



# SEMI - CONDUCTEURS

COURS DE BASE  
ELECTRONIQUE

## **I - AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE**

Pour obtenir des PUISSANCES DE SORTIE d'un ordre de grandeur compris entre quelques dixièmes de watt et plusieurs watts, il convient d'utiliser des transistors, dont les performances sont bien supérieures à celles que l'on a étudiées jusqu'ici.

Ces transistors, nous l'avons vu, ne peuvent en effet que fournir des puissances de quelques milliwatts.

Les TRANSISTORS de puissance, comme leur nom l'indique, peuvent au contraire délivrer des puissances considérables, mais en contrepartie nécessitent des puissances de commande relativement grandes.

Pour cette raison, un ETAGE DE PUISSANCE est toujours précédé d'un ou de plusieurs PREAMPLIFICATEURS, du type de ceux étudiés jusqu'à maintenant.

Du fait que les signaux de commande sont relativement forts, le premier problème qui se pose est celui relatif aux distorsions.

Celles-ci doivent naturellement être réduites au minimum, si l'on veut obtenir en sortie une "bonne fidélité".

Rappelons qu'un AMPLIFICATEUR FIDELE, restitue en sortie des signaux de plus grande amplitude que ceux d'entrée, mais de FORME PARFAITEMENT IDENTIQUE.

Le second problème est lié à la dissipation de la chaleur du transistor. Toujours dans le but d'exploiter au maximum les possibilités du transistor utilisé, on arrive souvent à des valeurs de puissance, dissipée sur le COLLECTEUR, très proches des valeurs maximales admises.

LA TEMPERATURE DE LA JONCTION ne dépend plus alors de la température ambiante, mais des conditions de fonctionnement du transistor.

Il faut donc non seulement veiller à ce que la puissance dissipée ne dépasse pas le maximum admis en conditions normales, mais aussi assurer une bonne stabilisation thermique pour éviter le phénomène de l'auto-destruction.

Ce phénomène, nous l'avons vu, est lié à une augmentation de la température du transistor, augmentation qui à son tour conduit à une augmentation du courant, conduisant elle même à une élévation de la température et ainsi de suite jusqu'à la détérioration du semi-conducteur.

Aussi, pour permettre une bonne dissipation de la chaleur, c'est-à-dire assurer dans une certaine mesure le refroidissement du transistor, on monte celui-ci sur des plaques de cuivre ou d'aluminium ou on place sur son corps des ailettes métalliques (radiateurs).

Enfin le troisième problème est posé par le RENDEMENT, qui dans l'étage de puissance prend une importance considérable, non seulement pour la détermination de la puissance maximale de sortie, mais aussi en ce qui concerne la DUREE des PILES alimentant le circuit.

Alors que l'on étudie les questions de DISTORSIONS et de DISSIPATION dans des cas particuliers seulement, le RENDEMENT mérite une étude dans un cadre général.

### 1 - 1 - RENDEMENT THEORIQUE DU TRANSISTOR

Le rendement d'un TRANSISTOR est défini comme étant le RAPPORT ENTRE LA PUISSANCE DE SORTIE  $P_O$  ET LA PUISSANCE ABSORBÉE (puissance fournie par le système d'alimentation).

Cette définition peut être exprimée très simplement par la formule :

$$\eta = P_O/P_{CO}$$

$\eta$  = rendement (lettre grecque "éta")

Ce rapport, comme tous les rapports exprimant un rendement, est évidemment toujours inférieur à 1.

En d'autres termes cela veut dire que la puissance absorbée à partir de l'alimentation est toujours supérieure à la puissance fournie par le transistor, à la CHARGE.

La différence entre ces deux puissances est la puissance dissipée en chaleur dans le transistor.

Il est donc clair, que plus la puissance fournie par le transistor est élevée, plus le rendement doit être grand, afin de réduire la puissance perdue en chaleur et la consommation du montage (c'est particulièrement vrai lorsque l'alimentation est réalisée avec des piles dont la réserve d'énergie est évidemment limitée).

Si le montage ne comprend qu'un seul transistor, il n'y a qu'une possibilité de réaliser l'étage final en vue d'un bon rendement : il doit être STABILISÉ pour la température et le couplage doit être INDUCTIF.

Du point de vue électrique, un étage de ce type ressemble au schéma étudié dans la leçon précédente.

Dans ce cas cependant, le TRANSFORMATEUR assure le COUPLAGE, entre l'ETAGE et la CHARGE (le haut-parleur par exemple s'il s'agit d'un amplificateur BF).

Dans ces conditions le transistor travaille en CLASSE A. Il conduit donc pendant toute la période du signal de commande et même en l'absence de celui-ci.

Le RENDEMENT EST EVIDEMMENT NUL SI AUCUN SIGNAL N'EST APPLIQUE A L'ENTREE, car dans ce cas le transistor ne fournit aucune puissance utile ( $P_O = 0$ ), alors qu'il consomme une puissance  $P_{CO}$  déterminée.

EN PRESENCE D'UN SIGNAL D'ENTREE, l'étage continue à consommer mais délivre une certaine puissance : le rendement prend alors une certaine valeur, augmentant avec le signal de commande. Le rendement maximum est atteint lorsque le transistor travaille à sa puissance maximum.

On peut alors atteindre (théoriquement du moins) la valeur maximum de  $\eta = 0,5$ .

Cela signifie que si l'on dispose d'un transistor fonctionnant en classe A, capable de délivrer une puissance de 1 watt par exemple, la puissance absorbée est de 2 watts.

En l'absence du signal d'entrée, cette puissance de 2 watts est entièrement transformée en chaleur dans le transistor.

En présence d'un signal d'entrée, la puissance constante  $P_{CO}$  de 2 watts fournie par l'alimentation, se divise en deux parties :

- a) la puissance utile  $P_O$
- b) la puissance dissipée en chaleur  $P_{CO}$  .

Lorsque le transistor délivre la puissance maximale de 1 watt, la puissance dissipée est réduite au minimum, c'est-à-dire à 1 watt également.

Nous avons bien alors :

$$\eta = P_O / P_{CO} = 1/2 = 0,5.$$

En conclusion, en classe A le transistor **CHAUFFE MOINS** lorsqu'il fournit la puissance maximum.

Le défaut essentiel d'un montage de ce type réside dans la **DISTORSION** non négligeable, se manifestant pour la puissance maximum.

Pour réduire cette distorsion, on peut adopter le montage à deux transistors en **CONTRE PHASE (PUSH-PULL)**, fonctionnant encore en classe A.

Dans ce cas, le rendement maximum reste de 0,5 (50%).

Bien entendu, la puissance délivrée et la puissance absorbée sont deux fois plus grandes que dans le cas précédent.

Le seul avantage de l'étage **PUSH-PULL** en classe A est donc de réduire la **DISTORSION**.

On obtient une amélioration considérable, avec un étage **PUSH-PULL** en classe B.

Faire travailler deux transistors en classe B, signifie les **POLARISER** presque au **CUT-OFF**, afin que l'un conduise lorsque l'autre est bloqué et inversement.

Le rendement est alors plus élevé, car en **L'ABSENCE DU SIGNAL D'ENTREE**, les deux transistors sont à l'interdiction et **N'ABSORBENT AUCUNE PUISSANCE** sur l'alimentation.

Le rendement théorique maximal peut alors atteindre 0,785 (78,5%).

Cela signifie que si deux transistors en classe B délivrent une puissance maximale de 1 watt, ils absorbent sur l'alimentation une puissance de :

$$1/0,785 = 1,275 \text{ watt.}$$

En classe A, la puissance absorbée était, nous l'avons vu, de 2 watts.

L'AUGMENTATION DU RENDEMENT se traduisant en pratique par une consommation moins importante présente un second avantage, d'un intérêt considérable.

En effet, pour une même puissance de sortie, on a une plus faible puissance dissipée en chaleur, ce qui veut dire qu'à égalité de puissance dissipée, la puissance de sortie est plus grande.

On peut en effet démontrer que la puissance de sortie maximale, délivrée par deux transistors en classe B, est égale à environ 5 fois (très exactement 4,83 fois) la puissance maximale que chacun d'eux peut dissiper.

Ainsi, par exemple, en utilisant des transistors pouvant dissiper une puissance maximale de collecteur  $P_{C \max} = 1$  watt, la puissance maximale de sortie  $P_{O \max}$  d'un étage PUSH-PULL en classe B est de 4,83 watts.

Tout ce qui vient d'être dit est regroupé dans le tableau ci-dessous, en vue de mettre en évidence les différences entre les trois types de montage.

TYPE D'ETAGE FINAL	RENDEMENT THEORIQUE ( $\eta$ )	PUISSANCE DE SORTIE MAXIMALE ( $P_{O \text{ max}}$ )
Classe A simple	0,5 (50 %)	$0,5 \times P_{C \text{ max}}$
Classe A en contrephase	0,5 (50 %)	$P_{C \text{ max}}$
Classe B en contrephase	0,785 (78,5 %)	$4,83 \times P_{C \text{ max}}$

Les indications données, bien qu'elles soient théoriques, permettent cette conclusion :

L'ETAGE PUSH-PULL en classe B est beaucoup plus avantageux que celui en classe A.

Pour cette raison, l'étage push-pull en classe A n'est pratiquement pas utilisé et nous ne l'étudierons donc pas.

## 1 - 2 - AMPLIFICATEUR PUSH-PULL EN CLASSE B

Le schéma classique d'un amplificateur PUSH-PULL est donné figure 1.

Il comprend trois étages :

a) TR1 - préamplificateur de tension. Le signal d'entrée est réglé en amplitude par P1.

b) TR2 - étage pilote (DRIVER), couplé au précédent par C3 et couplé à l'étage de puissance par le transformateur Te.

c) TR3/4 - étage de puissance push-pull - En l'absence d'un signal d'entrée, TR3 et TR4 sont polarisés de façon à être au CUT-OFF (ou alors très légèrement conducteurs c'est-à-dire près du CUT-OFF).

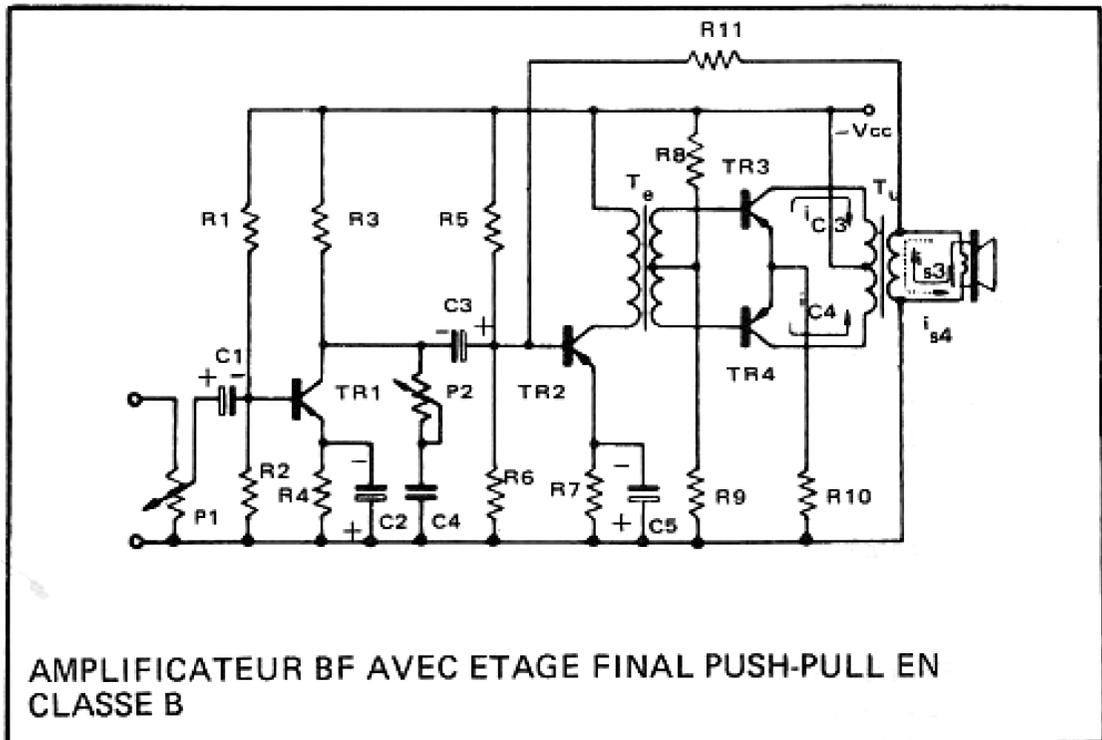


Figure 1

Le fonctionnement est le suivant :

Lorsque la demi-onde négative du signal est appliquée sur TR3, le transistor se débloque et un courant circule dans la jonction BASE-EMETTEUR.

Le courant amplifié  $i_{c3}$  circule dans la moitié supérieure du primaire de  $T_U$ .

Par conséquent, le courant  $i_{s3}$  est induit dans le secondaire de  $T_U$ . Ce courant par l'intermédiaire de la charge (ici un haut-parleur) circule dans le sens indiqué par la flèche en trait continu.

Dans le même temps, la demi-onde positive du signal d'entrée, place TR4 au-delà de l'INTERDICTION. Il ne circule donc aucun courant dans le circuit de ce transistor.

Pendant la demi-onde suivante, le fonctionnement des transistors est inversé : TR3 est bloqué et TR4 conduit.

Un courant de collecteur  $i_{c4}$  circule alors dans la moitié inférieure du transformateur  $T_U$  et un courant  $i_{s4}$  parcourt la charge, dans le sens indiqué par le trait en pointillé.

On voit ainsi, que dans l'étage PUSH-PULL en classe B, les deux transistors ne fonctionnent jamais en même temps.

Le transformateur  $T_U$  a pour rôle de reconstituer l'onde complète, actionnant la charge.

Sur le schéma de la figure 1, on peut noter la présence de P2. Il s'agit d'un REGLAGE DE TONALITE, associé au circuit de CONTRE-REACTION formé par R11 (une fraction du signal de sortie est reportée sur la base de TR2).

Il est évident que les deux transistors doivent non seulement être du même type, mais qu'ils doivent aussi être parfaitement identiques.

En général, ils sont vendus deux par deux après sélection par le constructeur (transistors appairés).

TOUTE DIFFERENCE EVENTUELLE entre leurs caractéristiques, se traduirait par une DISSYMETRIE du circuit, donc par une DISTORSION, due à la production d'harmoniques paires.

Dans le cas d'un circuit parfaitement SYMETRIQUE, il ne subsiste que les harmoniques impaires, qui n'engendrent qu'une distorsion négligeable.

L'apparition des COUPLES DE TRANSISTORS A SYMETRIE COMPLEMENTAIRE, fait qu'actuellement le circuit de la figure 1 est pratiquement abandonné.

Les nouveaux montages permettent en effet d'éviter l'emploi des transformateurs, qui sont des composants relativement lourds volumineux et coûteux.

Voyons ces montages.

### 1 - 3 - ETAGE FINAL EN CLASSE B SANS TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Dans le cas des amplificateur PUSH-PULL, le rôle des TRANSFORMATEURS DE SORTIE est double :

- ils servent à la reconstitution de l'onde complète
- ils assurent l'ADAPTATION D'IMPEDANCE entre la sortie de l'étage et de la CHARGE.

Cependant, comme nous l'avons vu précédemment, le transformateur n'est jamais PARFAIT, il introduit donc des pertes.

On a donc pensé à l'éliminer, car outre son imperfection il est d'un prix relativement élevé.

Pour supprimer le TRANSFORMATEUR DE SORTIE, on peut penser immédiatement qu'il suffit de réaliser, pour les amplificateur BF, un haut-parleur d'IMPEDANCE élevée, donc pouvant directement être branché sur la sortie de l'étage.

Cette solution présente évidemment l'avantage d'éviter les pertes et permet ainsi d'obtenir une puissance de sortie de 15 % environ supérieure à celle qui l'on obtient avec un transformateur.

Par contre on rencontre de sérieux inconvénients :

- la réalisation d'un haut-parleur de ce type est compliquée et la sensibilité médiocre.

En effet, la bobine mobile d'un tel haut-parleur doit comporter beaucoup de spires et être munie d'une prise centrale.

De ce fait, seule une moitié de la bobine est utilisée à la fois (voir figure 2).

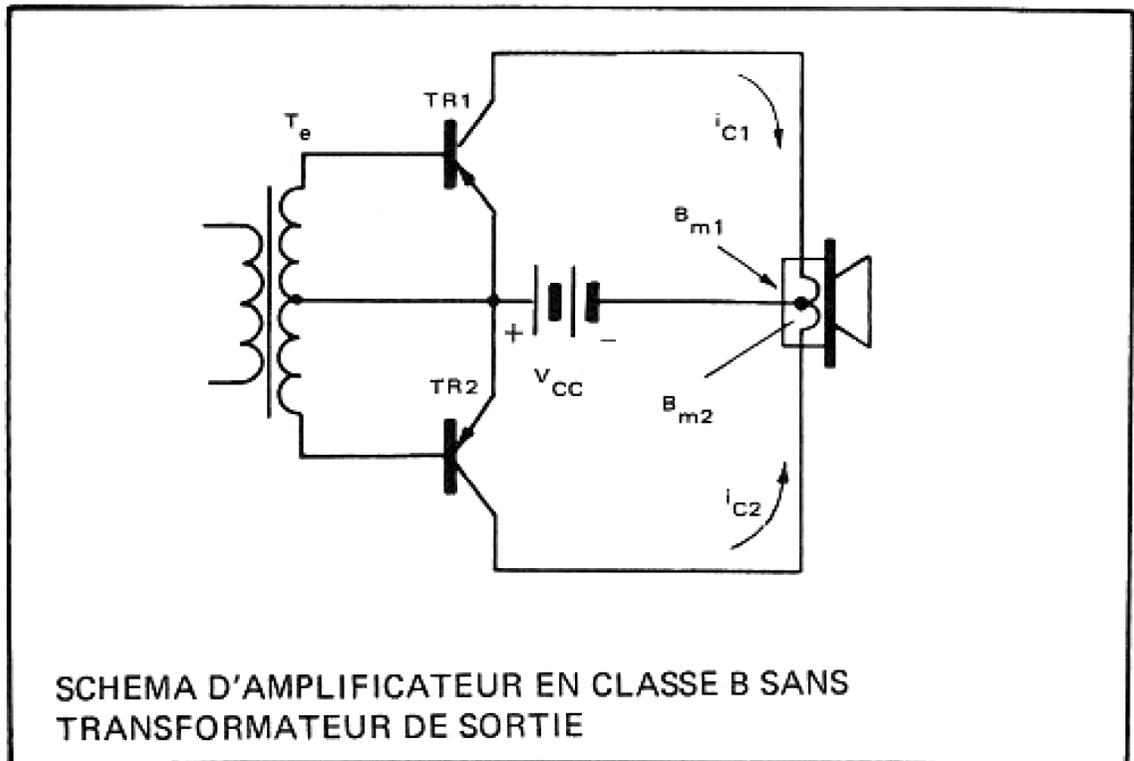


Figure 2

Elle ne travaille ainsi que partiellement, d'où une mauvaise exploitation.

En conclusion, la bobine mobile est plus volumineuse, plus lourde, **DONC MOINS SENSIBLE.**

Ces inconvénients de caractère électrique, ajoutés à celui de caractère économique (coût de fabrication) font que l'avantage présenté par l'élimination du transformateur de sortie, est en grande partie perdu.

Le schéma de la figure 2 est donc d'un emploi peu courant.

Le schéma de la figure 3 est au contraire très utilisé.

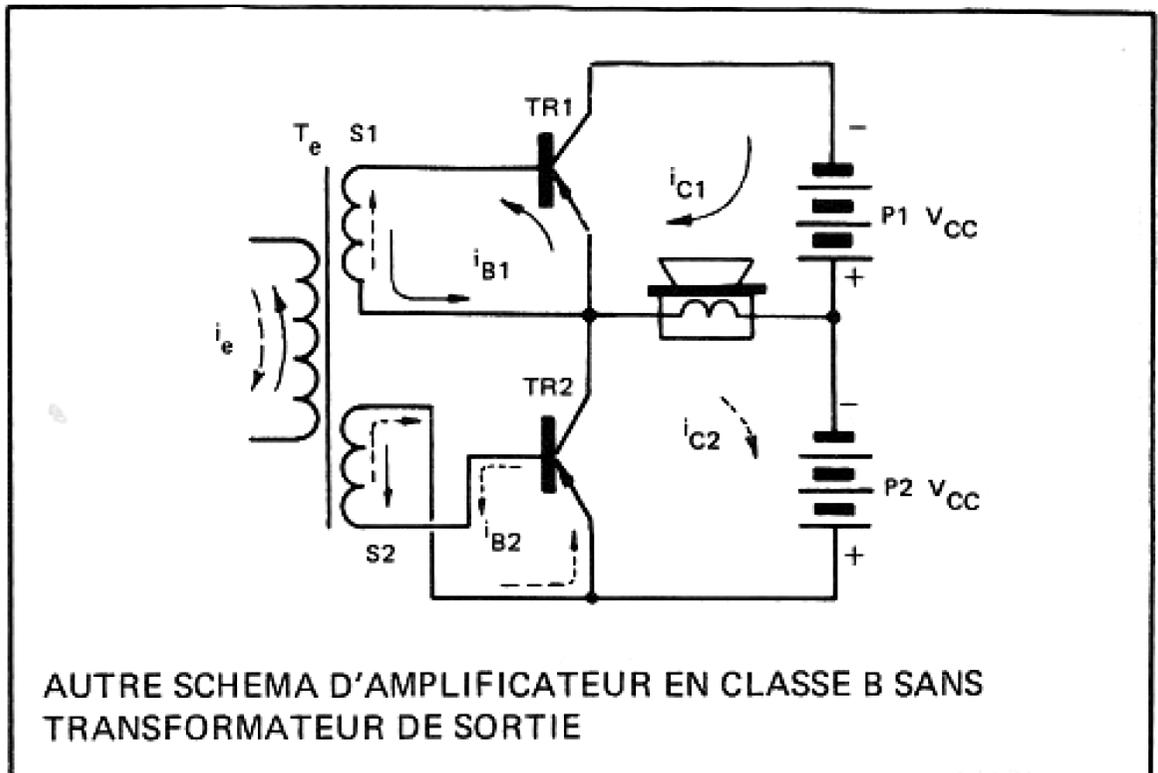


Figure 3

Il permet d'éliminer le transformateur de sortie, sans avoir à modifier le haut-parleur.

Les deux transistors sont reliés en SERIE, le collecteur de TR2 étant connecté sur l'émetteur de TR1.

L'alimentation se fait à l'aide de deux générateurs égaux, reliés eux aussi en série et dont les sorties vont directement, l'une sur le collecteur de TR1 l'autre sur l'émetteur de TR2.

Quant au haut-parleur, il est branché entre le point de jonction des deux générateurs et le point commun EMETTEUR de TR1 COLLECTEUR de TR2.

La commande des bases se fait à partir de DEUX SECONDAIRES SEPARES.

Le fonctionnement du circuit est le suivant.

On suppose que pendant la demi-alternance négative du signal d'entrée, le courant  $i_C$  circule dans le primaire dans le sens indiqué par la flèche en trait continu.

On voit alors que le transistor TR1 conduit et que la bobine mobile du haut-parleur est parcourue par le courant  $i_{C1}$ . Ce courant est fourni par la pile P1.

Quant à TR2 il est bloqué.

Pendant la demi-alternance positive, le sens du courant dans le primaire est inversé de même que dans les secondaires (flèches en pointillé).

Il en résulte que TR2 conduit et que TR1 est bloqué.

La bobine mobile est ainsi parcourue par le courant  $i_{C2}$ , fourni par la pile P2.

Les deux courants de collecteur circulant dans la bobine en sens inverse, l'alternance complète du signal est ainsi restituée.

En l'absence d'un signal de commande, les deux transistors sont à l'INTERDICTION. Dans ces conditions les piles ne débitent pas ; la consommation est donc nulle.

Le circuit de la figure 3 présente sans aucun doute des avantages remarquables par rapport aux précédents circuits.

En effet, il n'a pas besoin de transformateur de sortie et avec deux transistors identiques, il délivre une puissance sensiblement supérieure à celle du montage de la figure 1 et avec un taux de distorsion moins important (dans la mesure où il n'y a pas celle qui serait introduite par le transformateur de sortie).

Il présente enfin une BANDE PASSANTE plus large, celle-ci n'étant plus limitée par les caractéristiques du transformateur de sortie.

Par rapport au schéma de la figure 2, le montage de la figure 3 présente également l'avantage d'utiliser un haut-parleur moins coûteux et de meilleure qualité, tant du point de vue électrique qu'acoustique.

Par contre les inconvénients de ce circuit sont les suivants :

- a) L'alimentation doit être assurée par deux piles (ou deux générateurs quelconques : alimentation secteur après redressement par exemple).
- b) Le transformateur d'entrée doit comporter deux secondaires séparés.

On peut cependant éliminer l'inconvénient des deux générateurs, en ayant recours au montage de la figure 4.

Dans ce circuit, P1 et P2 sont remplacées par P seulement.

On voit facilement que le fonctionnement est identique à celui de la figure 3.

En effet, en l'absence d'un signal d'entrée, TR1 et TR2 sont polarisés PRES DE L'INTERDICTION, donc conduisant très légèrement et étant égaux, la tension V se répartit en deux parties égales.

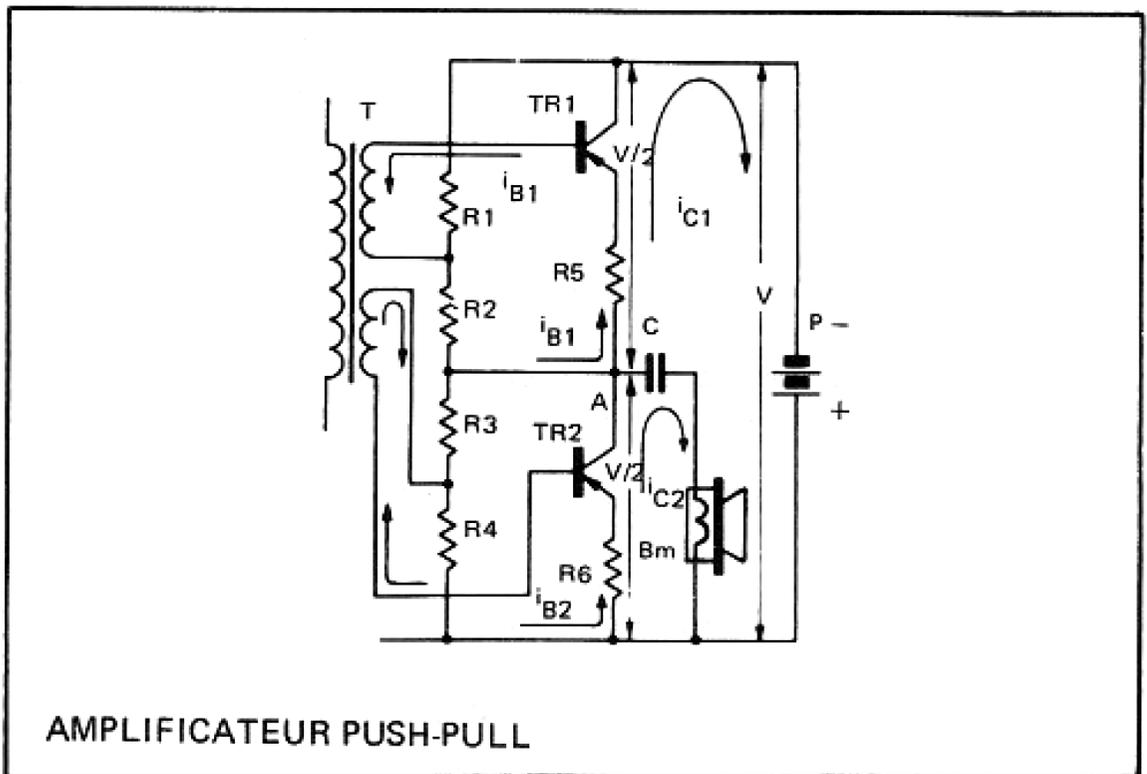


Figure 4

On a ainsi :

$V/2$  aux bornes de TR1 (entre collecteur et point A) et  $V/2$  aux bornes de TR2 (entre le point A et la masse).

Dans ces conditions, le condensateur C est chargé à la valeur de  $V/2$ , étant relié par l'intermédiaire du haut-parleur entre le point A et la masse.

SI SA CAPACITE EST SUFFISAMMENT ELEVEE, il reste chargé à cette valeur de tension et se comporte comme une pile.

Lors des demi-ondes positives du signal d'entrée, TR2 reste bloqué et TR1 conduit. Par l'intermédiaire du condensateur C la bobine mobile du haut-parleur est parcourue par le courant  $iC1$ .

En suivant le chemin de  $iC1$  (figure 4) on voit que la charge  $B_m$  (bobine mobile) est reliée entre EMETTEUR ET COLLECTEUR de TR1, avec en série la pile P et le condensateur C.

Quant au signal d'attaque, il est appliqué entre la BASE et la MASSE (point commun A), à travers la résistance R2.

Le transistor fonctionne donc en EMETTEUR COMMUN.

En outre, C qui fonctionne comme une pile avec une tension  $V/2$ , se trouve en série avec la pile P fournissant la tension V.

Ces tensions étant en OPPOSITION, c'est comme si TR1 était alimenté par  $V/2$ .

Pendant les demi-ondes négatives, le fonctionnement est inversé.

Le transistor TR1 reste bloqué alors que TR2 conduit et que le courant  $iC2$  est acheminé, toujours par l'intermédiaire de C, vers la bobine mobile du haut-parleur.

La charge  $B_m$  est reliée entre le COLLECTEUR de TR2 et la masse par l'intermédiaire de C.

Le signal d'attaque est appliqué entre la BASE et la masse à travers R4; TR2 fonctionne lui aussi en EMETTEUR COMMUN.

En suivant le chemin de  $iC2$ , on voit que la pile P n'intervient pas dans l'alimentation de TR2, qui est uniquement alimenté par le condensateur C fournissant la tension  $V/2$ .

La bobine mobile du haut-parleur est ainsi parcourue successivement par les courants  $i_{C1}$  et  $i_{C2}$  de sens opposé, correspondant aux deux demi-ondes amplifiées du signal d'attaque.

Cet AMPLIFICATEUR est dit AMPLIFICATEUR PUSH-PULL ASSYMETRIQUE (en anglais "amplificateur SINGLE ENDED").

#### I - 4 - ETAGE FINAL EN CLASSE B SANS TRANSFORMATEUR D'ENTREE ET DE SORTIE

On peut non seulement éliminer le transformateur de sortie mais aussi celui d'entrée.

Il en résulte un étage final très simple et d'excellente qualité par ailleurs.

Pour la suppression du transformateur d'entrée, il convient d'utiliser DEUX TRANSISTORS DE MEMES CARACTERISTIQUES, mais de type COMPLEMENTAIRE, c'est-à-dire l'un P.N.P. et l'autre N.P.N.

Le schéma du circuit type est donné figure 5.

Le transistor TR1 (P.N.P) est alimenté par la pile P1, dont la BORNE NEGATIVE est reliée au COLLECTEUR. Le transistor TR2 de type N.P.N est au contraire alimenté par la pile P2 dont la borne positive est reliée au COLLECTEUR.

La charge ( $B_m$ ) est branchée entre le point A (point commun des deux émetteurs) et le point B (prise intermédiaire du générateur CC).

La bobine mobile est de ce fait parcourue par les courants de collecteur des deux transistors.

Jusqu'ici, le schéma est analogue à celui de la figure 3, mise à part l'inversion de connexion de TR2.

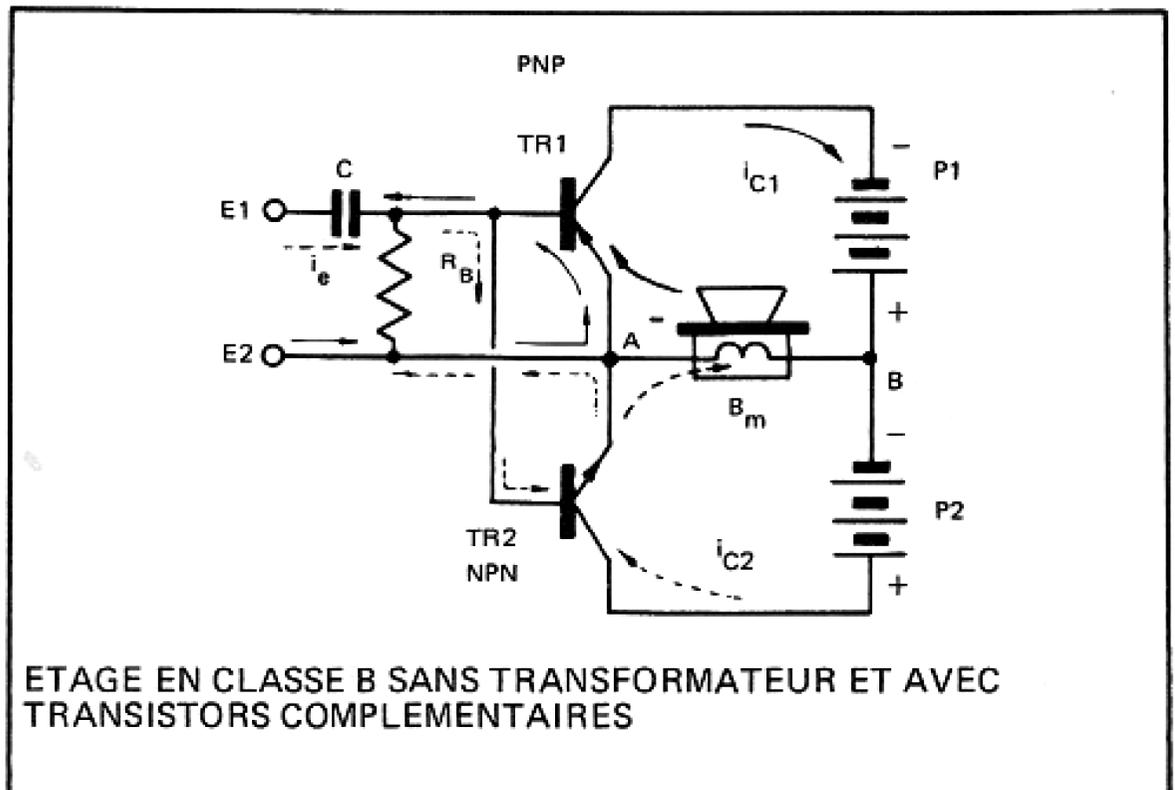


Figure 5

Cette différence provient évidemment du fait que sur la figure 3 TR2 est du type P.N.P. alors que sur la figure 5 il est du type N.P.N.

Pour comprendre le fonctionnement du montage, il convient de rappeler qu'une TENSION NEGATIVE appliquée sur la BASE d'un transistor P.N.P polarisé à l'INTERDICTION, a pour effet de rendre celui-ci CONDUCTEUR.

Par contre, dans les mêmes conditions, il faut appliquer une TENSION POSITIVE, pour rendre CONDUCTEUR un transistor N.P.N.

Sans aucun signal de commande, les deux transistors se trouvent à l'interdiction et aucun courant ne circule dans les circuits de collecteur.

En présence d'un signal (appliqué par l'intermédiaire du condensateur C) L'UN CONDUIRA PENDANT LES DEMI-ALTERNANCES NEGATIVES ET L'AUTRE PENDANT LES DEMI-ALTERNANCES POSITIVES.

En effet, pendant les demi-ondes négatives du signal de commande, le courant d'entrée circule de la borne E2 à la borne E1 en empruntant le chemin indiqué par les flèches en trait continu.

Il peut en effet passer à travers la jonction EMETTEUR-BASE de TR1, alors qu'il ne peut circuler à travers la jonction EMETTEUR-BASE de TR2.

Ainsi, pendant les DEMI-ONDES NEGATIVES du signal de commande, TR1 conduit et TR2 est bloqué. La bobine mobile est alors parcourue par le courant  $iC1$ , fourni par la pile P1.

Pendant les DEMI-ONDES POSITIVES, le courant  $iC$  circule de la borne E1 à la borne E2 en passant à travers la jonction EMETTEUR-BASE de TR2 (flèche en pointillé).

Dans ces conditions TR1 est bloqué et TR2 conduit. La bobine mobile est alors parcourue par le courant  $iC2$  fourni par la pile P2.

Dans ce schéma, Bm étant branché entre les COLLECTEURS et les EMETTEURS des deux transistors et les signaux d'entrée étant appliqués entre les BASES et les EMETTEURS, les deux TRANSISTORS FONCTIONNENT EN EMETTEUR COMMUN.

Ce circuit (figure 5) présente l'inconvénient suivant : les deux générateurs CC (P1 et P2) n'ont aucune borne reliée à la masse ; ils ne peuvent donc pas servir à l'alimentation des autres parties du montage.

Il faut en outre utiliser deux générateurs CC.

Il est possible cependant de remédier à ces inconvénients, en adoptant le circuit de la figure 6.

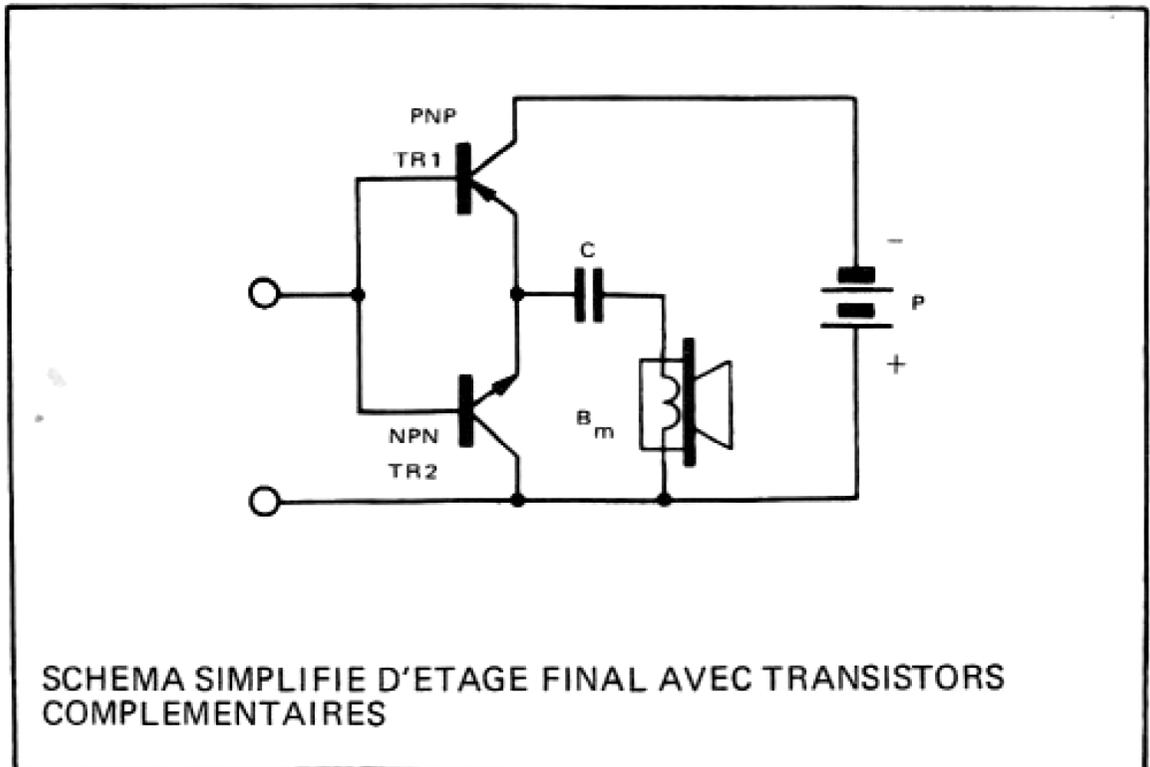


Figure 6

Dans ce montage, la bobine mobile est reliée à travers C aux EMETTEURS des deux transistors.

Le principe de fonctionnement du circuit ne change pas, par rapport à celui que l'on a vu, lors du passage du schéma de la figure 3 à celui de la figure 4, du point de vue alimentation.

Par contre en ce qui concerne le signal d'entrée il existe une différence importante entre le schéma de la figure 5 et celui de la figure 6.

Dans celui-ci, le signal d'entrée est appliqué directement entre les BASES et les COLLECTEURS (directement au collecteur de TR2 et indirectement au collecteur de TR1 à travers la pile P).

C'est donc le COLLECTEUR qui est l'électrode commune aux circuits d'entrée et de sortie.

Les TRANSISTORS fonctionnent donc en COLLECTEUR-COMMUN.

Il en résulte une plus faible amplification de puissance, ce qui entraîne une diminution de sensibilité de l'amplificateur final.

On peut remédier à ce défaut en adoptant un étage d'amplification supplémentaire.

L'emploi d'un TRANSFORMATEUR DE COUPLAGE entre l'étage pilote et l'étage final n'étant plus nécessaire dans les circuits à TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES, les deux couplages possibles sont :

a) le COUPLAGE CAPACITIF

b) Le COUPLAGE EN COURANT CONTINU.

Ces deux types de couplage présentent des avantages et des inconvénients.

LE COUPLAGE CAPACITIF permet une polarisation indépendante entre les deux étages ; il présente par contre le défaut d'utiliser plus de composants que le couplage en courant continu.

LE COUPLAGE EN COURANT CONTINU permet une bonne transmission des fréquences les plus basses, économise des composants, mais introduit une complication du circuit de stabilisation.

Il nécessite en effet l'adoption d'un circuit de **CONTRE-REACTION** en **COURANT CONTINU**, pour réduire les dérivés thermiques.

La figure 7 montre l'étage de sortie avec des **TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES**, auxquels ont été ajoutés sur les **EMETTEURS**, les résistances **R4** et **R5** pour la **STABILISATION THERMIQUE**, et les résistances **R1 - R2** et **R3** pour la **polarisation des BASES**.

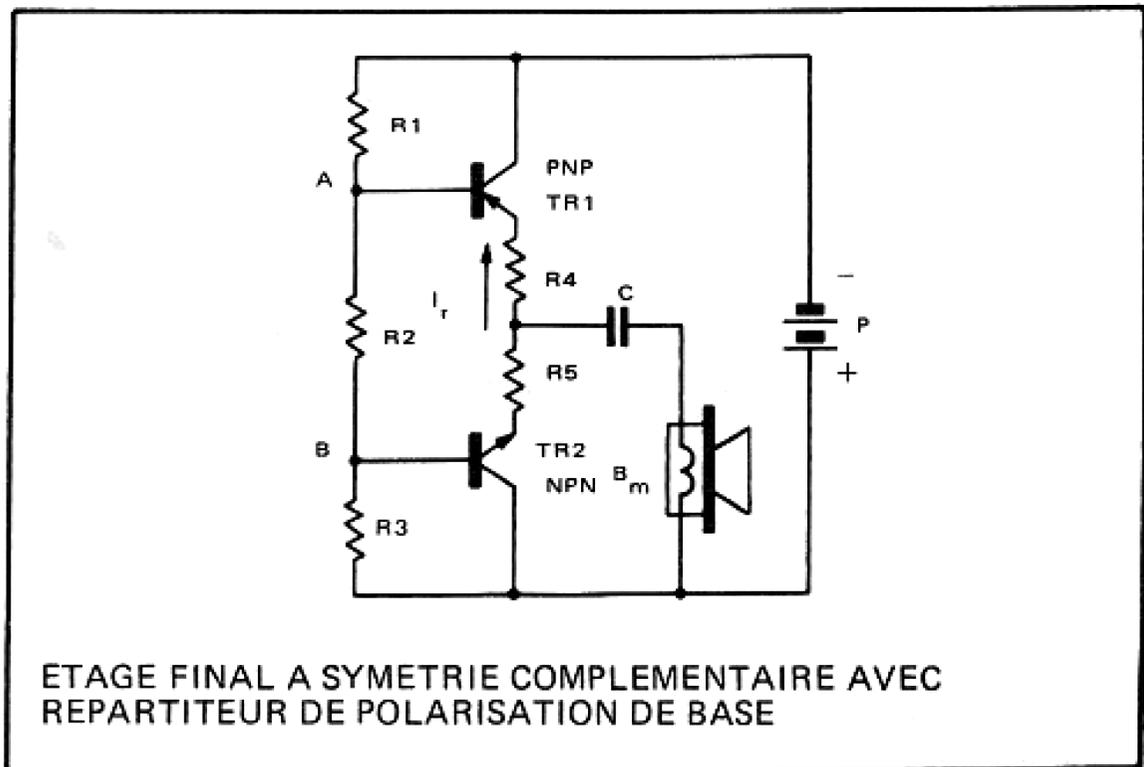


Figure 7

Le circuit répartiteur (**R1 - R2 - R3**) assure la polarisation des bases des deux transistors, en évitant la distorsion se manifestant en présence de signaux d'attaque faible.

**R2**, de valeur faible par rapport à **R1** et **R3** détermine en effet un courant de repos (**I<sub>r</sub>**) dans les transistors.

Ainsi, l'amplificateur reste sensible aux faibles signaux d'entrée, ce qui ne serait pas le cas si les transistors étaient à l'interdiction (courant de repos nul).

Le signal d'attaque, provenant de l'étage pilote, peut être appliqué soit au point A soit au point B.

En raison de ces deux possibilités, il est bon d'utiliser un étage pilote avec transistor N.P.N ou P.N.P.

Ces deux circuits sont illustrés figure 8.

Dans le cas de la figure 8-a, la résistance R1 du répartiteur de la figure 7 est constituée par la résistance statique de sortie du transistor pilote N.P.N (TR3).

De la même façon, dans le cas de la figure 8-b, la résistance R3 de la figure 7 est constituée par la résistance en courant continu du transistor P.N.P (TR4).

Ces deux circuits ne sont pas parfaits ; en effet, la charge dynamique de l'étage pilote constituée pratiquement de l'impédance d'entrée de l'étage de sortie, est relativement basse et ne permet pas à l'étage pilote de fournir le courant nécessaire à la commande des transistors finals.

On peut remédier à cet inconvénient en adoptant les montages des figures 9-a et 9-b.

Avant de terminer cette étude sur les étages de puissance à SYMETRIE COMPLEMENTAIRE, il est bon d'attirer l'attention sur LE CIRCUIT DE STABILISATION DU COURANT DE REPOS.

Ce courant ( $I_r$ ), indispensable pour l'élimination des distorsions, est obtenu grâce à la chute de tension  $V_{AB}$  se manifestant aux bornes de R2 (figure 10-a).



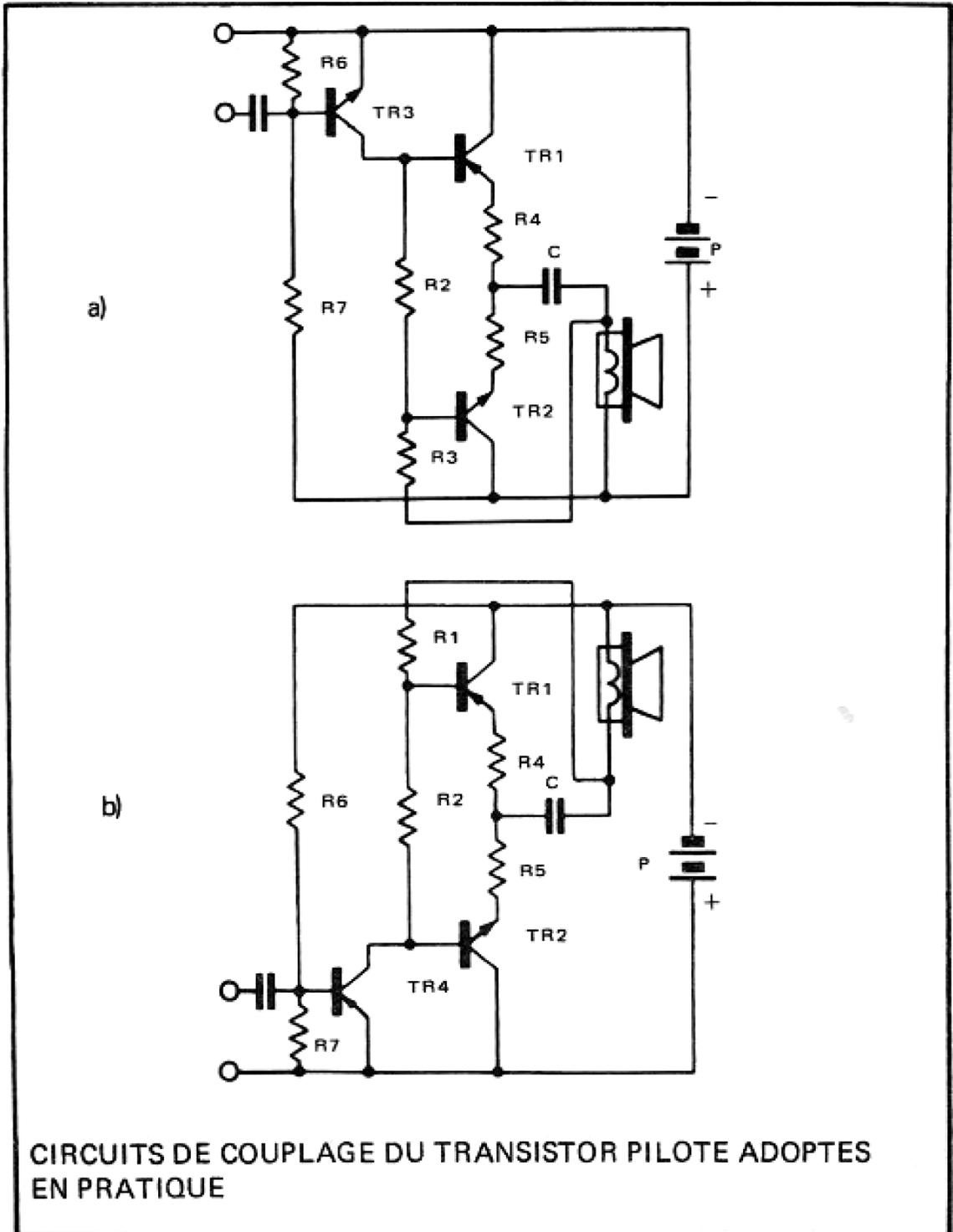


Figure 9

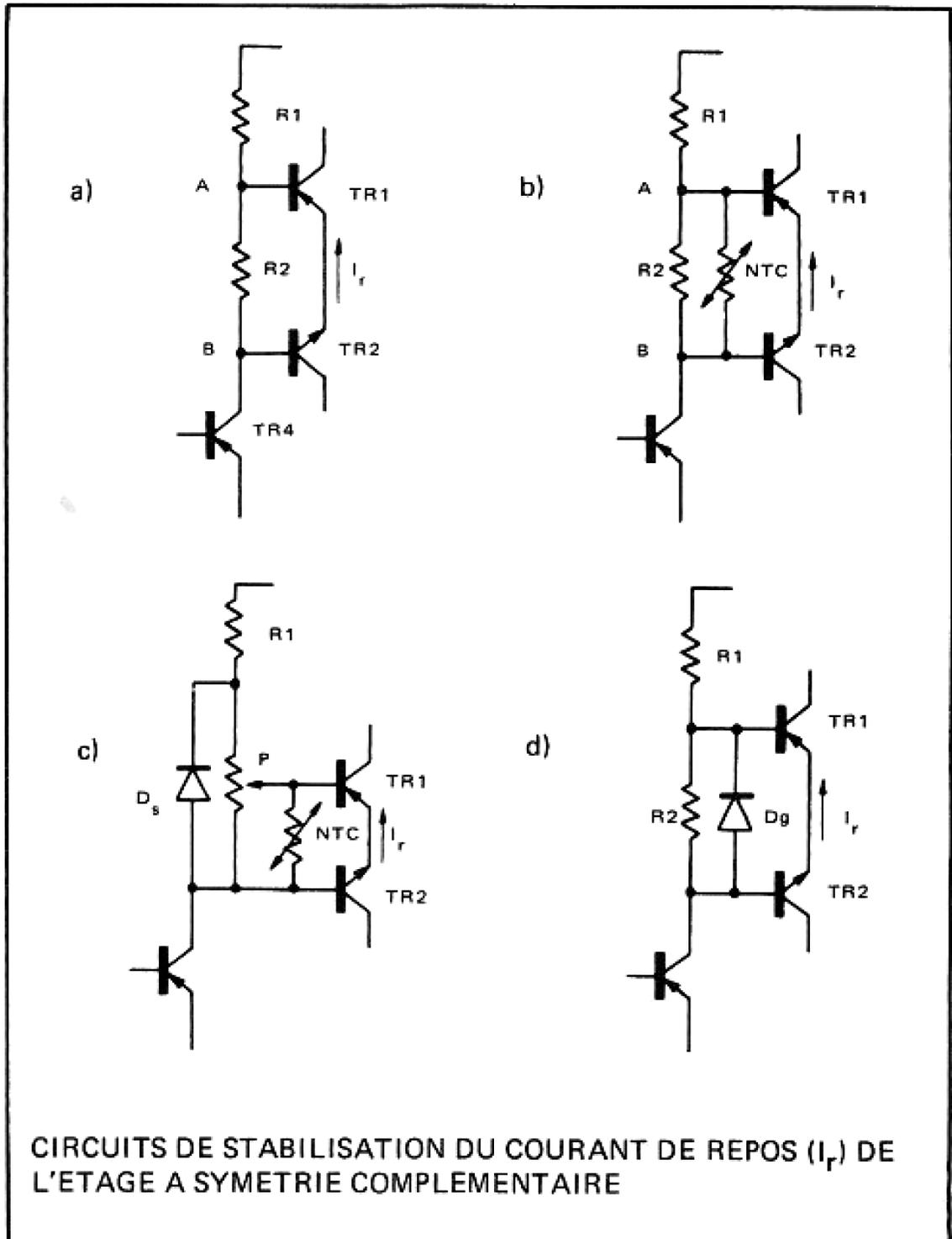


Figure 10

**L'AUGMENTATION DE LA TEMPERATURE**, détermine cependant une **AUGMENTATION DU COURANT DE REPOS** des transistors finals.

Cette variation ne doit pas cependant dépasser des limites acceptables.

On limite donc la dérive, en utilisant une résistance à coefficient de température négatif (CTN) (figure 10-b).

Dans ce circuit, à une augmentation de température entraînant une augmentation de  $I_r$ , correspond une **DIMINUTION** de la résistance CTN, limitant ainsi l'augmentation du courant  $I_r$ .

On peut également stabiliser  $I_r$ , par rapport à la tension d'alimentation.

Dans ce cas on adopte le circuit de la figure 10-c.

Si la tension d'alimentation diminue, la tension aux bornes de  $D_s$  (diode silicium) reste pratiquement inchangée et par conséquent  $I_r$  reste constant.

La diode  $D_s$  est en effet polarisée dans le **SENS DIRECT**, donc conductrice c'est-à-dire de résistance très faible. Comme elle se trouve en **PARALLELE** sur  $P$ , de résistance plus élevée, cette diode a un effet prédominant sur la résistance équivalente de l'ensemble.

Quand au potentiomètre  $P$ , il sert au réglage de la valeur exacte de  $I_r$ .

La figure 10-d représente enfin le schéma du circuit de stabilisation, utilisant une diode au germanium  $D_g$ .

Le fonctionnement est basé sur le principe de celui de la figure 10.

Les circuits vus jusqu'ici permettent d'obtenir des **PUISSANCES DE SORTIE** maximales de l'ordre de 10 watts.

Pour des puissances supérieures, on utilise en général des schémas du type de la figure 4, où le transformateur d'entrée est remplacé par un **ETAGE COMPLEMENTAIRE**.

On a ainsi un montage du genre de celui illustré figure 11.

Le signal à amplifier est appliqué en même temps sur les deux bases de TR3 et TR4. Les transistors étant complémentaires, l'un conduira seulement pendant les demi-alternances négatives, l'autre pendant les demi-alternances positives.

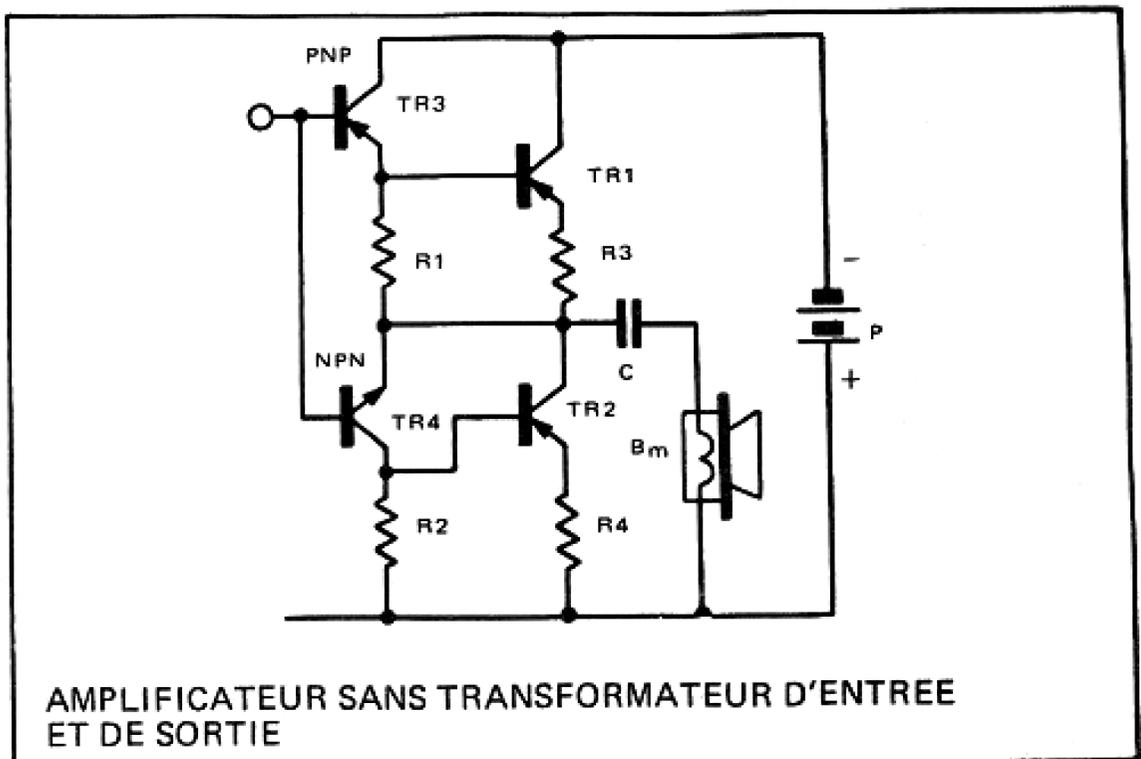


Figure 11

Le transistor TR3 fonctionne en amplificateur COLLECTEUR COMMUN et le signal qu'il amplifie (prélevé sur l'émetteur) est en PHASE avec celui appliqué sur la BASE.

Le gain de cet étage est pratiquement égal à 1.

Le transistor TR4 fonctionne au contraire en amplificateur EMETTEUR COMMUN et le signal de sortie (prélevé sur le collecteur) est en OPPOSITION DE PHASE par rapport au signal appliqué sur la BASE.

La contre-réaction dans ce circuit de TR4 est très élevée et de ce fait l'amplification est pratiquement égale à 1, comme dans le circuit de TR3 travaillant en COLLECTEUR COMMUN.

Durant les demi-ondes négatives du signal d'entrée, seul TR3 conduit et le signal amplifié est appliqué sur la base de TR1.

Durant les demi-ondes positives du signal, seul TR4 conduit et la tension amplifiée est appliquée directement sur la base de TR2.

Comme dans le circuit de la figure 4, la charge est parcourue alternativement par les courants de directions opposées, d'où restitution de la forme complète du signal.

## II - LARGEUR DE BANDE ET FREQUENCES DE COUPURE

Dans l'étude des amplificateurs, on a supposé que le signal d'attaque était sinusoïdal et avait une fréquence constante.

En réalité, un amplificateur doit travailler non sur une seule fréquence, mais sur une gamme de fréquence (50 à 12 000 Hz par exemple en BF).

Pour étudier le comportement d'un amplificateur du point de vue de la fréquence, il faut comme nous l'avons vu dans les leçons théoriques, disposer d'un GENERATEUR BF réglable en fréquence et en amplitude.

Le signal délivré par le générateur doit être appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF, chargé par une charge RC.

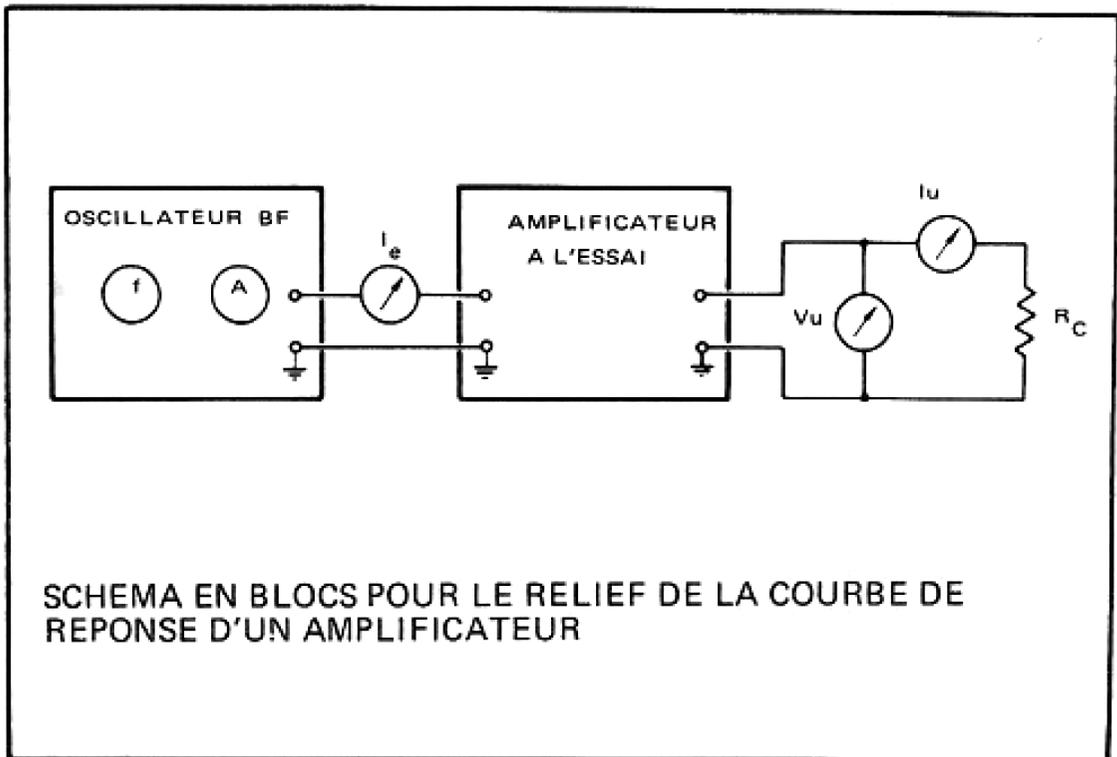


Figure 12 .

Pendant l'opération consistant à relever la COURBE DE REPONSE, c'est-à-dire la LARGEUR DE BANDE, la valeur d'entrée du signal BF appliqué, doit rester constante.

En faisant varier la fréquence de 50 à 12 000 Hz par exemple, on note ensuite les valeurs de courant ou de tension de sortie (valeurs indiquées par  $V_u$  et  $I_u$ ).

On trace enfin la courbe de réponse en construisant un graphique d'après les valeurs relevées (figure 13)

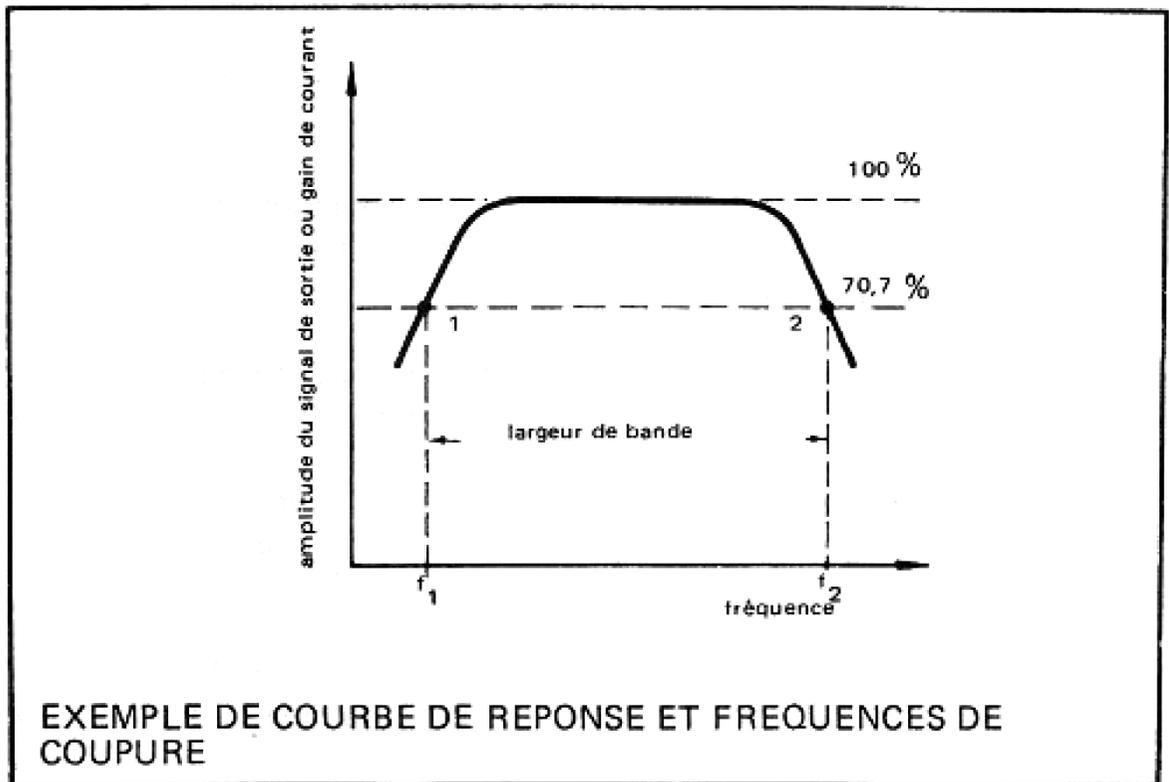


Figure 13

On voit que la courbe obtenue a une allure bien caractéristique, composée de trois parties:

- Une ligne pratiquement horizontale,
- Une ligne latérale ascendante,
- Une ligne latérale descendante.

La signification d'une telle courbe est facilement compréhensible :

- La partie plane indique le gain de l'amplificateur pour une gamme de fréquence déterminée;

b) La partie latérale ascendante indique une augmentation progressive du gain en fonction de la fréquence, à partir d'une fréquence minimum  $f_1$  (fréquence de coupure inférieure);

c) La partie latérale descendante, indique une diminution du gain en fonction de la fréquence, jusqu'à une fréquence maximum  $f_2$  (fréquence de coupure supérieure).

Comme il est évident que la courbe part évidemment d'un point précis sur l'axe vertical (par exemple dans le cas où l'amplificateur n'est pas en mesure de reproduire les fréquences de 10 Hz, la tension ou le gain pour cette fréquence correspond à zéro), on a décidé DE NE CONSIDERER QUE LES POINTS DE LA COURBE, POUR LESQUELS le gain reste de 70,7 % par rapport au gain maximum de 100 % .

Ainsi, LA FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE est définie par la FREQUENCE LA PLUS BASSE, pour laquelle le gain reste de 70,7 %.

De la même façon, la FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE est définie par la FREQUENCE MAXIMUM, pour laquelle le gain reste également de 70,7% .

Les fréquences supérieure et inférieure de coupure délimitent donc la BANDE PASSANTE, d'où la formule :

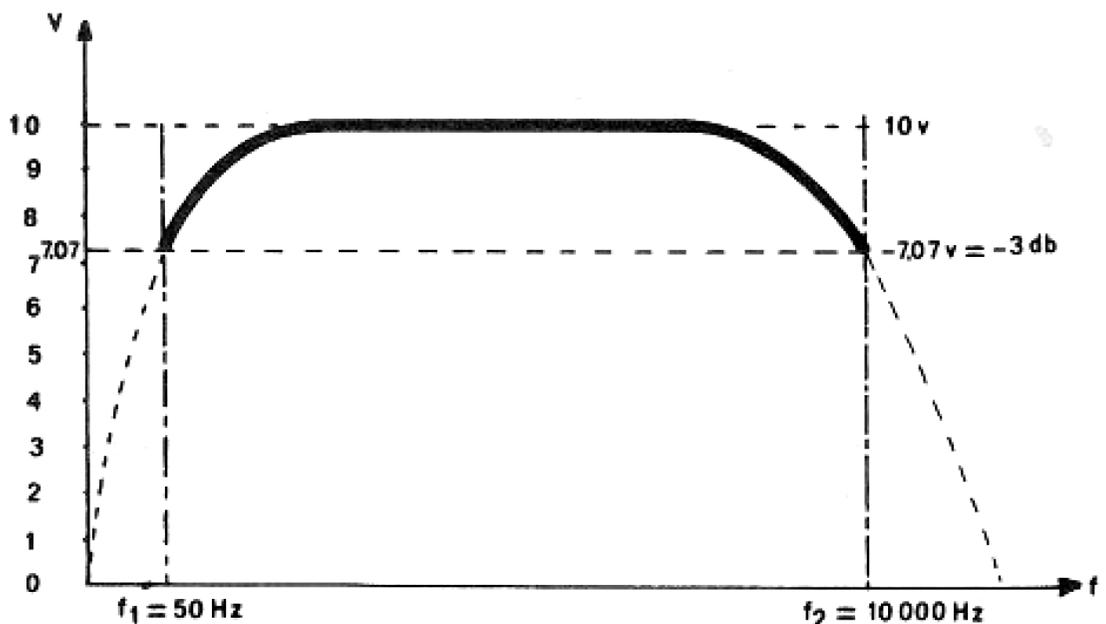
$$B = f_2 - f_1.$$

En se rappelant la leçon théorique concernant les décibels, précisons que la réduction du GAIN DE COURANT ou de tension à 70,7 % de la valeur maximum, signifie une réduction du GAIN EN PUISSANCE de 50 %, c'est-à-dire de moitié, en d'autres termes de - 3 dB.

EXEMPLE : Pour une TENSION D'ENTREE DE 1 VOLT et une gamme de fréquence comprise entre 20 et 10 000 Hz on trouve les tensions de sortie suivantes :

20 Hz	=	4 V
30 Hz	=	5 V
40 Hz	=	6 V
50 Hz	=	7,07 V
60 Hz	=	8,5 V
80 Hz	=	9,5 V
90 à 9500 Hz	=	10 V
9600 Hz	=	9,5 V
9700 Hz	=	9 V
9800 Hz	=	8,5 V
9900 Hz	=	8,3 V
10 000 Hz	=	7,07 V
10 100 Hz	=	7 V
10 200 Hz	=	6 V

à l'aide de ces valeurs, on peut tracer la courbe ci-dessous :



L'amplitude maximum est de 10 volts. Etant donné que c'est à partir de celle-ci que l'on fixe la bande passante nous avons :

10 Volts =  $A_0$  et

$$A_0 = 20 \log \frac{V_s}{V_e} = 20 \log \frac{10}{1} = 20 \text{ dB.}$$

Pour les fréquences de 50 Hz et 10 000 Hz nous tombons à 7,07 Volts, soit une réduction à 70,7 % de l'amplitude maximum. Nous avons alors :

$$A = 20 \log \frac{V_s}{V_e} = 20 \log \frac{7,07}{1} = 0,85 \times 20 = 17 \text{ dB}$$

(le log de 7,07 étant de 0,85).

Ainsi, pour une réduction à 70,7 % de l'amplitude maximum, nous avons bien en décibels, une réduction de :

$$20 \text{ dB} - 17 \text{ dB} = 3 \text{ dB.}$$

Or le niveau 20 dB = 10 volts étant le NIVEAU DE REFERENCE, on écrit 10 volts = 0 dB ; pour une ATTENUATION de 3 dB, on a donc - 3 dB.

## II - 1 - FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE

On a vu précédemment que le COEFFICIENT D'AMPLIFICATION de courant  $\beta$ , coïncide avec le paramètre  $h_{21e}$ , défini à son tour par la formule :

$$h_{21e} = \frac{i_2}{i_1} .$$

Dans cette formule,  $i_1$  indique l'augmentatin du courant de BASE en fonction de la résistance de POLARISATION de BASE ;  $i_2$  représente l'augmentation correspondante du courant de collecteur.

Si on applique un SIGNAL SINUSOIDAL sur la BASE, on obtient évidemment une variation du cours de BASE, de même allure que celle du signal appliqué ; le courant augmente, atteint un maximum, revient à sa valeur de repos, diminue et remonte vers sa valeur de repos.

Le COURANT COLLECTEUR présente bien entendu la même allure.

La valeur de  $\beta$  peut dans ce cas encore, être calculée avec la formule :

$$\beta = \frac{i_e}{i_1} = h_{21e}$$

Dans ce cas cependant  $i_1$  et  $i_2$  indiquent l'amplitude des augmentations et des diminutions périodiques des courants de BASE et de COLLECTEURS.

L'avantage d'une mesure de ce coefficient dans ces conditions est de pouvoir faire varier la fréquence du signal pour mettre en évidence la variation correspondante de  $\beta$ .

Pour cette mesure on réalise le circuit indiqué figure 14.

On applique sur la BASE le signal fourni par un générateur BF, à travers la résistance R1, dont la valeur est de l'ordre de 100 k $\Omega$ .

Si la fréquence du signal appliqué est relativement basse, la valeur de  $\beta$  obtenue avec cette méthode, coïncide pratiquement avec celle mesurée selon la méthode précédemment décrite.

En augmentant la fréquence du signal, on trouve à une certaine valeur que  $\beta$  commence à diminuer rapidement (figure 15).

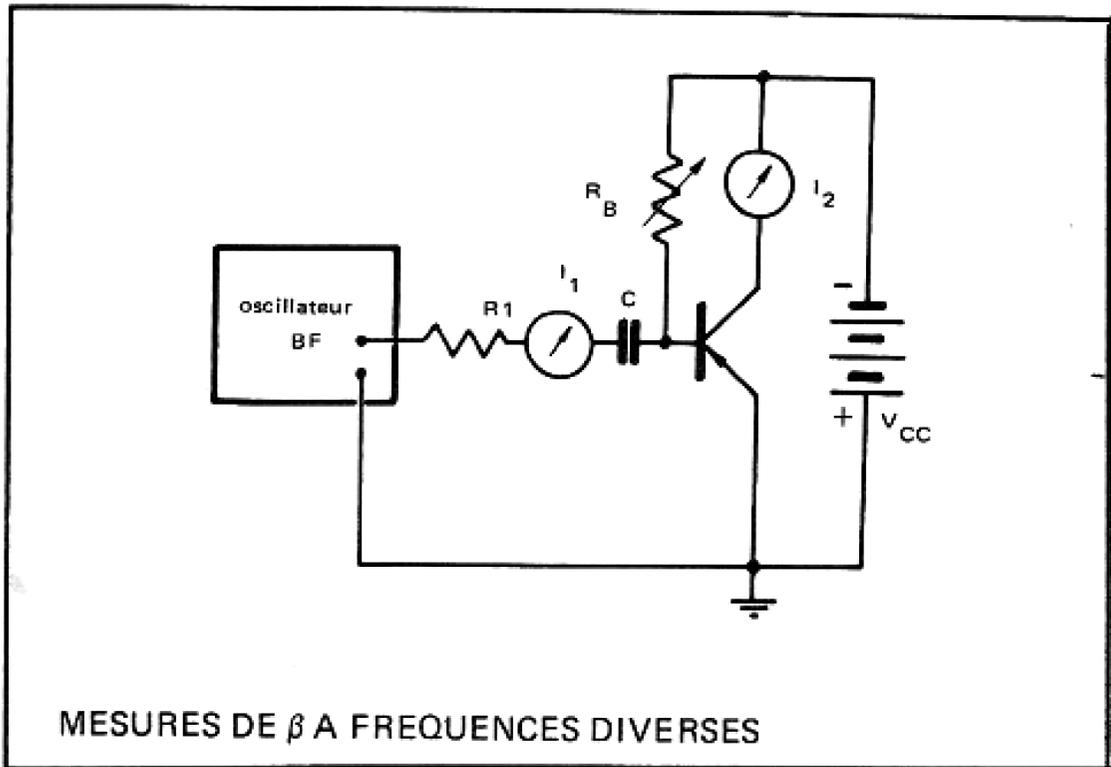


Figure 14

On définit alors, comme on vient de le voir, la **FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE** du transistor en **EMETTEUR COMMUN** (indiquée en général par  $f_{\beta}$ ), comme étant la fréquence pour laquelle la valeur de  $\beta$  se réduit à 70,7 % de celle qu'il avait aux basses fréquences.

En procédant aux mêmes mesures sur le transistor monté en **BASE COMMUNE**, on trouve également que le coefficient  $\alpha$  commence à diminuer à partir d'une certaine valeur de fréquence.

Pour ce montage, la **FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE** est désignée par l'expression  $f_{\alpha}$ .

On doit noter que  $f_{\alpha}$  est toujours supérieure à  $f_{\beta}$ . Plus précisément on trouve que  $f_{\alpha}$  est environ  $\beta$  fois plus grand que  $f_{\beta}$ .

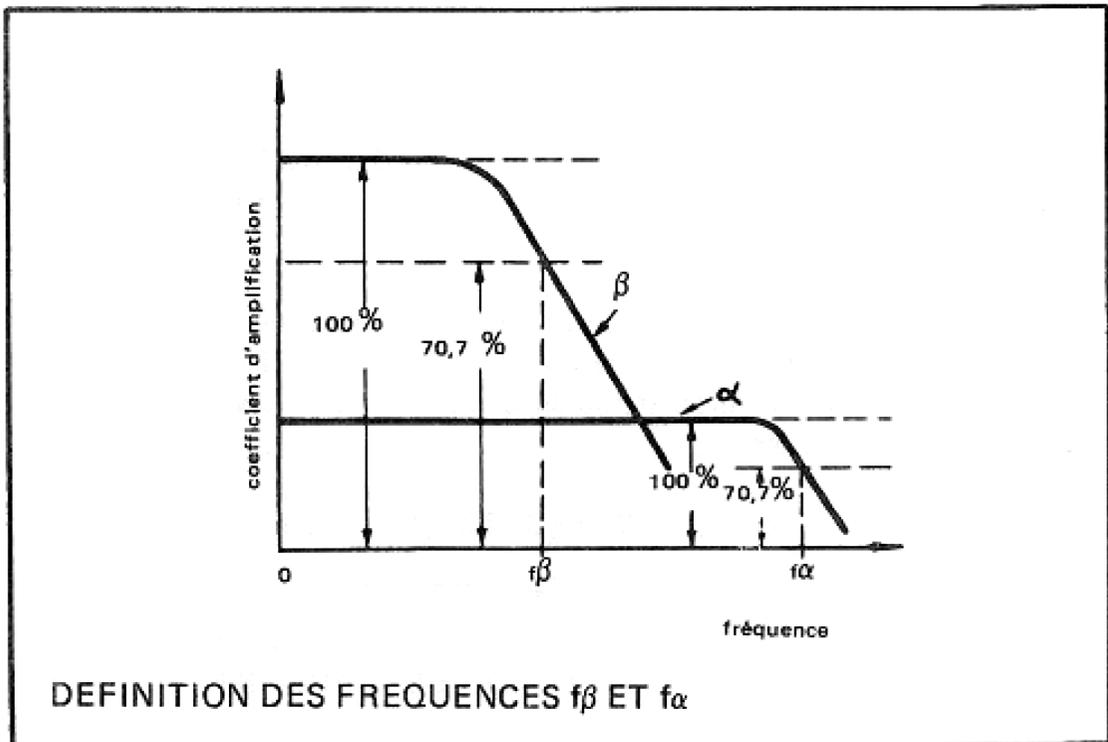


Figure 15

Quelle est la cause de la diminution du coefficient d'amplification de courant, à partir d'une certaine fréquence ?

Il s'agit d'un phénomène complexe, dû à la conduction à l'intérieur du transistor, dans lequel interviennent la capacité d'entrée et de sortie et l'inertie à la commande.

Entendre par là, que le COURANT DE COLLECTEUR suit avec une certaine lenteur les variations du courant de BASE.

Ainsi, lorsque le courant de BASE varie trop rapidement (fréquence trop élevée), le courant de collecteur ne réussit plus à suivre ces rapides variations et l'amplification du transistor tombe à de faibles valeurs.

## II - 2 - FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE

La **FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE** d'un étage, est déterminée par la valeur de la capacité, placée en parallèle sur la **RESISTANCE D'EMETTEUR**.

Cette capacité a en effet pour rôle, de présenter une impédance minimum à la composante alternative du courant de **COLLECTEUR**, afin d'éviter une réduction importante du gain. Nous avons vu ce problème dans une précédente leçon.

En rappelant qu'un **CONDENSATEUR** de capacité  $C$ , présente au courant alternatif de fréquence  $f$ , une réactance de valeur  $X_L = \frac{1}{2 \pi f C}$ , on en déduit qu'il laisse passer le courant alternatif d'**AUTANT MOINS FACILEMENT QUE LA FREQUENCE DE COURANT EST PLUS FAIBLE**.

Ainsi, plus la fréquence du signal appliqué est basse, plus l'effet de **CONTRE-REACTION** est important, donc plus l'amplification est réduite.

La fréquence pour laquelle le gain tombe à 70,7% de la valeur qu'il avait aux fréquences plus élevées, est définie comme étant la **FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE**.

Un autre élément intervient dans la réduction de l'amplification aux fréquences basses : c'est le **CONDENSATEUR DE COUPLAGE**.

En effet, lorsque la fréquence diminue la **REACTANCE** du condensateur augmente. Le condensateur s'oppose donc de plus en plus au passage du signal, commandant l'étage.

Dans le cas d'un **COUPLAGE** par **TRANSFORMATEUR**, la **FREQUENCE INFERIEURE** de **COUPURE**, dépend de l'**INDUCTANCE** du primaire.

**Plus la valeur de cette INDUCTANCE EST ELEVEE, PLUS LA FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE EST BASSE.**

On en comprend facilement la raison : par exemple si le primaire ne comporte que deux spires, donc si  $L$  est petit, un courant alternatif de fréquence basse traversera l'enroulement sans rencontrer de résistance. La variation du flux sera donc nulle et aucune tension ne sera induite dans le secondaire.

C'est pourquoi, à maintes reprises, nous avons écrit qu'un bon transformateur de couplage était un composant coûteux : en effet pour que celui-ci puisse transmettre sans atténuation les BASSES FREQUENCES, il faut qu'il comporte de nombreuses spires (beaucoup de cuivre) et que son circuit magnétique soit de bonne qualité (beaucoup de fer).

En plus du prix, cela conduit évidemment à un composant volumineux.

## **II - 3 - FREQUENCES DE COUPURE D'UN AMPLIFICATEUR A PLUSIEURS ETAGES**

Pour la détermination des FREQUENCES DE COUPURE d'un amplificateur à plusieurs étages, connaissant celles qui le composent, il faut considérer les deux cas suivants :

### **a) LES DIFFERENTS ETAGES SONT EGAUX ENTRE-EUX**

En mettant en "CASCADE" plusieurs étages égaux, plus le nombre des étages est élevé plus la BANDE PASSANTE EST ETROITE.

Cette diminution de la bande passante dépend d'un coefficient K, fonction du nombre d'étages, donné dans le tableau ci-dessous :

NOMBRE D'ETAGES	2	3	4	5	6	7	8
VALEUR DE K	1,56	1,96	2,30	2,59	2,86	3,10	3,32

#### b) LES DIFFERENTS ETAGES SONT DIFFERENTS LES UNS DES AUTRES

Dans ce cas on prend comme FREQUENCE DE COUPURE LA PLUS GRANDE DES FREQUENCES INFERIEURES DE COUPURE ET LA PLUS PETITE DES FREQUENCES SUPERIEURES DE COUPURE.

Cette règle simple permet, avec une bonne approximation, de déterminer la BANDE PASSANTE.

\*\*\*\*\*

## NOTIONS A RETENIR

- Pour assurer une **BONNE DISSIPATION DE LA CHALEUR**, c'est-à-dire refroidir le transistor ou du moins l'empêcher de s'échauffer, on place sur celui-ci un **RADIATEUR**.
- La formule  $\eta = P_O / P_{CO}$  définit le rendement d'un transistor. Dans cette formule  $\eta =$  rendement,  $P_O =$  puissance de sortie et  $P_{CO} =$  puissance absorbée.
- Dans tous les cas, la puissance absorbée est supérieure à la puissance fournie. Le rendement est donc toujours inférieur à 1.
- En **CLASSE A**, on peut atteindre théoriquement un rendement maximum de 0,5, soit 50%.  
En **CLASSE B**, le rendement peut atteindre 0,785 soit 78,5% .
- Dans un étage **PUSH-PULL** en **CLASSE B**, les transistors de puissance doivent être **APPAIRES**, c'est-à-dire de caractéristiques parfaitement identiques.  
Dans le cas contraire, il se produit des **DISTORSIONS**.
- On peut **SUPPRIMER LE TRANSFORMATEUR DE SORTIE** en utilisant un haut-parleur d'impédance élevée.  
Cette solution n'est cependant pas sans inconvénient. En effet, un tel haut-parleur est difficile à réaliser, donc coûteux et par ailleurs de **SENSIBILITE MEDIOCRE**.
- Actuellement, la meilleure solution pour réaliser un montage amplificateur sans **TRANSFORMATEUR DE SORTIE** ET SANS **TRANSFORMATEUR D'ENTREE**, est d'utiliser un **CIRCUIT A SYMETRIE COMPLEMENTAIRE**.

Dans ce type de montage, l'un des transistors de puissance est du type P.N.P l'autre du type N.P.N.

- Dans un montage à SYMETRIE COMPLEMENTAIRE on utilise le COUPLAGE CAPACITIF ou le COUPLAGE EN COURANT CONTINU.
- Le COUPLAGE EN COURANT CONTINU permet une excellente reproduction DES FREQUENCES LES PLUS BASSES.
- Sur un étage à SYMETRIE COMPLEMENTAIRE on stabilise généralement le courant de repos  $I_r$ .  
Ce courant, de valeur relativement faible, est nécessaire pour éliminer les distorsions en présence de signaux d'entrée de valeur faible.  
La stabilisation peut être assurée simplement à l'aide d'une résistance C.T.N.
- La FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE est la fréquence la plus basse pour laquelle l'amplitude du signal de sortie reste de 70,7% par rapport à l'amplitude maximum.  
De la même façon, la FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE est la fréquence la plus élevée, pour laquelle l'amplitude du signal de sortie, reste de 70,7% par rapport à l'amplitude maximum.
- La réduction à 70,7% par rapport à l'amplitude maximale, correspond à une ATTENUATION de  $- 3$  dB.
- La LARGEUR DE BANDE est la gamme des fréquences reproduites par un amplificateur, avec une ATTENUATION MAXIMUM de  $- 3$  dB.

Cette **BANDE** est comprise entre la **FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE** et la **FREQUENCE SUPERIEURE DE COUPURE**.

Cette définition peut être donnée sous sa forme mathématique par la formule :

$$B = f_2 - f_1.$$

Exemple :  $f_2 = 12\ 000\ \text{Hz}$ ,  $f_1 = 50\ \text{Hz}$

$$B = f_2 - f_1 = 12\ 000 - 50 = 11\ 950\ \text{Hz soit } 11\ \text{kHz}950.$$



**EXERCICE DE REVISION SUR LA LECON SEMI-CONDUCTEURS 10**

- 1) **Comment définit-on le RENDEMENT d'un transistor ?**
- 2) **Quelle PUISSANCE un étage en CLASSE B absorbe-t-il, en l'absence d'un signal d'entrée ?**
- 3) **Dans un étage final, est-il possible d'éliminer le TRANSFORMATEUR D'ENTREE ET DE SORTIE ?**
- 4) **Dans un étage à COUPLAGE INDUCTIF, de quel élément dépend la FREQUENCE INFERIEURE DE COUPURE ?**
- 5) **Comment peut-on définir la BANDE PASSANTE d'un étage ?**



REPONSES A L'EXERCICE DE REVISION SUR LA LECON  
SEMI-CONDUCTEURS 9

- 1) Le condensateur d'EMETTEUR sert à éviter l'effet de CONTRE-REACTION.
- 2) Avec un COUPLAGE CAPACITIF, la valeur de la résistance de CHARGE DYNAMIQUE, est donnée par la mise en parallèle de la résistance placée sur le collecteur et de la résistance d'entrée de l'étage suivant.
- 3) Dans un montage en BASE COMMUNE, le couplage capacitif entraîne une diminution très importante du gain, car dans cet étage la résistance d'entrée est très basse et la résistance de sortie très élevée. Ce genre de couplage ne convient donc pas pour le montage en BASE COMMUNE.
- 4) En augmentant la valeur de la résistance de charge dynamique, le GAIN DE TENSION augmente alors que celui du courant diminue.
- 5) La CHARGE OPTIMALE est celle pour laquelle on a le GAIN MAXIMUM de puissance.

