport inverse, l'amplitude du courant :

$$\frac{I_s}{I_p} = \frac{1}{n}$$

Ainsi, si le transformateur est élévateur de tension, le secondaire, aux bornes duquel se trouve une tension plus élevée, est traversé par un courant plus faible. Soit un transformateur chargé d'abaisser la tension du secteur 220 V à 22 V, c'est-à-dire d'un rapport n de 1/10, le courant quant à lui se trouve être 10 fois plus

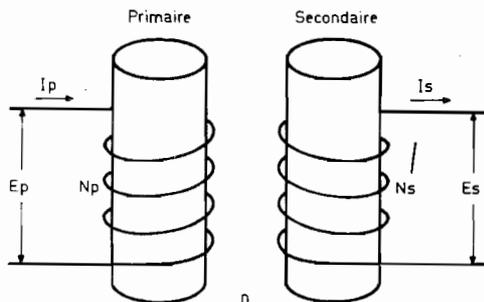


Fig. 13. - Un transformateur se compose d'un primaire et d'un secondaire.

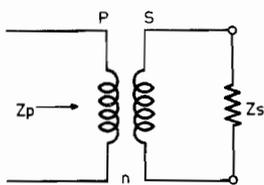


Fig. 14. - L'impédance Zp ramenée au primaire est égale à : Zs/n².

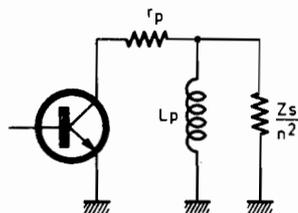


Fig. 16. - Schéma équivalent du transformateur. L'impédance Lp shunte l'impédance rapportée.

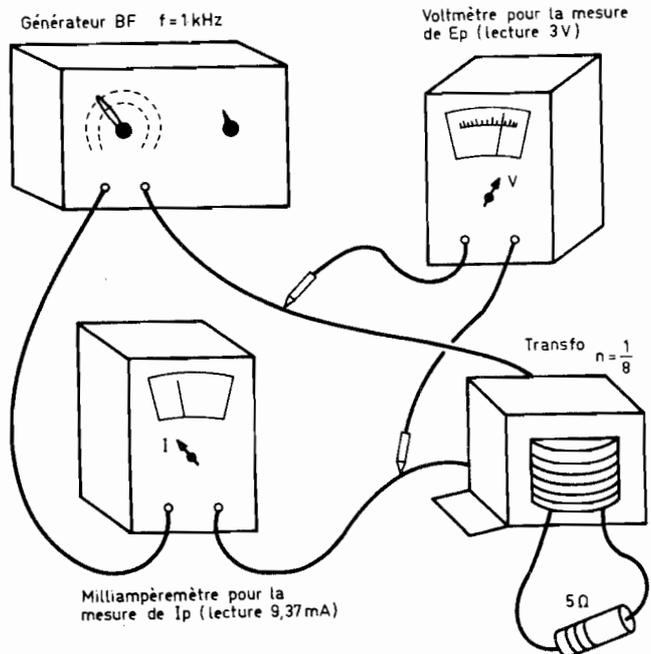


Fig. 15. - Mesure de l'impédance rapportée au primaire.

élevé dans le secondaire que dans le primaire. Et c'est pour cela que l'enroulement du secondaire sera bobiné avec un fil beaucoup plus gros.

En principe, la puissance transmise ne change pas. En réalité, il y a une légère perte de transmission (échauffement du transformateur) et le rendement est quand même bon.

Un autre phénomène très important et d'un grand intérêt est l'impédance ramenée au primaire (fig. 14). Considérons un circuit comportant un transformateur dont le secondaire est chargé par une résistance. Si nous pouvons mesurer l'impédance aux bornes du primaire et effectuer quelques expériences, nous constatons que cette impédance dépend, d'une part, de la charge aux bornes du secondaire, d'autre part, du rapport de transformation n .

Sur la figure 15, la tension sinusoïdale E_p aux bornes du primaire provient d'un générateur B.F. En mesurant la tension aux bornes du secondaire, nous voyons que nous avons bien le rapport :

$$n = \frac{E_s}{E_p}$$

$$\text{soit } E_p = \frac{E_s}{n}$$

De même, le courant I_p est égal à $I_s \times n$. Ce transformateur présente aux bornes de son primaire une impédance :

$$Z_p = \frac{E_p}{I_p}$$

En remplaçant E_p et I_p respectivement par E_s/n et $I_s \times n$, Z_p devient égal à :

$$\frac{E_s}{n} \times \frac{1}{I_s \times n}$$

$$\text{soit } \frac{E_s}{I_s} \times \frac{1}{n^2}$$

Le rapport E_s/I_s n'est

autre que la valeur Z_s . En conclusion, cette impédance aux bornes du primaire est donnée par la formule :

$$Z_p = \frac{Z_s}{n^2}$$

Z_p est l'impédance ramenée au primaire. Il est important de remarquer qu'en continu la valeur ohmique aux bornes du primaire est égale à la résistance plutôt faible des enroulements, de l'ordre de la dizaine d'ohms, tandis qu'en alternatif l'impédance peut devenir élevée, même en chargeant le secondaire par une faible résistance.

Sur la figure 15, la résistance de 5Ω pourrait représenter l'impédance d'une bobine mobile de haut-parleur. Le rapport de transformation est donné pour être égal à $1/8$, l'impédance rapportée au primaire est :

$$Z_p = \frac{5}{\left(\frac{1}{8}\right)^2} = 5 \times 64 = 320 \Omega.$$

Si nous chargeons le secondaire avec 8Ω , Z_p devient égal à 512Ω , tandis que la résistance ohmique du primaire ne varie pas.

L'inductance primaire se trouve aussi parmi les caractéristiques données par les constructeurs de transformateurs. C'est que l'enroulement constituant le primaire ne doit pas présenter une réactance inductive ($L\omega$) trop faible aux fréquences les plus basses, sinon l'impédance chargeant le transistor faiblit, et la transmission des signaux de fréquence basse s'effectuera moins bien.

Théoriquement, au point de vue charge, et sans trop entrer dans les détails, le circuit équivalent à la sortie du transistor est donné sur la figure 16. La résistance ohmique du primaire r_p est en série avec l'inductance

Puissance dissipée par transistor

La puissance dissipée par l'ensemble des deux transistors est égale à la puissance fournie par la source moins la puissance utile, soit :

Puissance alim. - Puissance sortie
La puissance dissipée par transistor est donc :

$$\frac{\text{Puissance alim.} - \text{Puissance sortie}}{2} \text{ ou}$$

$$\frac{U_{\text{alim.}} \times 2 I_{C \text{ max}}}{2 \pi} - \frac{V_{C \text{ max}} \times I_{C \text{ max}}}{4}$$

On peut remplacer $U_{\text{alim.}}$ par $V_{C \text{ max}}$ et prendre comme puissance de sortie le produit de la résistance de charge par le carré du courant efficace :

$$R \text{ charge} \times \left(\frac{I_{C \text{ max}}}{\sqrt{2}}\right)^2, \text{ qui peut encore s'écrire :}$$

$$R \text{ charge} \times \frac{(I_{C \text{ max}})^2}{2}$$

La puissance dissipée par transistor devient donc :

$$\frac{V_{C \text{ max}} I_{C \text{ max}}}{\pi} - \frac{R \text{ charge} (I_{C \text{ max}})^2}{4}$$

Cette puissance en fonction de I passe par un maximum, cette valeur maximale est donnée par l'annulation de la dérivée.

$$\frac{d P_{\text{diss.}}}{d I} = \frac{V_{C \text{ max}}}{\pi} - \frac{R \text{ charge} I_{C \text{ max}}}{2} = 0$$

$I_{C \text{ max}}$ a alors pour valeur :

$$\frac{2 V_{C \text{ max}}}{\pi R \text{ charge}}$$

La puissance dissipée max. par transistor peut donc maintenant s'écrire :

$$P_{\text{diss. max}} = \left(\frac{V_{C \text{ max}}}{\pi} \times \frac{2 V_{C \text{ max}}}{\pi R_{\text{charge}}}\right) - \left(\frac{R_{\text{charge}}}{4} \times \frac{4 (V_{C \text{ max}})^2}{\pi^2 (R_{\text{charge}})^2}\right)$$

$$= \frac{(V_{C \text{ max}})^2}{\pi^2 R_{\text{charge}}}$$

Le rapport $\frac{\text{Puiss. dissipée max}}{\text{Puiss. utile}}$ a pour valeur :

$$\frac{\left(\frac{(V_{C \text{ max}})^2}{\pi^2 R_{\text{charge}}}\right)}{\left(\frac{(V_{C \text{ max}})^2}{2 R_{\text{charge}}}\right)} = \frac{2}{\pi^2} \approx 0,2 \text{ soit :}$$

$$\boxed{P_{\text{diss. max}} \approx 0,2 P_{\text{utile max}}}$$

$$\text{ou } \boxed{P_{\text{utile max}} \approx 5 P_{\text{diss. max}}}$$

primaire L_p aux bornes de laquelle se trouve l'impédance de la charge ramenée au primaire. On voit tout l'intérêt d'avoir un L_p élevé. Pour les transformateurs de sortie d'amplifica-

teurs de petite puissance, L_p est de l'ordre de quelques centaines de millihenrys.

J.-B. P.