

Amplificateurs de puissance classe A et classe B

Après plusieurs étages de gain en tension, l'excursion du signal couvre toute la droite de charge. Tout gain supplémentaire doit être un gain en courant. Donc, les derniers étages d'un amplificateur doivent amplifier la puissance au lieu de la tension. Dans ces étages, les courants collecteur sont beaucoup plus grands parce que les résistances de charge sont plus petites. Dans le cas d'un récepteur radio AM type, la résistance de charge finale, l'impédance du haut-parleur, est de 3 à 8Ω. Donc, l'étage final doit produire un courant d'attaque de cette basse impédance assez fort.

La puissance limite des transistors petits signaux est inférieure à un demi-watt et celle des transistors de puissance est supérieure à un demi-watt. Habituellement, on utilise des transistors petits signaux près de l'entrée des systèmes parce que le signal est petit et des transistors de puissance près de la sortie des systèmes parce que le signal est grand.

Dans ce chapitre, nous étudierons les droites de charge dynamique, la dynamique du signal alternatif de sortie, les classes de fonctionnement et d'autres sujets relatifs aux amplificateurs de puissance.

DROITE DE CHARGE EN ALTERNATIF, EN COURANT ALTERNATIF, DYNAMIQUE OU EN RÉGIME DYNAMIQUE D'UN AMPLIFICATEUR A ÉMETTEUR COMMUN

Tout amplificateur voit deux charges: une charge statique ou en courant continu et une charge dynamique ou en courant alternatif. Donc, tout amplificateur a deux droites de charge : une droite de charge statique ou en courant continu et une droite de charge dynamique ou en courant alternatif. Dans des chapitres antérieurs, nous avons analysé les circuits de polarisation à l'aide de la droite de charge statique. Dans ce chapitre, nous analyserons le fonctionnement grands signaux à l'aide de la droite de charge dynamique.

DROITE DE CHARGE STATIQUE ET DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE

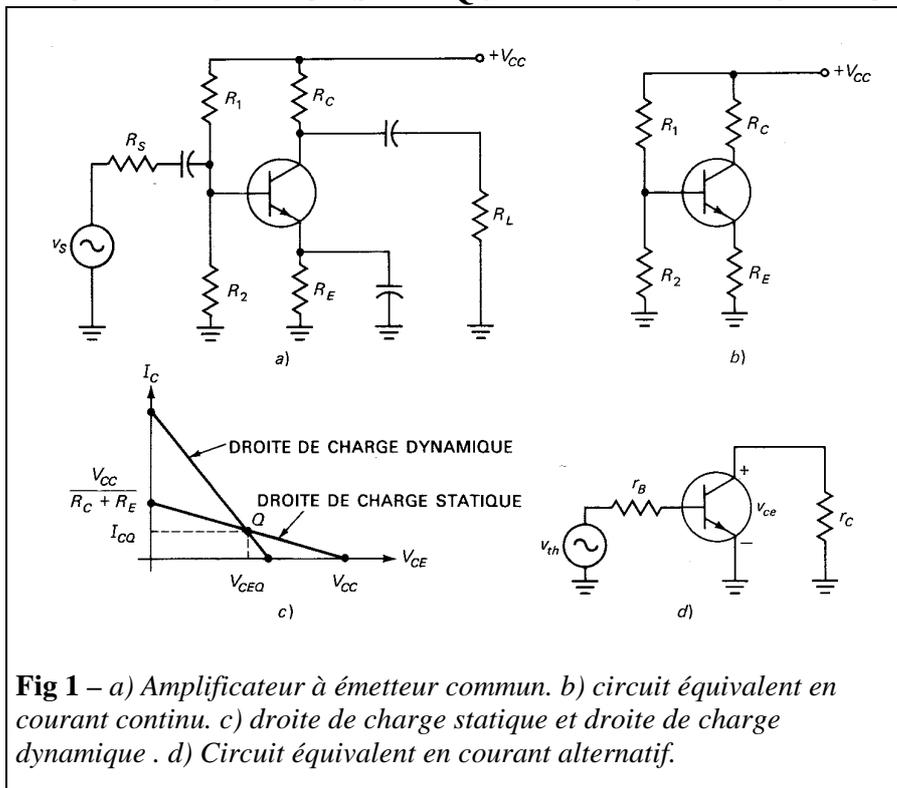


Fig 1 – a) Amplificateur à émetteur commun. b) circuit équivalent en courant continu. c) droite de charge statique et droite de charge dynamique. d) Circuit équivalent en courant alternatif.

La figure 1b représente le circuit équivalent en courant continu de l'amplificateur à émetteur commun représenté à la figure 1a. La figure 1c représente la droite de charge statique de ce circuit équivalent en courant continu. Rappelons que le courant de saturation statique égale $V_{CC}/(R_C + R_E)$ et que la tension de blocage égale V_{CC} .

Lorsqu'un signal attaque le transistor représenté à la figure 1a, les condensateurs se comportent comme des courts-circuits en courant alternatif. C'est pourquoi le transistor voit une résistance de source et une résistance de charge différentes. En effet, la résistance en courant alternatif de Thévenin d'attaque de la base égale : $r_s = R_s // R_1 // R_2$ et la résistance de charge en courant alternatif vue par le collecteur est :

$$r_c = R_C // R_L$$

La figure 1d représente le circuit équivalent en courant alternatif. La figure 1c représente la droite de charge dynamique de ce circuit équivalent en courant alternatif. En l'absence de signal le transistor fonctionne au point Q représenté à la figure 1c. En présence de signal, le point de fonctionnement dévie sur la droite de charge dynamique plutôt que sur la droite de charge statique parce que la résistance de charge en courant alternatif diffère de la résistance de charge en courant continu. Pour distinguer le point Q dans l'étude qui suit, nous appellerons le courant collecteur de repos I_{CQ} et la tension collecteur-émetteur de repos V_{CEQ} (fig. 1c).

SATURATION ET BLOCAGE DYNAMIQUES

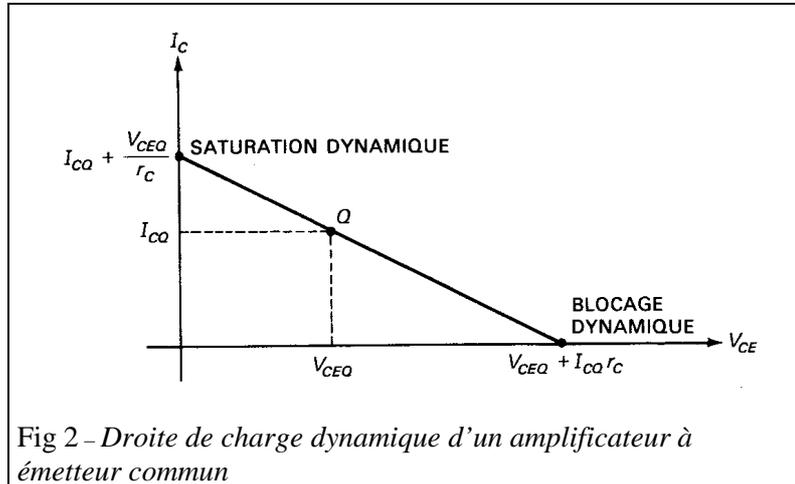
Selon la figure 1c, le point de saturation et le point de blocage de la droite de charge dynamique diffèrent de ceux de la droite de charge statique. Voici comment obtenir l'ordonnée à l'origine et l'abscisse à l'origine de la droite de charge dynamique. Selon la figure 10-1 d, la somme des tensions alternatives le long de la maille du collecteur égale : $V_{ce} + i_c r_c = 0$ d'où : $I_c = -\frac{V_{ce}}{r_c}$ (1)

Le courant alternatif collecteur égale : $i_c = \Delta i_c = I_c - I_{CQ}$

La tension alternative collecteur égale : $v_{ce} = \Delta V_{CE} = V_{CE} - V_{CEQ}$

Remplaçons i_c et V_{ce} de la formule (1) par ces expressions. Il vient après arrangement :

$$I_c = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} + \frac{V_{CE}}{r_c} \quad (2)$$



Telle est l'équation de la droite de charge dynamique. On calcule les intersections avec les axes (ordonnée à l'origine et abscisse à l'origine) de la façon habituelle. A la saturation du transistor, $V_{CE} = 0$ et l'équation (2) donne :

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c} \quad (\text{ordonnée à l'origine}) \quad (3)$$

Dans cette égalité :

$I_{C(sat)}$ = courant de saturation dynamique

I_{CQ} = courant continu collecteur

V_{CEQ} = tension continue collecteur-émetteur

r_c = résistance en courant alternatif vue

par le collecteur

Au blocage du transistor, $I_c = 0$ et la tension de blocage dynamique égale :

$$V_{CE(\text{blocage})} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_c \quad (\text{abscisse à l'origine}) \quad (4)$$

La figure 2 représente la droite de charge dynamique, le courant de saturation et la tension de blocage. On qualifie cette droite de dynamique parce qu'elle représente tous les points de fonctionnement dynamique. Le point de fonctionnement du transistor à un instant quelconque du cycle alternatif appartient à la droite de charge dynamique, la variation à partir du point Q détermine son emplacement.

DYNAMIQUE DU SIGNAL ALTERNATIF DE SORTIE

La droite de charge dynamique permet de comprendre le fonctionnement en grands signaux. Durant l'alternance positive de la tension alternative de source, la tension collecteur varie du point Q vers le point de saturation. Durant l'alternance négative, la tension collecteur varie du point Q vers le point de blocage. Si le signal alternatif est assez grand, il y a écrêtage à une crête ou aux deux crêtes du signal.

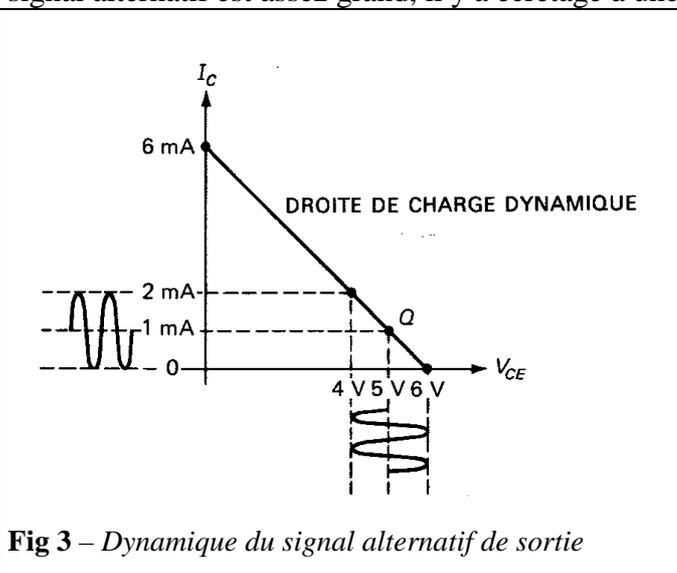


Fig 3 – Dynamique du signal alternatif de sortie

La dynamique du signal alternatif de sortie est la tension alternative de crête à crête non écrêtée maximale qu'un amplificateur peut produire. Dans le cas représenté à la figure 3, la dynamique de la tension alternative de sortie est de 2 V. Si l'on essaie d'obtenir plus de 2 V de crête à crête, le signal de sortie sera écrêté.

La dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur donne le grand signal limite. À partir de maintenant, nous représenterons la dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur par **PP**.

Par définition, **PP** égale la tension alternative de crête à crête (ou de pic à pic, pour mémoire) non écrêtée maximale qu'un amplificateur peut produire. Dans le cas représenté à la figure 3, **PP** de l'amplificateur égale 2 V.

La tension de blocage dynamique égalant :

$$V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_c$$

L'excursion positive maximale à partir du point Q égale : $V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_c - V_{CEQ} = I_{CQ} \cdot r_c$

La tension de saturation dynamique étant idéalement nulle, l'excursion négative maximale à partir du point Q égale : $0 - V_{CEQ} = -V_{CEQ}$

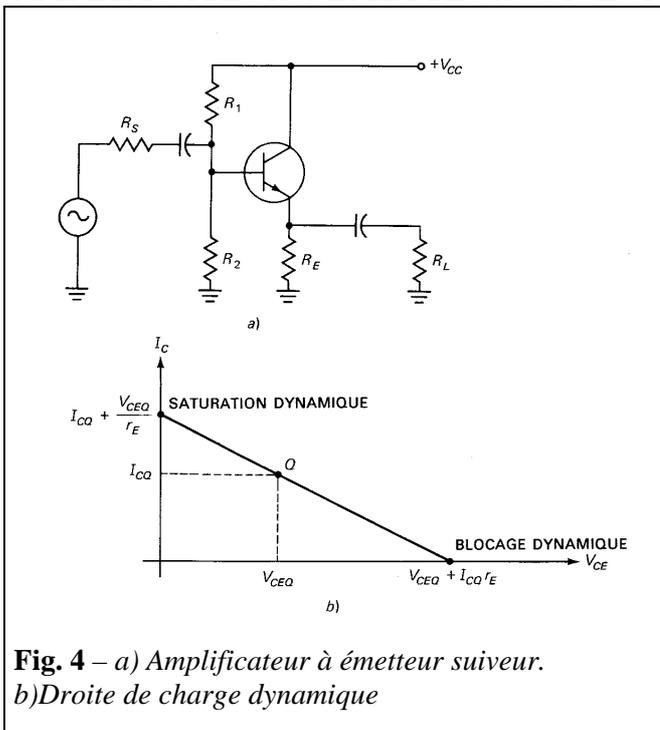
Donc, la dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur à émetteur commun égale la plus petite des deux valeurs approchées suivantes : $PP \cong 2 \cdot I_{CQ} \cdot r_C$ (5)

$$\text{et : } PP \cong 2 \cdot V_{CEQ} \quad (6)$$

DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE DES AUTRES AMPLIFICATEURS

L'amplificateur à émetteur suiveur, l'amplificateur à base commune et l'amplificateur stabilisé ont leur propre droite de charge dynamique. Nous les examinerons dans cette section parce qu'elles permettent de calculer la dynamique du signal alternatif de sortie.

AMPLIFICATEUR A ÉMETTEUR SUIVEUR



La figure 4a représente un amplificateur à émetteur suiveur. Comme on tire le signal alternatif de sortie de l'émetteur, la résistance de charge en courant alternatif égale : $r_E = R_E // R_L$

Cette résistance en courant alternatif charge l'amplificateur à émetteur suiveur.

Par un développement mathématique presque identique à celui de l'amplificateur à émetteur commun, on démontre que le courant de saturation dynamique égale :

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_E} \quad (7)$$

et que la tension de blocage dynamique égale :

$$V_{CE(blocage)} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_E \quad (8)$$

La figure 4b représente la droite de charge dynamique d'un amplificateur à émetteur suiveur.

Remarquer que les formules du courant de saturation dynamique et de la tension de blocage dynamique sont identiques à celles trouvées antérieurement à l'exception près qu'on utilise r_E au lieu de r_c parce que la résistance de charge en courant alternatif est maintenant r_E

au lieu de r_c . Les formules (7) et (8) permettent de voir si l'on excède le courant et la tension de claquage limites du transistor.

La dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur à émetteur suiveur est le moindre de :

$$PP \cong 2 I_{CQ} \cdot r_E \quad (9) \quad \text{et} \quad PP \cong 2 V_{CEQ} \quad (10)$$

Ces formules donnent la tension alternative de crête à crête non écrêtée maximale qu'un amplificateur à émetteur suiveur peut sortir.

AMPLIFICATEUR A BASE COMMUNE

La résistance de charge en courant alternatif d'un amplificateur à base commune égale : $r_C = R_C // R_L$

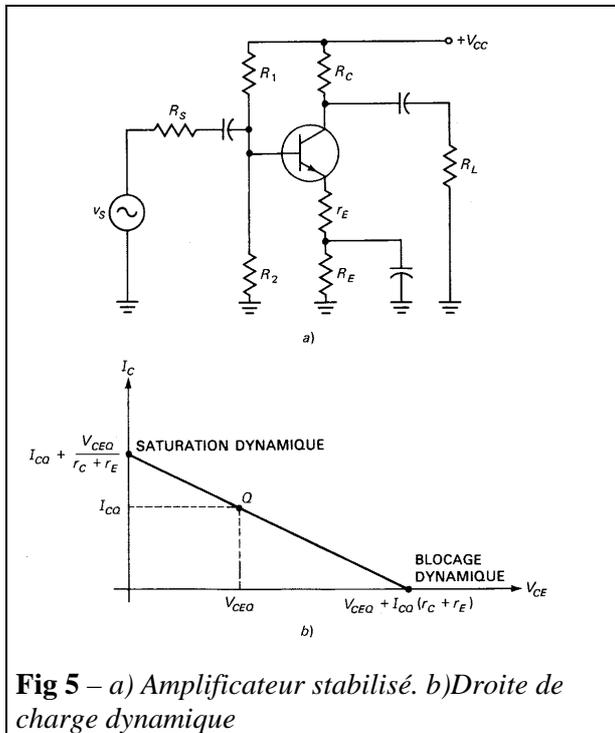
La droite de charge dynamique d'un amplificateur à base commune se confond presque avec celle d'un amplificateur à émetteur commun. On peut donc analyser le fonctionnement en grands signaux d'un amplificateur à base commune à l'aide de la droite représentée à la figure 2. La dynamique du signal alternatif de sortie est à peu près la même que celle d'un amplificateur à émetteur commun.

AMPLIFICATEUR STABILISÉ

Soit l'amplificateur stabilisé représenté à la figure 5a. Le transistor voit une résistance de charge en courant alternatif égale à $r_c + r_E$. Le développement mathématique qui donne l'équation de la droite de charge dynamique est presque identique à celui donné plus haut.

$$\text{Le courant de saturation dynamique égale : } I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c + r_E} \quad (11)$$

$$\text{et la tension de blocage dynamique égale : } V_{CE(blocage)} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot (r_c + r_E) \quad (12)$$



La figure 5b représente la droite de charge dynamique. Comme le transistor voit une résistance en courant alternatif de $r_C + r_E$, on utilise cette expression au lieu de r_C . Les formules (11) et (12) permettent de voir si l'on dépasse les valeurs limites du transistor durant un cycle alternatif.

La tension alternative de sortie apparaît entre les bornes de r_C : la tension alternative de réaction qui apparaît entre les bornes de r_E ne sert qu'à la stabilisation. Comme la tension alternative total apparaît entre les bornes de $r_C + r_E$, la tension alternative de sortie égale $r_C/(r_C + r_E)$ fois la tension alternative totale. Donc la dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur stabilisé est le moindre de :

$$PP \cong 2 \cdot I_{CQ} \cdot r_C \quad (13)$$

Et :
$$PP \cong 2 \cdot V_{CEQ} \frac{r_C}{r_C + r_E} \quad (14)$$

DYNAMIQUE MAXIMALE DU SIGNAL ALTERNATIF DE SORTIE

Dans les chapitres précédents, nous avons réglé le point Q près du point milieu de la droite de charge statique. Cela simplifiait les choses. Le réglage du point Q plus haut que le point milieu de la droite de charge statique permet d'augmenter la dynamique du signal alternatif de sortie: la figure 6 illustre ce fait. Q_1 est le point milieu Q de la droite de charge statique.

Q_2 est un point Q plus haut que Q_1 sur la droite de charge statique. On voit qu'un point Q plus élevé augmente la tension alternative non écriêtée de sortie. Donc, si l'on désire, lors de la conception d'un amplificateur grands signaux, une dynamique maximale du signal alternatif de sortie, positionner le point Q plus haut que le point milieu de la droite de charge statique.

On essaie d'égaliser les excursions de tension dans les deux sens (figure 7).

Cela maximise l'excursion sur la droite de charge dynamique durant chaque alternance et la dynamique du signal alternatif de sortie. Pour obtenir des excursions égales dans les deux sens, il faut que

$$I_{CQ} r_C = V_{CEQ} \quad (\text{étage à émetteur commun}) \quad (15)$$

$$I_{CQ} r_E = V_{CEQ} \quad (\text{étage à collecteur commun}) \quad (16)$$

$$I_{CQ} \cdot r_C = V_{CEQ} \frac{r_C}{r_C + r_E} \quad (\text{étage stabilisé}) \quad (17)$$

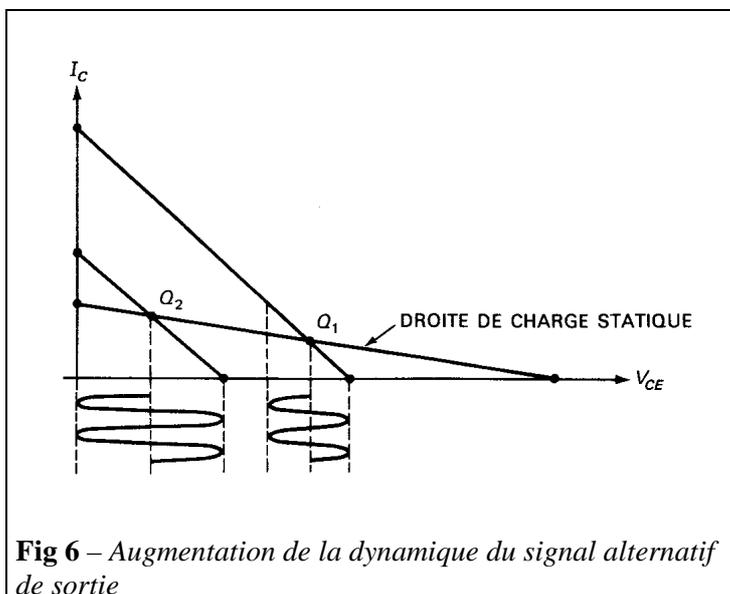


Fig 6 – Augmentation de la dynamique du signal alternatif de sortie

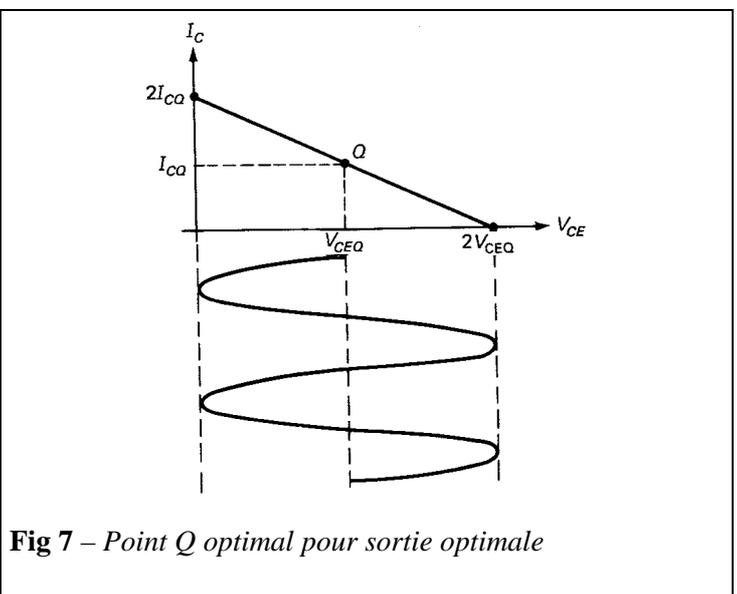


Fig 7 – Point Q optimal pour sortie optimale

La plupart des concepteurs et conceptrices agissent de façon empirique. Essayer un courant collecteur, vérifier si la formule est presque satisfaite et si nécessaire recommencer jusqu'à ce que la réponse soit assez proche. Cette méthode empirique (ou par approximations successives) permet de positionner subtilement le point **Q** optimal. (On peut aussi trouver ce point graphiquement et à l'aide d'un ordinateur).

FUNCTIONNEMENT EN CLASSE A

Par fonctionnement en classe A, entendre que le transistor fonctionne tout le temps dans la région active. Donc, le courant collecteur circule durant les 360° d'un cycle alternatif.

GAIN EN TENSION AVEC CHARGE

Soit l'amplificateur à émetteur commun représenté à la figure 8 a. Une tension alternative V_i attaque la base. On tire une tension alternative V_o de sortie. Le gain en tension sans charge égale : $A = -\frac{R_C}{r'_e}$

Dans des chapitres précédents, on appliquait le théorème de Thévenin au circuit de sortie pour trouver la tension alternative entre les bornes de R_L .

Mais on peut faire autrement. Comme le collecteur voit une résistance en courant alternatif : $r_C = R_C // R_L$ la

$$\text{formule : } A_v = -\frac{r_C}{r'_e} \quad (18)$$

donne directement le gain en tension avec charge.

Cette formule de rechange de calcul du gain en tension permet de calculer les effets de R_L sans appliquer le théorème de Thévenin au circuit de sortie.

Si $R_e = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 30 \text{ k}\Omega$ et $r'_e = 50 \Omega$,

$$\text{alors : } A = -\frac{10\,000 // 30\,000}{50} = -150$$

GAIN EN COURANT

Selon le circuit représenté à la figure 8 a, le gain en courant d'un transistor égale le rapport du courant alternatif collecteur au courant alternatif base. Donc,

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} \quad (19)$$

Dans cette formule, A_i = gain en courant

i_c = courant alternatif collecteur

i_b = courant alternatif base.

A_i dépend de l'impédance de sortie de la source de courant collecteur et de la résistance de charge. Dans

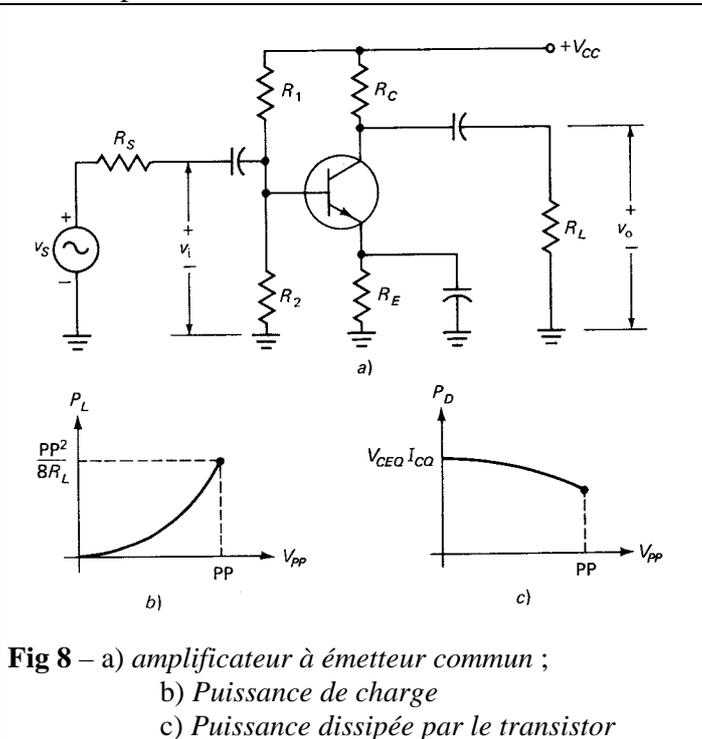


Fig 8 – a) amplificateur à émetteur commun ;
b) Puissance de charge
c) Puissance dissipée par le transistor

la plupart des amplificateurs, la formule : $A_i \cong \beta$ (20)
donne une bonne approximation et une erreur négligeable.

GAIN EN PUISSANCE

Selon l'amplificateur représenté à la figure 8 a, la puissance d'entrée à la base en alternatif égale :

$$p_i = v_i \cdot i_b$$

La puissance de sortie du collecteur en alternatif égale : $p_o = -v_o \cdot i_c$

L'inversion de phase rend le signe moins nécessaire. On appelle le rapport p_o/p_i le gain en puissance et

$$\text{on le représente par } A_p. \text{ Il vient : } A_p = \frac{p_o}{p_i} = -\frac{v_o \cdot i_c}{v_i \cdot i_b} \quad (21)$$

Dans cette formule, A_p = gain en puissance

A_v = gain en tension

A_i = gain en courant

Cette formule est de bonne dimension: le gain en puissance égale moins le produit du gain en tension par le gain en courant.

Si, dans un amplificateur à émetteur commun, $r_C = 7500 \Omega$, $r'_e = 50 \Omega$ et $\beta = 125$, alors le gain en

tension égale : $A_v = -\frac{7500}{50} = -150$

le gain en courant égale : $A_i = 125$

et le gain en puissance égale : $A_p = -(-150) \times 125 = 18750$

Donc, une puissance d'entrée en alternatif de $1 \mu\text{W}$ donne une puissance de sortie en alternatif de $18750 \mu\text{W}$ ou $18,75 \text{ mW}$.

PUISSANCE DE CHARGE

La charge d'un amplificateur est un haut-parleur, un moteur ou un autre dispositif. Il importe de savoir quelle puissance en alternatif atteint la résistance de charge. Selon la figure 8 a, la puissance en alternatif dans

la résistance de charge R_L égale : $P_L = \frac{V_L^2}{R_L}$ (22)

Dans cette formule ; P_L = puissance de charge en alternatif

V_L = tension efficace de charge

R_L = résistance de charge

Cette formule est commode lorsqu'on mesure la tension alternative de charge à l'aide d'un voltmètre type gradué en valeurs efficaces.

On observe souvent la tension alternative de sortie sur un oscilloscope. Dans ce cas, la formule de tension de crête à crête au lieu de celle de tension efficace est commode. Or,

$$V_L = 0,707 \cdot V_p \quad \text{et} \quad V_p = V_{pp} / 2$$

D'où : $V_L = 0,707 V_p = 0,707 V_{pp} / 2$

Remplaçons V_L dans la formule (22) par le dernier membre de cette double égalité. Il vient :

$$P_L = \frac{V_{pp}^2}{8 \cdot R_L} \quad (23)$$

Cette formule est commode lorsqu'on mesure la tension de crête à crête sur un oscilloscope.

PUISSANCE MAXIMALE DE CHARGE EN ALTERNATIF OU EN RÉGIME ALTERNATIF

Quelle puissance maximale de charge peut-on tirer en régime alternatif d'un amplificateur à émetteur commun fonctionnant en classe A ? La dynamique PP du signal alternatif de sortie égale la tension non écrêtée maximale de sortie. Donc, la formule (23) devient : $P_{L(\max)} = \frac{PP^2}{8 \cdot R_L}$ (25)

Telle est la puissance de charge maximale en régime alternatif qu'un amplificateur classe A peut produire sans écrêtage.

La figure 8 b représente la variation de la puissance de charge en fonction de la tension de crête à crête de charge. Cette courbe est une parabole en carré de la tension. La puissance de charge passe par un maximum lorsque la tension de crête à crête de charge égale la dynamique du signal alternatif de sortie.

PUISSANCE DISSIPÉE PAR UN TRANSISTOR

Lorsqu'aucun signal n'attaque un amplificateur, la puissance dissipée par un transistor égale le produit de la tension continue par le courant continu, d'où : $P_{DQ} = V_{CEQ} \cdot I_{CQ}$ (10-25)

Dans cette formule, P_{DQ} = puissance dissipée de repos

V_{CEQ} = tension collecteur-émetteur de repos

I_{CQ} = courant collecteur de repos.

Cette puissance dissipée ne doit pas dépasser la puissance limite du transistor. Si elle la dépasse, on risque d'endommager le transistor. Si $V_{CEQ} = 10 \text{ V}$ et $I_{CQ} = 5 \text{ mA}$, soit $0,005 \text{ A}$, alors :

$$P_{DQ} = 10 \cdot 0,005 = 0,050 \text{ W} \quad \text{soit } 50 \text{ mW}$$

La puissance limite d'un transistor 2N3904 est de 310 mW pour une température ambiante de 25°C .

Donc, un transistor 2N3904 dissipera facilement une puissance de repos de 50 mW à la température ambiante de 25°C .

La figure 8 c représente la variation de la puissance dissipée par un transistor en fonction de la tension de crête à crête de charge. P_D passe par un maximum lorsqu'on n'applique pas de signal. La puissance PD diminue la tension de crête à crête de charge augmente. La puissance limite d'un transistor doit être supérieure à P_{DQ} , la puissance dissipée de repos. On a : $P_{D(\max)} = P_{DQ}$ (26)

Donc, le concepteur doit s'assurer que la puissance P_{DQ} est inférieure à la puissance limite du transistor à utiliser puisque la puissance dissipée maximale égale : P_{DQ}

La formule (26) n'est vraie qu'en classe A. Autrement dit, la puissance n'est maximale que lorsqu'on n'applique pas de signal qu'en classe A. Dans les autres classes étudiées ci-dessous, le transistor dissipe plus de puissance lorsqu'un signal est présent.

COURANT D'ALIMENTATION OU COURANT CONSOMMÉ

Quiconque conçoit une alimentation doit connaître le courant requis par les différents étages. La source de tension continue V_{cc} d'un amplificateur comme celui représenté à la figure 10-9 a doit fournir un courant continu au diviseur de tension et un courant continu au circuit collecteur. Le diviseur de tension supposé

$$\text{soutenu fournit un courant continu : } I_1 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (27)$$

Le circuit de collecteur consomme un courant continu : $I_2 = I_{CQ}$ (28)

La moyenne des variations sinusoïdales du courant collecteur d'un amplificateur classe A est nulle. Par conséquent, qu'on applique un signal alternatif ou qu'on n'en applique pas, la source continue doit fournir un courant moyen : $I_s = I_1 + I_2$ (29)

Tel est le courant continu consommé total. La puissance totale en continu fourni à un amplificateur égale le produit de la tension continue de source par le courant continu consommé. D'où : $P_s = V_{cc} \cdot I_s$ (30)

RENDEMENT PAR ÉTAGE

On désire parfois comparer le rendement d'un amplificateur à celui d'un autre.

$$\text{Pour cela, on utilise la formule du rendement par étage: } \eta = \frac{P_{L(\max)}}{P_s} \cdot 100 \% \quad (31)$$

Dans cette formule, η = rendement par étage

$P_{L(\max)}$ = puissance maximale de charge en alternatif

P_s = puissance d'entrée en continu.

Si $P_{L(\max)} = 50 \text{ mW}$ et $P_s = 400 \text{ mW}$, le rendement par étage égale : $\eta = (50 / 400) \times 100 = 12,5 \%$

Donc, 12,5 % de la puissance d'entrée en continu atteint la sortie sous forme de puissance de charge en alternatif.

CONCLUSION

Sont regroupées dans le tableau 1 les plus importantes formules de fonctionnement en classe A. Ces formules servent au dépannage et à la conception des amplificateurs classe A. La première donnée est le courant collecteur de saturation. Remarquer que cette formule s'applique à tous les types d'étages: à émetteur commun, à collecteur commun, à base commune, et stabilisé. Dans un étage à émetteur commun, r_E est nul et la formule se réduit à : $(I_{CQ} + V_{CEQ}) / r_C$.

Dans un étage à collecteur commun, r_C est nul et la formule devient : $(I_{CQ} + V_{CEQ}) / r_E$.

Tableau 1. Formules classe A

Grandeur	Formule	Commentaire
$I_{c(\text{sat})}$	$I_{CQ} + V_{CEQ} / (T_c + T_E)$	S'applique à tous les étages
$V_{CE(\text{blocage})}$	$V_{CEQ} + I_{CQ} / (T_c + T_E)$	S'applique à tous les étages
PP	$2 I_{CQ} \cdot T_c$ ou $2 V_{CEQ}$	Prendre le moindre, s'applique aux étages à émetteur commun et aux étages à base commune
PP	$2 I_{CQ} \cdot T_E$ ou $2 V_{CEQ}$	Prendre le moindre, s'applique aux étages à collecteur commun
PP	Formules 13 et 14	Etage stabilisé
P_L	V_L^2 / R_L	Tension efficace
P_L	$V_{PP}^2 / 8 \cdot R_L$ ou $V_8 R_L$	Tension de crête à crête
$P_{L(\max)}$	$PP^2 / 8 R_L$	Puissance non déformée maximale de sortie
P_{DQ}	$V_{CEQ} I_{CQ}$	Puissance dissipée maximale par le transistor
P_s	$V_{cc} \cdot I_s$	Alimentation
H	$P_{L(\max)}$	Rendement par étage, multiplier par 100 %

FUNCTIONNEMENT EN CLASSE B

Leurs circuits de polarisation étant les plus simples et les plus stables en classe A, les transistors des circuits linéaires fonctionnent souvent dans cette classe. Mais le fonctionnement en classe A d'un transistor n'est pas le plus rentable. Dans certaines applications, comme les systèmes alimentés par pile(s), le courant d'alimentation et le rendement par étage sont des éléments importants lors de la conception. Voilà pourquoi, on a mis au point d'autres classes de fonctionnement.

Par fonctionnement en classe B d'un transistor, il faut entendre que le courant collecteur ne circule que durant 180° du cycle alternatif. Donc, le point **Q** est voisin du point de blocage de la droite de charge statique et du point de blocage de la droite de charge dynamique. Les avantages du fonctionnement en classe B sont une puissance dissipée par le transistor plus petite et une consommation moindre de courant.

AMPLIFICATEUR PUSH-PULL

Un transistor classe B supprime une alternance. Donc, pour éviter la déformation que cette suppression entraîne, il faut monter deux transistors en push-pull. Alors un transistor conduit durant une alternance et l'autre conduit durant l'autre alternance. Le montage push-pull ou symétrique donne un amplificateur classe B de faible distorsion, de grande puissance de charge et de rendement élevé.

La figure 9a illustre un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B particulier. Ce montage d'un transistor NPN à émetteur suiveur et d'un transistor PNP à émetteur suiveur est dit complémentaire, push-pull ou symétrique. Pour en comprendre le fonctionnement, analysons d'abord le circuit équivalent en courant continu représenté à la figure 9b. On choisit les résistances de polarisation pour placer le point **Q** au blocage. Cela polarise la diode émetteur de chaque transistor entre 0,6 V et 0,7 V, juste ce qu'il faut pour bloquer la diode émetteur. Idéalement ; $I_{CQ} = 0$

Remarquer la symétrie du circuit. Comme les résistances de polarisation sont égales, les tensions de polarisation des diodes émetteur sont égales. Donc, la moitié de la tension d'alimentation chute à chaque transistor. Donc : $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$

DROITE DE CHARGE STATIQUE

Soit le circuit représenté à la figure 9b. Comme il n'y a pas de résistance en courant continu dans les circuits des collecteurs ni dans ceux des émetteurs, le courant continu de saturation est infini.

Donc, la droite de charge statique est verticale (fig. 9c). Vous avez raison, c'est dangereux. La plus grande difficulté de conception d'un amplificateur classe B c'est de stabiliser le point **Q** au blocage.

Toute diminution significative de V_{BE} en fonction de la température fait monter le point **Q** sur la droite de charge statique vers des courants dangereusement élevés. Pour l'instant, supposons que le point **Q** est fermement fixé au blocage (fig. 9c).

DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE

La droite de charge dynamique est identique à celle déterminée plus haut. Le courant alternatif de saturation d'un transistor à émetteur suiveur égale :

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_E}$$

et la tension alternative de blocage égale :

$$V_{CE (blocage)} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_E$$

Dans le cas de l'amplificateur à émetteurs suiveurs classe B représenté à la figure 9a, $I_{CQ} = 0$, $V_{CEQ} = V_{CC}/2$ et $r_E = r_L$. Donc le courant alternatif de saturation et la tension alternative de blocage égale

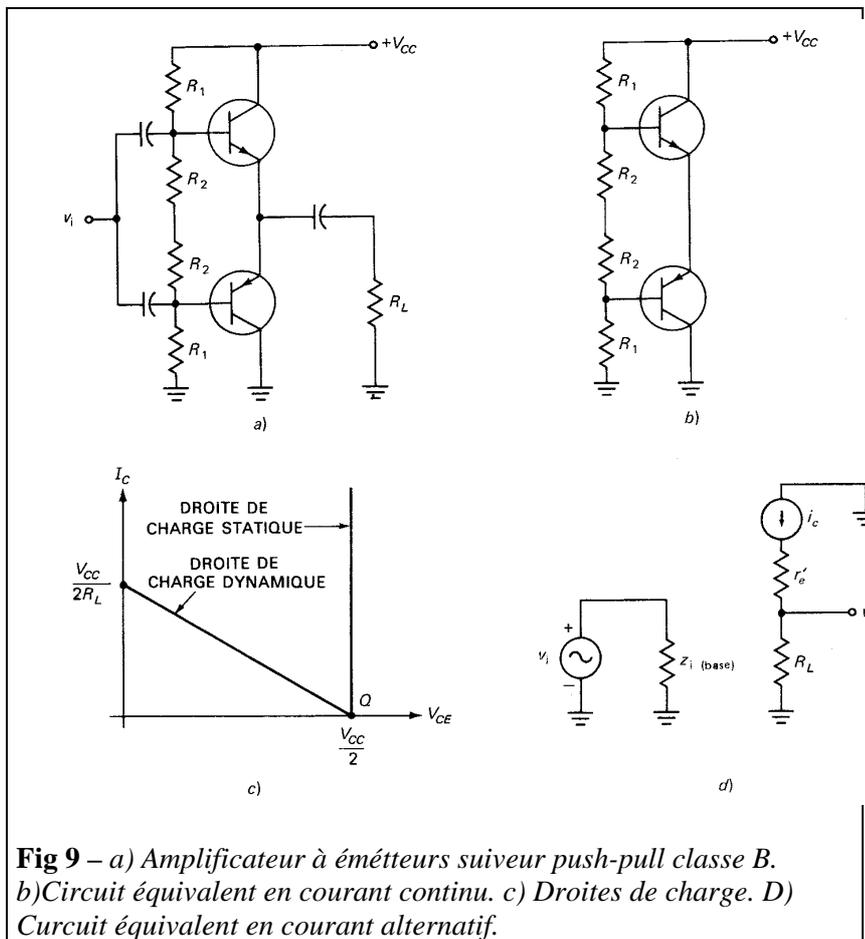


Fig 9 – a) Amplificateur à émetteurs suiveur push-pull classe B. b) Circuit équivalent en courant continu. c) Droites de charge. d) Circuit équivalent en courant alternatif.

respectivement :
$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot R_L} \quad (32)$$

$$V_{CE(blocage)} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (33)$$

La figure 9c représente la droite de charge dynamique. Lorsqu'un transistor conduit, son point de fonctionnement monte sur la droite de charge dynamique, le point de fonctionnement de l'autre transistor reste au blocage. La tension du transistor qui conduit peut varier du blocage à la saturation. L'autre transistor se comporte de la même façon durant l'autre alternance. Donc, la dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur push-pull classe B qui égale : $PP \equiv V_{ee}$ (34) est supérieure à celle d'un amplificateur classe A. Une alimentation de 10 V permet de construire un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B de dynamique du signal alternatif de sortie égale à 10 V.

ANALYSE EN COURANT ALTERNATIF

La figure 9d représente le circuit équivalent en courant alternatif du transistor qui conduit. Il est presque identique à un transistor à émetteur suiveur classe A. Le gain en tension avec charge égale :

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + r'_e} \quad (35)$$

L'impédance d'entrée de la base avec charge égale : $Z_{i(base)} \equiv \beta (R_L + r'_e)$ (36)

et l'impédance de sortie égale : $z_o = r'_e \cdot q \cdot \frac{\beta}{\beta}$ (37)

Le gain en courant A_i est encore proche de β et le gain en puissance égale : $A_p = A_v \cdot A_i$ (38)

ACTION GLOBALE

Nous comprenons à peu près ce qu'effectue l'amplificateur représenté à la figure 9a. Durant l'alternance positive de la tension d'entrée le transistor du haut conduit et celui du bas est bloqué. Le transistor du haut se comporte comme un transistor à émetteur suiveur ordinaire: donc, la tension de sortie égale environ la tension d'entrée. L'impédance de sortie est très faible parce que l'émetteur suit.

Durant l'alternance négative de la tension d'entrée, le transistor du haut est bloqué et le transistor du bas conduit. Le transistor du bas se comporte comme un transistor à émetteur suiveur ordinaire et produit une tension de charge approximativement égale à la tension d'entrée.

Maintenant, l'action globale est limpide. Le transistor du haut traite l'alternance positive de la tension d'entrée et le transistor du bas s'occupe de l'alternance négative. Durant chaque alternance, la source voit une grande impédance d'entrée à chaque base et la charge voit une petite impédance de sortie.

DISTORSION DE CROISEMENT, DE RECOUVREMENT OU DE PASSAGE A OU PAR ZÉRO

La figure 10a représente le circuit équivalent en courant alternatif d'un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B. Supposons qu'on ne polarise pas les diodes émetteur. Alors, la tension alternative d'entrée doit monter jusqu'à environ 0,7 V pour surmonter la barrière de potentiel. Voilà pourquoi aucun courant ne parcourt **Q1** lorsque le signal est inférieur à 0,7 V. Il se produit la même chose durant l'autre alternance: aucun courant ne parcourt **Q2** jusqu'à ce que la tension alternative d'entrée soit plus négative que -0,7 V. Voilà pourquoi la sortie d'un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B ressemble au tracé de la figure 10b si on ne polarise pas les diodes émetteur.

Le signal est déformé. Ce n'est plus une onde sinusoïdale en raison de l'écrtage ou de la suppression entre les alternances. Comme l'écrtage a lieu entre l'instant où un transistor passe à l'état bloqué et l'instant où l'autre devient conducteur, on appelle cette déformation la distorsion de croisement, de recouvrement ou de passage à ou par zéro. Pour éliminer la distorsion de croisement, il faut appliquer une légère polarisation directe à chaque diode émetteur. On placera donc le point **Q** légèrement au-dessus du point de blocage, comme le montre la figure 10 c. Un courant I_{CQ} compris entre 1 % et 5 % de $I_{C(sat)}$ suffit pour éliminer la distorsion de croisement.

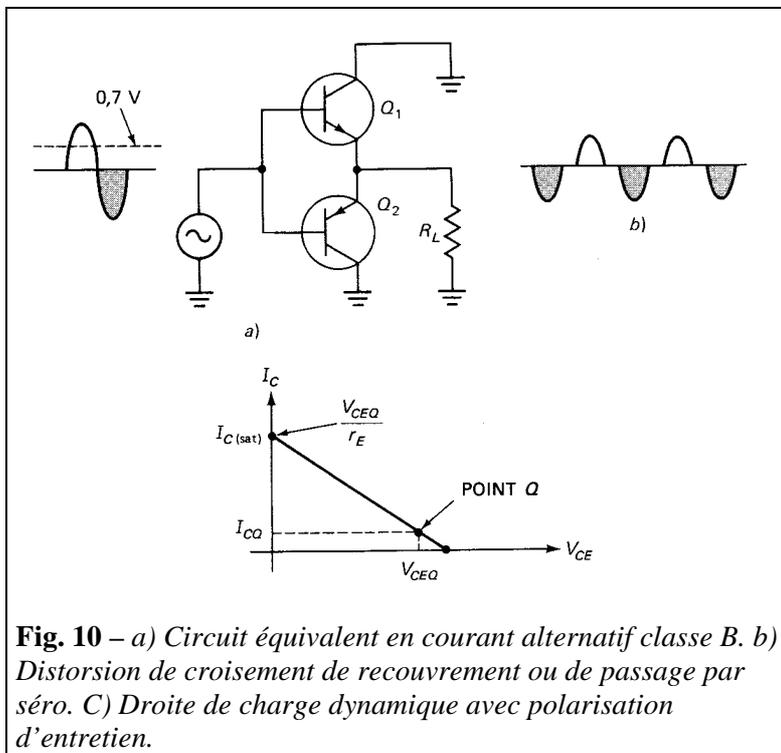


Fig. 10 – a) Circuit équivalent en courant alternatif classe B. b) Distorsion de croisement de recouvrement ou de passage par séro. c) Droite de charge dynamique avec polarisation d'entretien.

Rigoureusement parlant, nous sommes en classe AB. Autrement dit, le courant collecteur de chaque transistor circule durant plus de 180° mais durant moins de 360° . Mais ce fonctionnement étant plus proche de la classe B que de la classe A, on appelle habituellement un tel circuit un amplificateur classe B.

DISTORSION NON LINÉAIRE OU HARMONIQUE

Comme nous l'avons vu, un amplificateur classe A grands signaux étire une alternance et comprime l'autre. La stabilisation, le remède, ramène la distorsion non linéaire ou harmonique à un niveau acceptable. L'amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B diminue encore davantage cette distorsion parce que les deux alternances ont la même allure. Il subsistera une certaine distorsion non linéaire nettement inférieure toutefois à celle de la classe A.

La distorsion diminue parce que tous les

harmoniques d'ordre pair s'annulent.

Les fréquences des harmoniques sont des multiples de la fréquence d'entrée. Si $f_i = 1$ kHz, la fréquence du deuxième harmonique égale 2 kHz, celle du troisième harmonique égale 3 kHz, etc. Un amplificateur classe A grands signaux produit tous les harmoniques de fréquences $f_i, 2 f_i, 3 f_i, 4 f_i, 5 f_i, \dots$; un amplificateur push-pull classe B ne produit que les harmoniques d'ordre impair de fréquences $f_i, 3 f_i, 5 f_i, \dots$. Voilà pourquoi la distorsion des amplificateurs push-pull classe B est plus petite.

10.5. FORMULES DES PUISSANCES EN CLASSE B

La puissance de charge, la puissance dissipée par transistor, le courant consommé ou d'alimentation, le rendement par étage d'un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B sont très différents des grandeurs correspondantes d'un amplificateur classe A. Les formules suivantes des puissances servent pour dépanner et concevoir des amplificateurs classe B.

PUISSANCE DE CHARGE

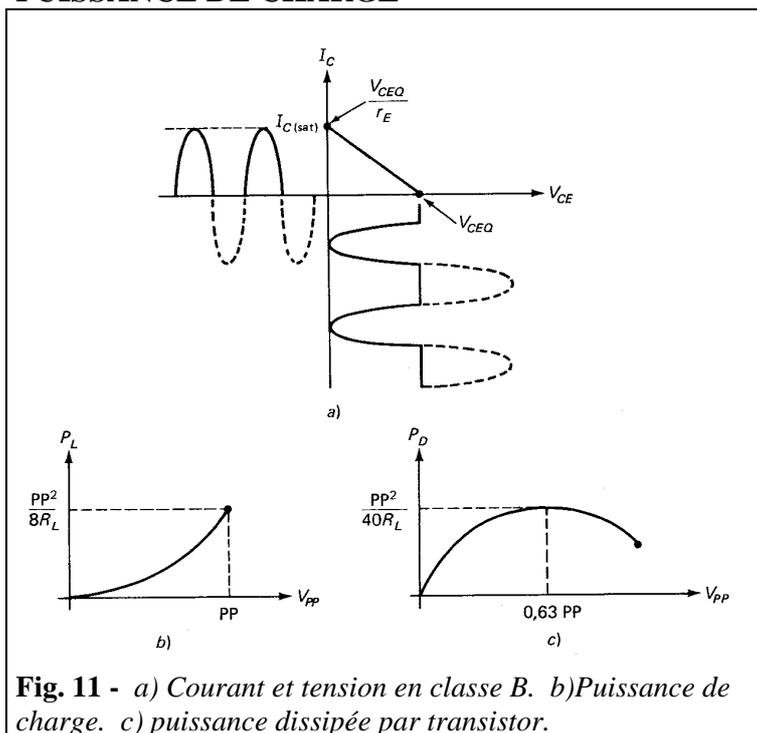


Fig. 11 - a) Courant et tension en classe B. b) Puissance de charge. c) puissance dissipée par transistor.

La puissance de charge en alternatif d'un amplificateur push-pull classe B égale :

$$P_L = \frac{V_{PP}^2}{8 \cdot R_L} \quad (39)$$

Dans cette formule, P_L = puissance de charge en alternatif

V_{pp} = tension de crête à crête de charge

R_L = résistance de charge.

Cette formule est utile lorsqu'on mesure la tension de crête à crête de charge avec un oscilloscope.

Calculons maintenant la puissance maximale de charge. La figure 11a représente la droite de charge dynamique idéale d'un transistor à émetteur suiveur push-pull classe B. Elle est idéale parce qu'elle ignore $V_{CE(sat)}$ et I_{CQ} . Dans un amplificateur réel, le point de saturation dynamique ne touche pas tout à fait l'axe vertical et le point Q est légèrement au-dessus du blocage. La figure 11a représente les

formes de signaux non écartées maximales de courant et de tension qu'un transistor à émetteur suiveur d'un amplificateur push-pull classe B peut donner; l'autre transistor produit les alternances en tirets. Comme la dynamique du signal alternatif de sortie égale la tension de crête à crête, la puissance maximale de charge égale à :

$$P_{L(\max)} = \frac{PP^2}{8 \cdot R_L} \quad (40)$$

Selon la figure 11a, PP égale $2 V_{CEQ}$. D'où l'autre formule : $P_{L(\max)} = \frac{V_{CEQ}^2}{2 \cdot R_L}$ (41)

La figure 11b représente la variation de la puissance de charge en fonction de la tension de crête à crête de charge. Aucune surprise : la puissance de charge augmente jusqu'à un maximum lorsque la tension de crête à crête de charge égale la dynamique du signal de sortie alternative.

PUISSANCE DISSIPÉE PAR TRANSISTOR

En l'absence de signal, les transistors d'un amplificateur push-pull classe B sont au ralenti parce que seul un petit courant d'entretien les traverse. D'où la petite puissance dissipée par transistor. Mais en présence d'un signal, la grande excursion du courant de chaque transistor augmente fortement la puissance dissipée.

La puissance dissipée par transistor dépend de la longueur du segment utilisé sur la droite de charge dynamique. Dans le pire cas, la dissipation est maximale lorsqu'on utilise 63 % de la droite de charge dynamique. Selon l'appendice I, la puissance dissipée maximale par transistor égale :

$$P_{D(\max)} = \frac{PP^2}{40 \cdot R_L} \quad (42)$$

La figure 11c représente la variation de la puissance dissipée par transistor en fonction de la tension de crête à crête de charge. P_D est maximal lorsque la tension de crête à crête de charge égale $0,63 PP$. Si le niveau de signal continue à croître, la puissance dissipée par transistor décroît. Comme la puissance dissipée maximale égale $PP^2/40 \cdot R_L$ la puissance limite de chaque transistor d'un amplificateur classe B doit être supérieure à : $PP^2/40 \cdot R_L$.

COURANT D'ALIMENTATION OU COURANT CONSOMMÉ

Le courant continu d'alimentation d'un amplificateur push-pull classe B tel celui représenté à la figure 9a égale : $I_S = I_1 + I_2$ (43)

Dans cette formule, I_1 = courant continu parcourant les résistances de polarisation
 I_2 = courant continu parcourant le collecteur du haut.

En l'absence de signal, $I_2 = I_{CQ}$ et le courant consommé ou d'alimentation est petit. Mais en présence d'un signal, le courant d'alimentation augmente parce que le courant collecteur du haut est grand. Si l'on utilise toute la droite de charge dynamique, alors le courant de crête

demi-onde sinusoïdale du transistor du haut égale : $I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CEQ}}{R_L}$

Comme nous l'avons vu, la valeur moyenne ou continue d'un courant demi-onde égale :

$$I_2 = 0,318 I_{C(\text{sat})}$$

$$I_2 = \frac{0,318 \cdot V_{CEQ}}{R_L} \quad (44)$$

Cela permet de calculer le courant d'alimentation collecteur maximal.

La puissance en continu fournie au circuit égale : $P_S = V_{cc} I_S$ (45)

Cela s'applique à tout amplificateur push-pull classe B à une alimentation V_{cc} . En l'absence de signal, la puissance en continu est petite, parce que le courant consommé est minimal. Mais lorsqu'un signal occupe toute la droite de charge dynamique, la puissance en continu fournie à l'amplificateur est maximale.

RENDEMENT PAR ÉTAGE

Le rendement par étage égale : $\eta = \frac{P_{L(\max)}}{P_{S(\max)}} \cdot 100\%$ (47)

Comme nous le verrons dans l'exemple ci-dessous, le rendement par étage d'un amplificateur classe B est supérieur à celui par étage d'un amplificateur classe A parce que sa puissance de sortie est plus grande pour une plus petite puissance en continu fournie par l'alimentation. On démontre que le rendement maximal d'un étage push-pull classe B est de 78,5 %. Le rendement maximal d'un étage classe A est de 25 % (couplage RC) ou 50 % (couplage par transformateur). Le rendement classe B est supérieur dans les deux cas.

CONCLUSION

Nous avons porté au tableau 2 les plus importantes formules du fonctionnement classe B. Les données sont claires. En cas de difficulté, reportez-vous aux démonstrations et aux calculs ad hoc.

Tableau 2 – formules classe B

Grandeur	Formule	Commentaires
I_C (sat)	$I_{CQ} + V_{CC} / 2 R_L$	Amplificateur à émetteur suiveur, une alimentation
V_{CE} (blocage)	$V_{CC} / 2$	Amplificateur à émetteur suiveur, une alimentation
PP	V_{CC}	Amplificateur à émetteur suiveur, une alimentation
P_L	V_L^2 / R_L	Tension efficace
P_L	$V_{PP}^2 / 8 R_L$	Tension de crête à crête
P_L (max)	$PP^2 / 8 R_L$	Puissance non déformée maximale de sortie
P_D (max)	$PP^2 / 40 R_L$	Puissance dissipée maximale par transistor
P_S	$V_{CC} \cdot I_S$	Alimentation
H	P_L (max) / P_S (max)	Rendement par étage, multiplier par 100 %

POLARISATION D'UN AMPLIFICATEUR CLASSE B

Comme nous l'avons mentionné, le hic de la conception d'un amplificateur classe B c'est de stabiliser le point Q près du point de blocage. Cette section traite de ce problème et de sa solution.

POLARISATION PAR DIVISEURS DE TENSION

La figure 12 a représente la polarisation par diviseurs de tension d'un amplificateur push-pull classe B. Les deux transistors doivent être complémentaires. Alors, leurs caractéristiques de V_{BE} , leurs valeurs limites, etc., sont similaires. Les transistors (ici des anciens 2N3904 et 2N3906) sont complémentaires; le premier est un transistor NPN et le deuxième un PNP; leurs caractéristiques de V_{BE} , leurs valeurs limites, etc., sont similaires. Il existe de telles paires complémentaires pour presque n'importe quel amplificateur push-pull classe B.

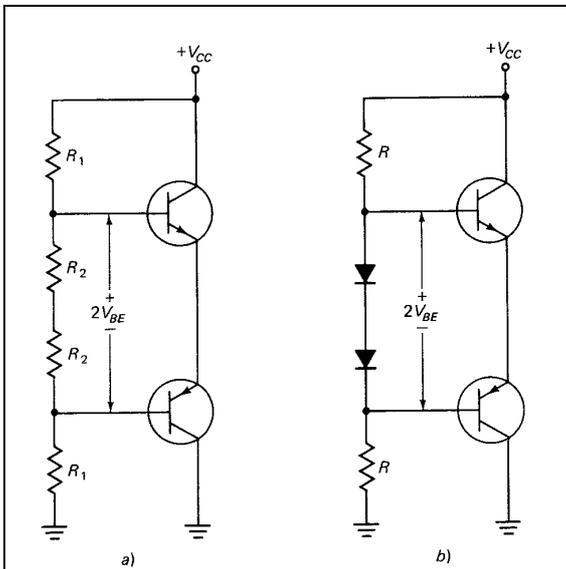


Fig. 12 – a) Polarisation par diviseur de tension d'un amplificateur classe B. b) Polarisation par diodes.

Les courants émetteur et collecteur de l'amplificateur représenté à la figure 12a sont approximativement égaux. Les transistors complémentaires étant montés en série, chaque transistor fait chuter la moitié de la tension d'alimentation. Pour éviter la distorsion de croisement, de recouvrement ou de passage à ou par zéro, on règle le point Q légèrement au-dessus du point de blocage avec la tension V_{BE} correcte quelque part entre 0,6 V et 0,7 V selon le type de transistor, la température et d'autres facteurs. Selon les fiches signalétiques, une augmentation de V_{BE} de 60 mV multiplie le courant émetteur par 10. D'où la grande difficulté de trouver des résistances nominales ou normalisées qui donnent la tension V_{BE} correcte. Il faut presque toujours monter une résistance réglable pour obtenir le point Q correct.

La résistance réglable ne règle pas le problème de la température. Comme nous l'avons vu au chapitre 8, pour un courant collecteur donné, V_{BE} décroît d'environ 2 mV par accroissement de température de 1°C. Autrement dit, la tension V_{BE} nécessaire pour obtenir un courant collecteur particulier décroît lorsque la température croît. Les diviseurs de tension

représentés à la figure 12a fournissent une tension soutenue d'attaque à chaque diode émetteur. Donc, lorsque la température augmente, la tension fixe appliquée à chaque diode émetteur fait croître le courant collecteur. Si la tension V_{BE} nécessaire décroît de 60 mV, le courant collecteur décuple (devient 10 fois plus grand) parce que la tension de polarisation fixe est trop grande de 60 mV.

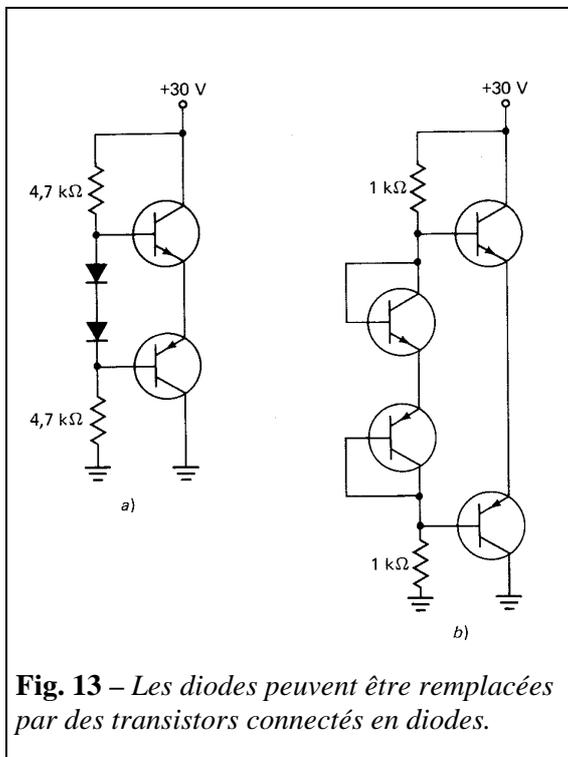


Fig. 13 – Les diodes peuvent être remplacées par des transistors connectés en diodes.

La dérive ou glissement thermique est le grand danger. Lorsque la température monte, le courant collecteur augmente. Donc le point Q monte sur la droite de charge statique verticale. Comme le courant collecteur augmente, la température du transistor augmente et la tension V_{BE} correcte diminue. Le point Q «dérive» ou «glisse» vers le haut de la droite de charge statique jusqu'à ce qu'une puissance excessive détruise le transistor. L'existence ou l'absence d'un glissement ou d'une dérive thermique dépend des propriétés thermiques du transistor, de son refroidissement et du type de radiateur ou dissipateur thermique utilisé (étudié plus loin).

POLARISATION PAR DIODES

La figure 12b représente une façon d'éviter le glissement thermique. Les diodes de compensation ou compensatrices fournissent la tension de polarisation aux diodes émetteur. Pour cela, les caractéristiques des diodes doivent être adaptées aux caractéristiques de V_{BE} des transistors. Alors, toute augmentation de la température diminue la tension de polarisation fournie par les diodes compensatrices.

Supposons qu'une tension de polarisation de 0,65 V établit un courant collecteur de repos de 2 mA. Si la température monte de 30°C, la tension entre les bornes de chaque diode compensatrice chute d'environ 60 mV. Comme la tension V_{BE} nécessaire diminue aussi d'environ 60 mV, le courant collecteur de repos reste à environ 2 mA.

MIROIR DE COURANT

On polarise la diode par un miroir de courant, une technique largement répandue dans les circuits intégrés linéaires. Considérons le miroir représenté à la figure 14a, le courant base est nettement inférieur au courant qui traverse la résistance et la diode. Donc, le courant de la résistance et le courant de la diode sont approximativement égaux. Si la caractéristique de la diode est identique à celle de la tension V_{BE} du transistor, le courant de la diode égale le courant émetteur. Comme le courant collecteur est presque égal au courant émetteur, le courant collecteur égale à peu près le courant de la résistance de polarisation, soit sous forme mathématique : $I_C \cong I_R$ (47)

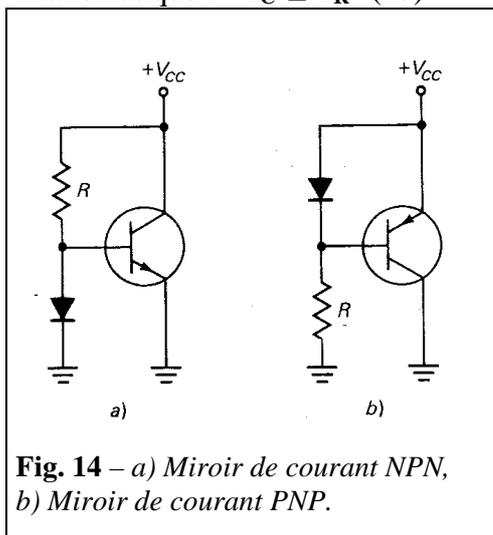


Fig. 14 – a) Miroir de courant NPN, b) Miroir de courant PNP.

Selon cet important résultat, on peut régler le courant collecteur en réglant le courant de la résistance. Ce circuit est un miroir : le courant de la résistance se reflète dans le circuit de collecteur. D'où le nom de miroir de courant attribué au circuit représenté à la figure 14a.

La figure 14b représente un miroir de courant PNP. Selon un raisonnement analogue, le courant qui traverse le collecteur égale approximativement le courant qui traverse la résistance de polarisation. Si la caractéristique de la tension V_{BE} de transistor est adaptée à la caractéristique de la diode, le courant collecteur égale à peu près le courant de la résistance.

La polarisation par diodes d'un amplificateur push-pull classe B à émetteurs suiveurs (fig. 13a) repose sur deux miroirs de courant. La moitié supérieure du circuit est un miroir NPN et la moitié inférieure est un miroir PNP. La polarisation par diodes est insensible aux variations de température si les caractéristiques des diodes sont adaptées aux

caractéristiques des tension V_{BE} des transistors sur une large gamme de température, ce qu'on n'obtient pas facilement avec des circuits discrets en raison des tolérances de leurs composants. Par contre, on réalise facilement la polarisation par diodes à l'aide de circuits intégrés parce que, les diodes et les transistors étant sur la même puce, leurs caractéristiques sont presque identiques.

Rappelons la polarisation par réaction de collecteur. Lorsque la résistance de base s'annule, un transistor polarisé par réaction de collecteur se comporte comme une diode. L'amplificateur représenté à la figure 14b se comporte de cette façon. Au lieu d'utiliser des diodes ordinaires, nous utilisons des transistors connectés en

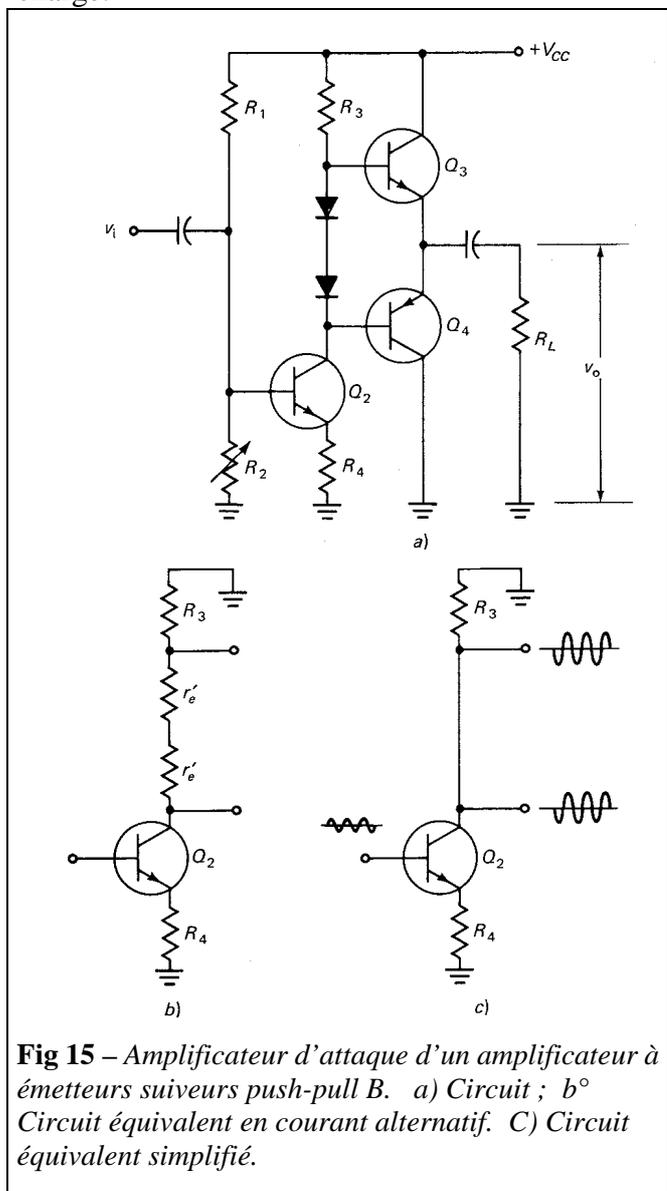
diodes. Le courant qui traverse les résistances égale

On utilise des transistors connectés en diodes parce que l'adaptation des caractéristiques des diodes à celles des tensions V_{BE} est plus facile lorsqu'on utilise des diodes et des transistors de même type, ce qui a toujours lieu avec les circuits intégrés.

AMPLIFICATEUR D'ATTAQUE OU DE PILOTAGE D'UN AMPLIFICATEUR CLASSE B

Dans notre étude de l'amplificateur push-pull classe B à émetteurs suiveurs, les condensateurs servaient à transmettre le signal alternatif à l'amplificateur. Ce n'est pas la meilleure façon d'attaquer ou de piloter un amplificateur classe B. Il est plus facile d'utiliser un amplificateur d'attaque ou de pilotage à émetteur commun à couplage direct (fig. 15a). Le transistor Q_2 est une source de courant qui fournit le courant continu de polarisation via les diodes. On règle le courant continu émetteur qui parcourt R_4 en réglant R_2 ; donc Q_2 alimente en courant continu via les diodes de compensation. En raison des miroirs de courant, le courant de repos est le même dans les collecteurs de Q_3 et Q_4 '

Lorsqu'un signal alternatif attaque l'entrée, Q_2 se comporte comme un amplificateur stabilisé. Le signal alternatif amplifié et inversé au collecteur de Q_2 attaque les bases de Q_3 et Q_4 . Durant l'alternance positive, Q_3 conduit et Q_4 est bloqué. Durant l'alternance négative, Q_3 est bloqué et Q_4 conduit. Comme le condensateur de couplage de sortie est un court-circuit en courant alternatif, le signal alternatif est appliqué à la résistance de charge.



Lorsqu'un signal alternatif attaque l'entrée, Q_2 se comporte comme un amplificateur stabilisé. Le signal alternatif amplifié et inversé au collecteur de Q_2 attaque les bases de Q_3 et Q_4 . Durant l'alternance positive, Q_3 conduit et Q_4 est bloqué. Durant l'alternance négative, Q_3 est bloqué et Q_4 conduit. Comme le condensateur de couplage de sortie est un court-circuit en courant alternatif, le signal alternatif est appliqué à la résistance de charge.

La figure 15b représente le circuit équivalent en courant alternatif de l'amplificateur d'attaque à émetteur commun. Nous avons remplacé les diodes (transistors connectés en diodes) par leurs résistances d'émission en courant alternatif. Dans tout circuit pratique, r'_e vaut au plus le centième de R_3 d'où le circuit équivalent en courant alternatif simplifié représenté à la figure 15c. Visiblement l'amplificateur d'attaque est un amplificateur stabilisé dont le gain en tension sans charge égale : $A = -\frac{R_3}{R_4}$

Habituellement, l'impédance $Z_{i(\text{base})}$ des transistors classe B est très grande. Donc, le gain en tension avec charge de l'amplificateur d'attaque est presque égal à son gain en tension sans charge.

EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR COMPLET

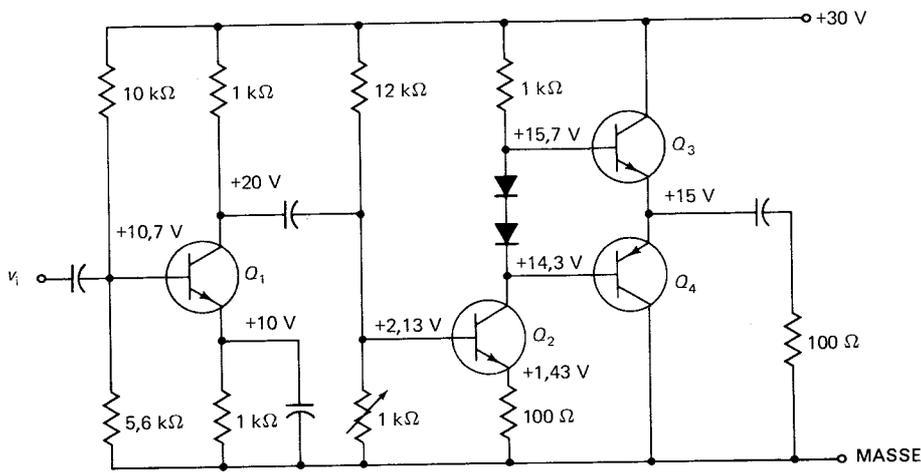


Fig. 16 – Amplificateur complet comprenant un étage petits signaux à émetteurs commun, un étage d'attaque de la classe B et un étage push-pull de sortie.

La figure 16 représente un amplificateur complet à trois étages : un amplificateur petits signaux (Q1), un amplificateur grands signaux classe A (Q2) et un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B (Q3 et Q4).

AUTRES AMPLIFICATEURS CLASSE B

L'amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B est l'amplificateur classe B le plus utilisé. Ses avantages sont une faible distorsion, une grande dynamique du signal alternatif de sortie et un rendement par étage

élevé. Mais il existe d'autres amplificateurs classe B intéressants.

ALIMENTATION FRACTIONNÉE

Lorsqu'on dispose d'une alimentation fractionnée (tensions positive et négative opposées et égales), on peut référer l'entrée et la sortie à la masse (figure 17). Les alimentations étant opposées et égales, V_{CEQ} de chaque transistor égale V_{CC} . Donc, la tension de sortie de repos est nulle. Voilà pourquoi on peut directement transmettre le signal à la résistance de charge.

La tension de repos entre les diodes de compensation étant nulle elle aussi, cela détermine une borne d'entrée à la masse, nécessaire dans certaines applications.

Pour le signal alternatif, les diodes se comportent comme des petites résistances r'_e . L'impédance $Z_{i(\text{base})}$ de chaque transistor étant très grande, presque tout le signal alternatif d'entrée passe aux bases des transistors classe B via les diodes.

Autre avantage d'un amplificateur à alimentation fractionnée: sa grande dynamique de signal alternatif de sortie. Comme la tension V_{CEQ} de chaque transistor égale V_{CC} la dynamique du signal alternatif de sortie

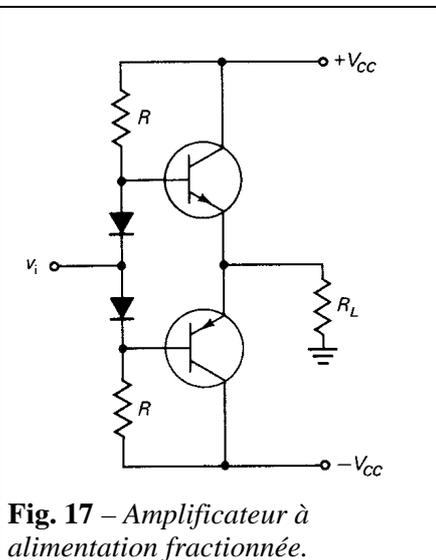


Fig. 17 – Amplificateur à alimentation fractionnée.

égale : $PP = 2V_{CC}$

Cette dynamique élevée permet à l'amplificateur de, fournir une plus grande puissance de charge non déformée.

COMPENSATION PAR THERMISTANCES

Au lieu d'utiliser des miroirs de courant pour compenser un amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B, on peut utiliser des thermistances (résistances qui décroissent lorsque la température augmente). Les thermistances compensent comme suit. Les résistances encadrées représentées à la figure 18 sont des thermistances. On règle le point Q légèrement au-dessus du point de blocage pour la valeur de R_2 à la température ambiante. Lorsque la température augmente, la tension V_{BE} nécessaire décroît d'environ 2 mV par degré. Comme les résistances des thermistances diminuent elles aussi, les tensions appliquées aux diodes émetteur sont plus petites. Des thermistances bien choisies compensent approximativement les augmentations de température.

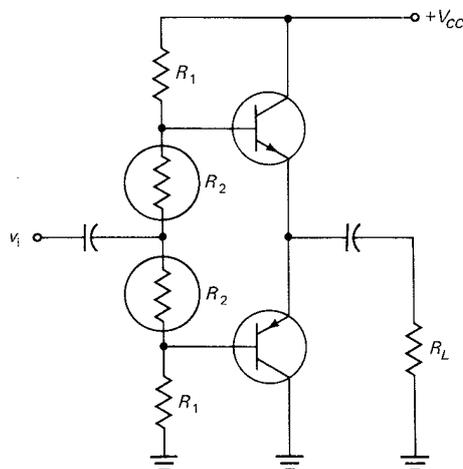


Fig. 18 – Les thermistances compensent les variations de température.

DARLINGTON ET SZIKLAI

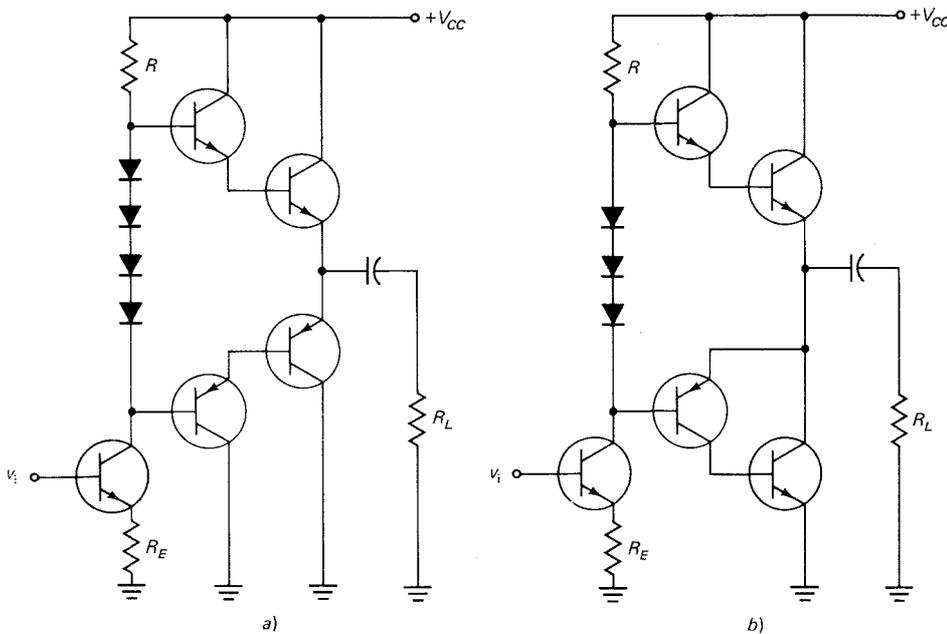


Fig. 19 – Les paires de Darlington augmentent la puissance de charge ; b) Etage de Darlington et de Sziklai de sortie.

Il est parfois plus facile de concevoir un amplificateur push-pull classe B avec un seul type de transistor de sortie, NPN ou PNP. La figure 19b représente un amplificateur push-pull classe B comprenant une paire de Darlington en haut et une paire de Sziklai en bas. La paire de Sziklai, parfois appelée une paire complémentaire de Darlington, se comporte comme un transistor PNP à gain en courant très élevé. Remarquer que trois diodes de compensation suffisent. Mais tel n'est pas le principal avantage de ce montage. Les deux transistors NPN de sortie constituent le principal avantage de ce circuit lors de sa conception: il est plus facile d'adapter deux transistors de puissance de même type.

AMPLIFICATEUR A ÉMETTEUR COMMUN A COUPLAGE PAR TRANSFORMATEUR

Les transistors complémentaires ont démodés les transformateurs dans la plupart des applications audio. Mais on rencontre encore parfois l'amplificateur à émetteurs communs push-pull classe B représenté à la figure 20. Remarquer que les deux transistors sont des NPN. Une diode suffit pour polariser ces transistors légèrement au-dessus du point de blocage. Si la caractéristique de la diode s'adapte approximativement aux caractéristiques des tensions V_{BE} des transistors, le courant collecteur de repos ne varie pas trop en fonction de la température.

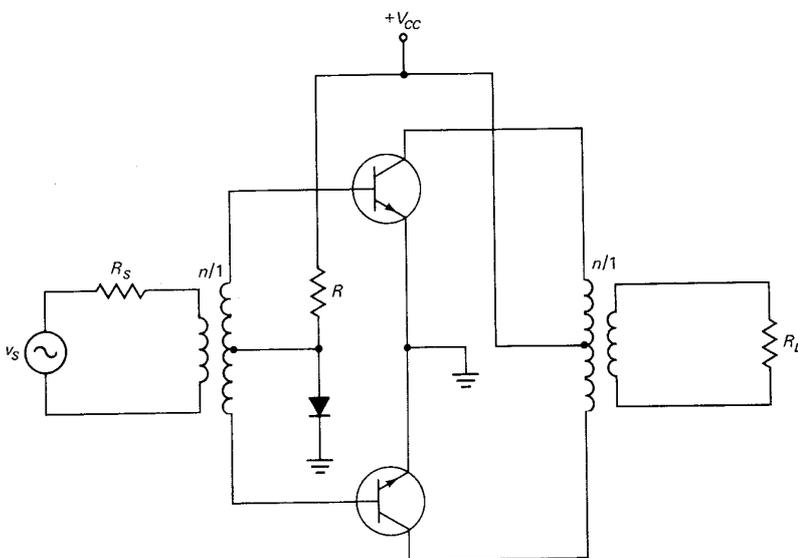


Fig. 20 – Amplificateur push-pull couplé par transformateur.

On utilise des paires de Darlington (fig. 19a) lorsque l'amplificateur à émetteurs suiveurs push-pull classe B n'est pas assez soutenu pour la résistance de charge.

Nous avons vu que chaque paire de Darlington se comporte comme un transistor à gain en courant très élevé.

Donc, l'impédance d'entrée de la base augmente et l'impédance de sortie de l'émetteur diminue. Comme chaque paire de Darlington a deux chutes V_{BE} , il faut utiliser quatre diodes de compensation (fig. 19a). Un tel amplificateur fournit une grande puissance de charge en alternatif.

On transmet le signal alternatif d'entrée aux bases par un transformateur. En raison du mode de fonctionnement du transformateur, les signaux qui attaquent les bases sont de même amplitude et de phases opposées. Donc, durant l'alternance positive, le transistor du haut conduit et celui du bas est bloqué, alors que durant l'alternance négative le transistor du haut est bloqué et celui du bas conduit.

Durant l'alternance positive, le transistor du haut conduit via le demi-enroulement supérieur de sortie du transformateur. Durant l'alternance négative, le transistor du bas conduit via le demi-enroulement inférieur.

Dans chaque cas, le signal alternatif est transmis à la résistance de charge par transformateur.

INVERSEUR DE PHASE

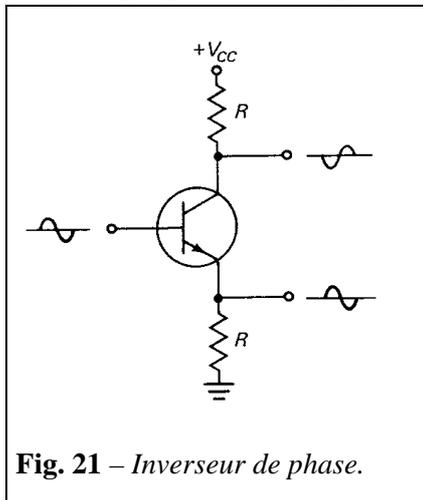


Fig. 21 – Inverseur de phase.

Les deux bases de l'amplificateur représenté à la figure 20 reçoivent des signaux alternatifs déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre. Cela est nécessaire parce que les deux transistors sont du même type (NPN). Un transformateur est un dispositif coûteux et volumineux pour produire deux signaux déphasés. Il est plus pratique d'utiliser un inverseur de phase comme celui représenté à la figure 21 pour l'amplificateur d'attaque d'entrée.

Remarquer que l'inverseur de phase est un amplificateur fortement stabilisé.

Comme la résistance d'émetteur égale la résistance de collecteur, le gain en tension sans charge de l'inverseur de phase égale 1. De plus, l'émetteur asservi produit un signal en phase tandis que le collecteur produit un signal inversé. Donc, les signaux de sortie sont de même amplitude mais de phases opposées, exactement le type d'attaque nécessaire pour l'amplificateur représenté à la figure 20. Donc, on peut remplacer le transformateur d'entrée

par un inverseur de phase.

Retenons l'inverseur de phase. On l'utilise chaque fois qu'il faut attaquer un amplificateur qui nécessite deux signaux d'entrée égaux et opposés.

PUISSANCE LIMITE D'UN TRANSISTOR

La température de la jonction de collecteur limite la puissance dissipée P_D admissible. Selon le type de transistor, une température de jonction appartenant à la gamme allant de 150°C à 200°C détruira le transistor. Les fiches signalétiques représentent cette température maximale de jonction par $T_r(\text{max})$. La fiche signalétique d'un 2N3904, par exemple, donne une température $T_r(\text{max})$ de 150°C et celle d'un 2N3719 donne une température $T_r(\text{max})$ de 200°C .

TEMPÉRATURE AMBIANTE

La chaleur produite à la jonction traverse le boîtier (métallique ou de plastique) de transistor et rayonne dans l'air ambiant. La température de cet air, appelée la température ambiante, normalement voisine de 25°C est plus forte par temps chaud. La température ambiante est parfois nettement supérieure à cette valeur dans les composants d'un équipement électronique.

L'étude de la dissipation thermique dans les semis conducteurs à été examinée dans l'article présent sur le site de BTS () et intitulé :