

Chapitre 3 : Les circuits

(suite)

par Pierre Cornélis, ON7PC rue J. Ballings, 88 1140 Bruxelles

Dans un document précédent nous avons vu

- 3.1. Les combinaisons de composants
- 3.2. Les circuits RLC série et parallèle
- 3.3. Les filtres
- 3.4. Les alimentations

nous continuons maintenant avec

3.5. Les amplificateurs

L'énergie captée par une antenne est excessivement faible. L'énergie nécessaire pour faire fonctionner un haut parleur est plus importante. C'est pourquoi dès les premiers temps de la radio on s'est préoccupé d'amplifier des signaux. L'avènement de la triode (1907) puis celui du transistor (1949) ont été les aubaines de la radio et de l'électronique, car ces deux éléments sont les piliers de l'amplification.

L'amplification est probablement la plus importante des fonctions électroniques.

Mais on ne peut pas amplifier de façon infinie, sinon on risque l'auto oscillation, on doit prendre des précautions de façons à ne pas déformer le signal (c'est le problème de la distorsion).

On doit aussi veiller à ce qu'il n'y a pas plus de souffle sur le signal (c'est le problème du bruit propre à chaque amplificateur et celui du facteur de bruit qui en découle).

3.5.1. Principe de l'amplification

3.5.1.1. Principe de l'amplification avec un transistor bipolaire

Soit le montage à transistor de la figure ci-contre qui a pour but de tracer les courbes caractéristiques.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques $I_C(V_{CE})$ ¹. On garde I_B constant et on fait varier V_{CE} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_C(V_{CE})$. Puis on fait la même chose pour une autre valeur de I_B . On obtient ainsi un réseau de courbes.

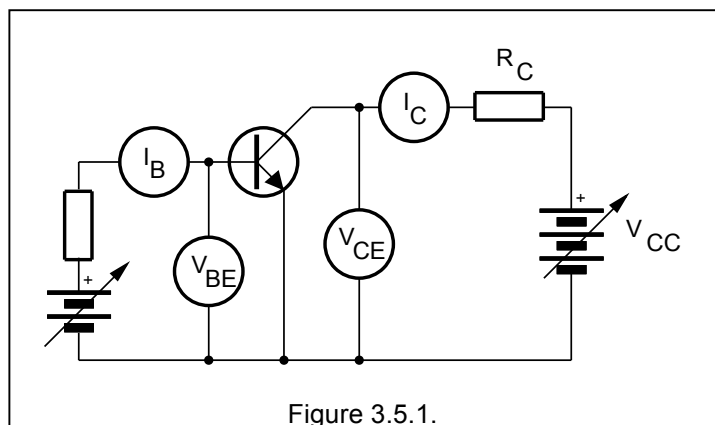


Figure 3.5.1.

On peut aussi tracer la caractéristique $I_B(V_{BE})$. Notons que cette caractéristique ressemble à celle d'une diode.

La troisième courbe dont nous avons besoin est $I_C(I_B)$. Cette courbe fait apparaître le rapport I_C / I_B que l'on appelle amplification en courant et qui est représenté par β ou par h_{FE} . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite !

¹ $I_C(V_{CE})$ est une représentation mathématique et se lit " I_C en fonction de V_{CE} " d'autres auteurs utilisent $I_C = f(V_{CE})$ qui se lit également I_C en fonction de V_{CE} .

Ordre de grandeur :

- pour les transistors pour les petits signaux $100 < \beta < 500$
- pour les transistors de puissance $10 < \beta < 50$
- pour les transistors Darlington $500 < \beta < 30000$

Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

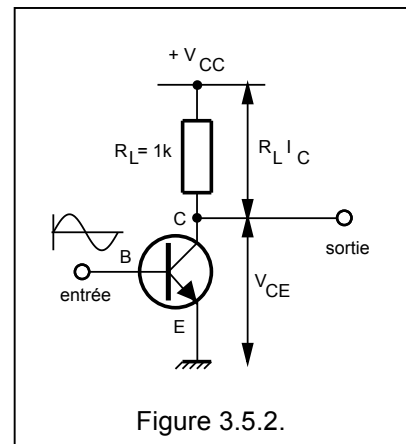
Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le collecteur. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{CE} = V_{CC} + R_C I_C$.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :

si $I_C = 0$, alors $V_{CE} = V_{CC}$, soit $V_{CC} = 10\text{ V}$

si $V_{CE} = 0$, alors $I_C = V_{CC} / R_C$, si $R_C = 1\text{ k}\Omega$, alors $I_C = 10\text{ mA}$

Le point de fonctionnement (P) du transistor se trouve toujours sur cette droite de charge. Le point de fonctionnement ne peut faire qu'une seule chose : voyager sur la droite de charge ! Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.



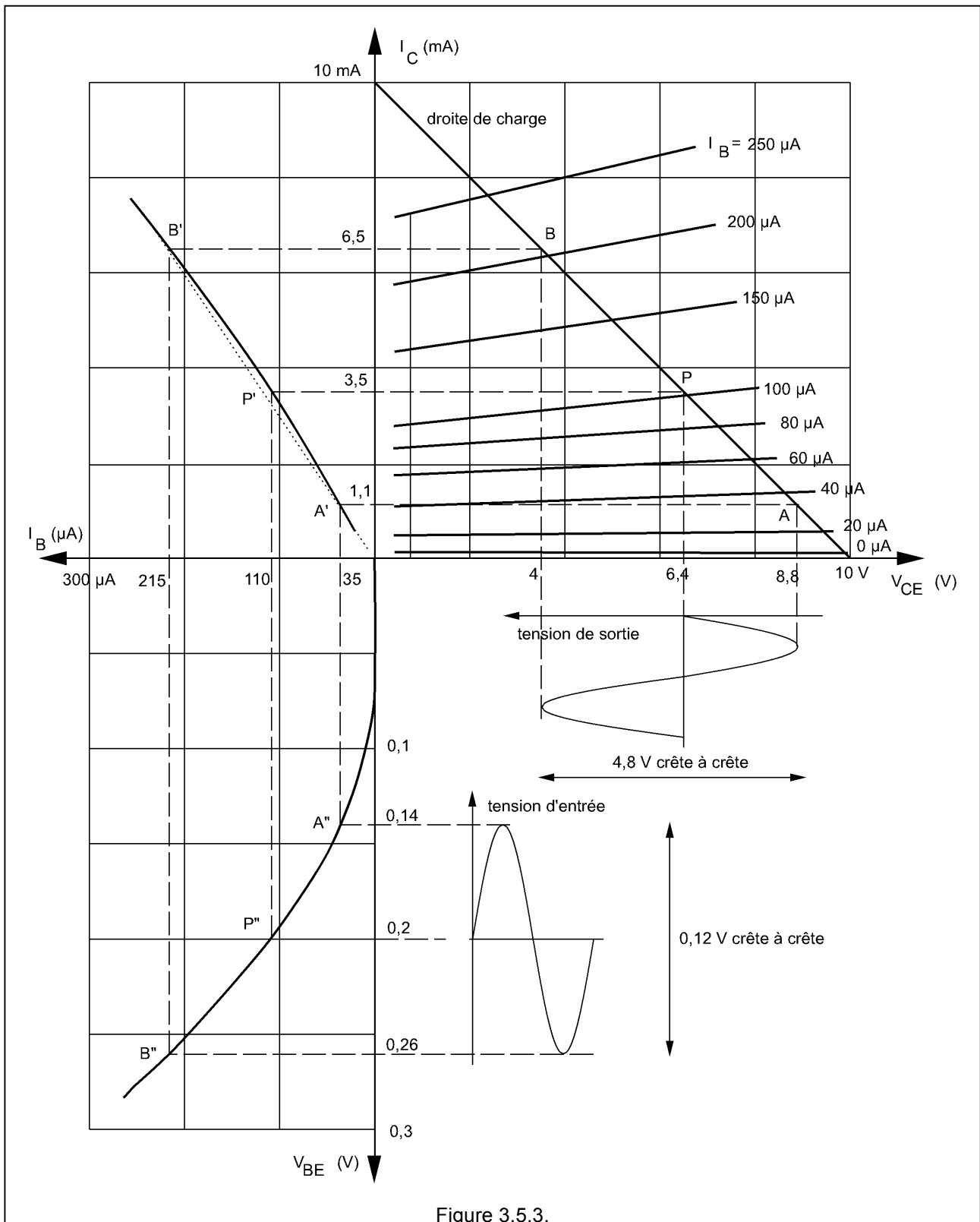


Figure 3.5.3.

Dans notre cas particulier avec $V_{CC} = 10$ V et $R_C = 1$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_{CE} = 6,4$ V, nous aurons un courant de collecteur $I_C = 3,5$ mA et un courant de base $I_B = 110$ μ A

A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.

Si on applique sur la base un signal sinusoïdal de 60 mV crête soit 120 mV crête à crête. La tension de base va varier de $0,2 \text{ V} \pm 0,6 \text{ V}$ soit entre 0,14 et 0,26V. Le courant dans la base va varier de $35 \mu\text{A}$ à $215 \mu\text{A}$. Ce courant va produire des variations du courant de collecteur de 1,1 à 6,5 mA qui à son tour va produire une variation de V_{CE} de 4 à 8,8 V soit une amplitude de 4,8 V. A l'entrée il y avait 0,12 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $40 \times (4,8 / 0,12)$.

Notez que,

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.2. Principe de l'amplification avec un transistor FET

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du transistor FET. Soit donc un transistor FET (un J-FET dans ce cas) alimenté comme ci-contre.

Le courant de gâchette est extrêmement faible (de l'ordre de 1 nA) et nous n'allons pas le mesurer.

Remarquons aussi que, contrairement au transistor bipolaire, la gâchette est polarisée par une tension négative.

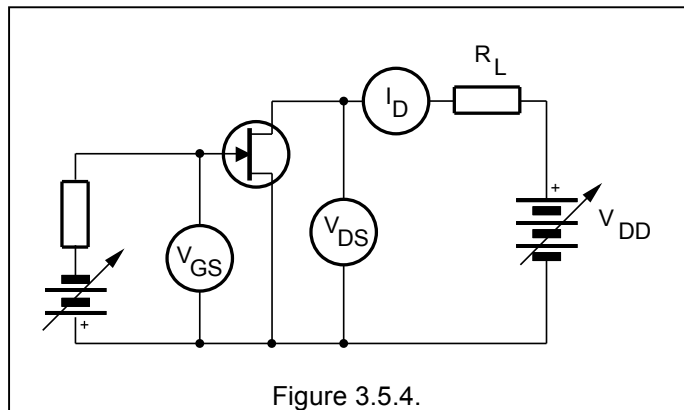


Figure 3.5.4.

Traçons la courbe $I_D (V_{DS})$. On garde V_{GS} constant et on fait varier V_{DS} (en faisant varier V_{CC} par exemple) et on relève la courbe $I_D (V_{DS})$. Cette courbe ressemble à la courbe $I_C (V_{CE})$ d'un transistor bipolaire. Ce qui est fondamentalement différent c'est que dans un transistor bipolaire on fait varier le courant de base I_b , tandis que dans un FET on fait varier la tension entre gâchette et source !

D'une façon simplifiée on pourrait dire que le transistor bipolaire est commandé en courant, alors qu'un transistor FET est commandé en tension ! Comme il n'y a presque pas de courant de gâchette, l'impédance d'entrée est très grande.

On peut aussi tracer la caractéristique $I_D (V_{GS})$. Le rapport I_D / V_{GS} s'appelle transconductance et est représenté par g_m . Cette transconductance s'exprime en Siemens, et généralement en μS ou en mS^2 . Remarquez qu'il ne s'agit pas d'une droite ! Ordre de grandeur de g :

Transistor	canal	type	V_{DSmax}	I_{Dmax}	g
2N5459	N	jonction	25 V	10 mA	6 mS
40673	N	dual gate , enhanc.	20 V	50 mA	12 mS
BF245	N	jonction	30 V	25 mA	3 à 6,5 mS
MPF102	N	jonction	25 V	10 mA	2 à 7,5 mS

Ce montage nous a permis de relever les courbes caractéristiques du transistor FET. Ces courbes se trouvent par ailleurs dans les "data sheet" fournis par les fabricants.

² 1 Siemens = 1 Ampère / 1 Volt → 1 mS = 1mA / 1V et 1 μ S = 1 μ A / 1 V

Modifions à présent le montage pour nous approcher d'un vrai montage amplificateur. Tout d'abord on va mettre une résistance dans le drain. Pour étudier le nouveau montage, on va tracer sur les courbes caractéristiques une droite supplémentaire appelée droite de charge. Une droite de charge n'est rien d'autre que l'expression la loi des mailles de Kirchoff : $V_{DS} = V_{DD} + R_L I_D$.

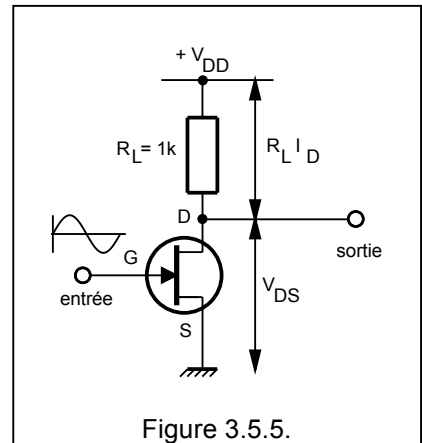


Figure 3.5.5.

Pour tracer la droite de charge, on prend deux points particuliers :
 si $I_D = 0$, alors $V_{DS} = V_{DD}$, soit $V_{DD} = 12\text{ V}$
 si $V_{DS} = 0$, alors $I_D = V_{DD} / R_L$, si $R_L = 1\text{ k}\Omega$ alors $I_D = 12\text{ mA}$.

Le point de fonctionnement (P) du transistor FET se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite. Dans notre cas, le point de repos est fixé à $I_D = 5,8\text{ mA}$ et $V_{DS} = 7,2\text{ V}$.

Si maintenant on fait varier la tension d'entrée de 0,5 V (1 V crête à crête) autour d'un point de repos P, le courant de drain va varier de 4,1 mA à 7,9 mA, ce qui va faire varier la tension de sortie de 4,8 à 9,2 V, produisant une tension de sortie de 4,4 V crête à crête.

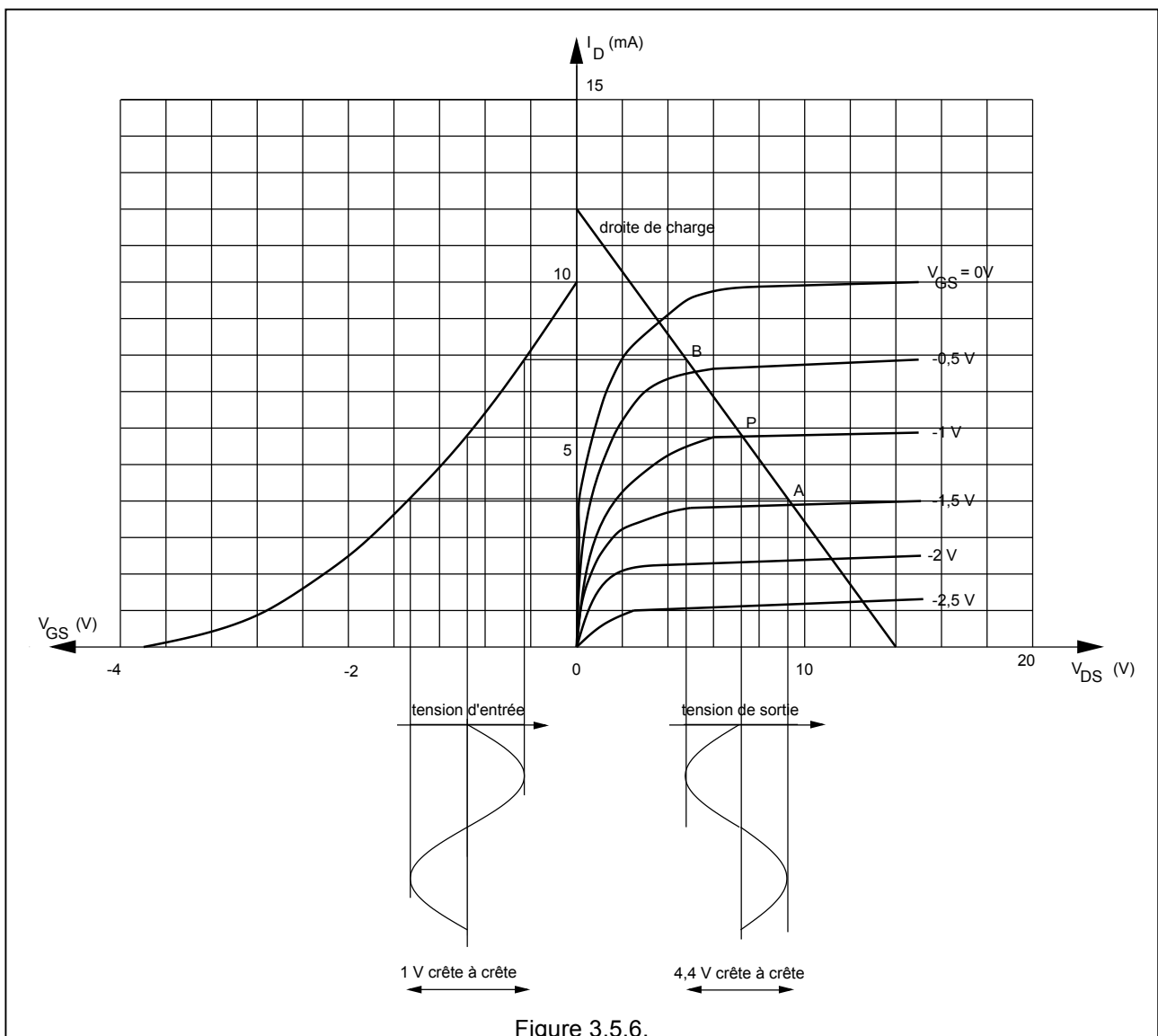


Figure 3.5.6.

Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique. On devra aussi prévoir la polarisation du transistor c.-à-d. le moyen de fixer le point de repos. Tout cela sera détaillé dans un autre paragraphe, il était important de comprendre "le principe de l'amplification" expliqué sur les courbes caractéristiques.

3.5.1.3. Principe de l'amplification avec un tube

Ici aussi la première chose est de retrouver les courbes caractéristiques du montage à tube. Soit donc une triode montée comme dans la figure ci-contre.

On peut tout d'abord tracer les caractéristiques I_a (V_a). On garde I_b constant et on fait varier V_a (en faisant varier V_b par exemple) et on relève la courbe I_a (V_a). Puis on fait la même chose pour une autre valeur de V_g . On obtient ainsi un réseau de courbes.

On peut aussi tracer la caractéristique V_g (I_a). Le rapport I_a / V_g s'appelle pente du tube et est représenté par s

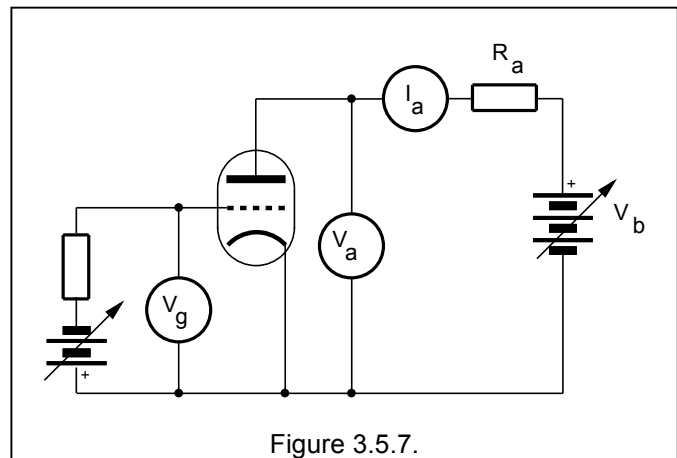


Figure 3.5.7.

La dernière courbe est appelée droite de charge, elle représente la loi des mailles de Kirchoff : $V_a = V_b + R_a I_a$. Pour la tracer, on prend deux points particuliers :
si $I_a = 0$, alors $V_a = V_b$
si $V_a = 0$, alors $I_a = V_b / R_a$

Le point de fonctionnement (P) du tube se trouve toujours sur cette droite de charge. Lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée, le point de fonctionnement est appelé point de repos. Si l'on veut une amplification linéaire et une tension de sortie maximale, on a intérêt à placer le point de repos approximativement au milieu de cette droite.

Dans notre cas particulier avec $V_b = 250$ V et $R_a = 25$ k Ω , nous avons fixé le point de repos pour $V_a = 178$ V, nous aurons un courant d'anode $I_a = 3,5$ mA.

A partir de ces courbes, nous pouvons expliquer le principe de l'amplification.

Si on applique sur la grille un signal sinusoïdal de 8 V crête à crête. La tension de grille fait varier le courant d'anode de 1,35 à 6,1 mA qui à son tour va produire une variation de V_a de 126 à 216 V soit une amplitude de 90 V. A l'entrée il y avait 8 V, ce montage est donc un montage amplificateur donc le gain (en tension) est de $11 \times (90 / 8)$.

Notez que

- si la tension d'entrée augmente, la tension de sortie diminue. Ce montage inverse donc la phase du signal.
- l'asymétrie entre les deux alternances

Mais le montage est encore incomplet et nous devons y apporter quelques modifications pour pouvoir l'utiliser en pratique.

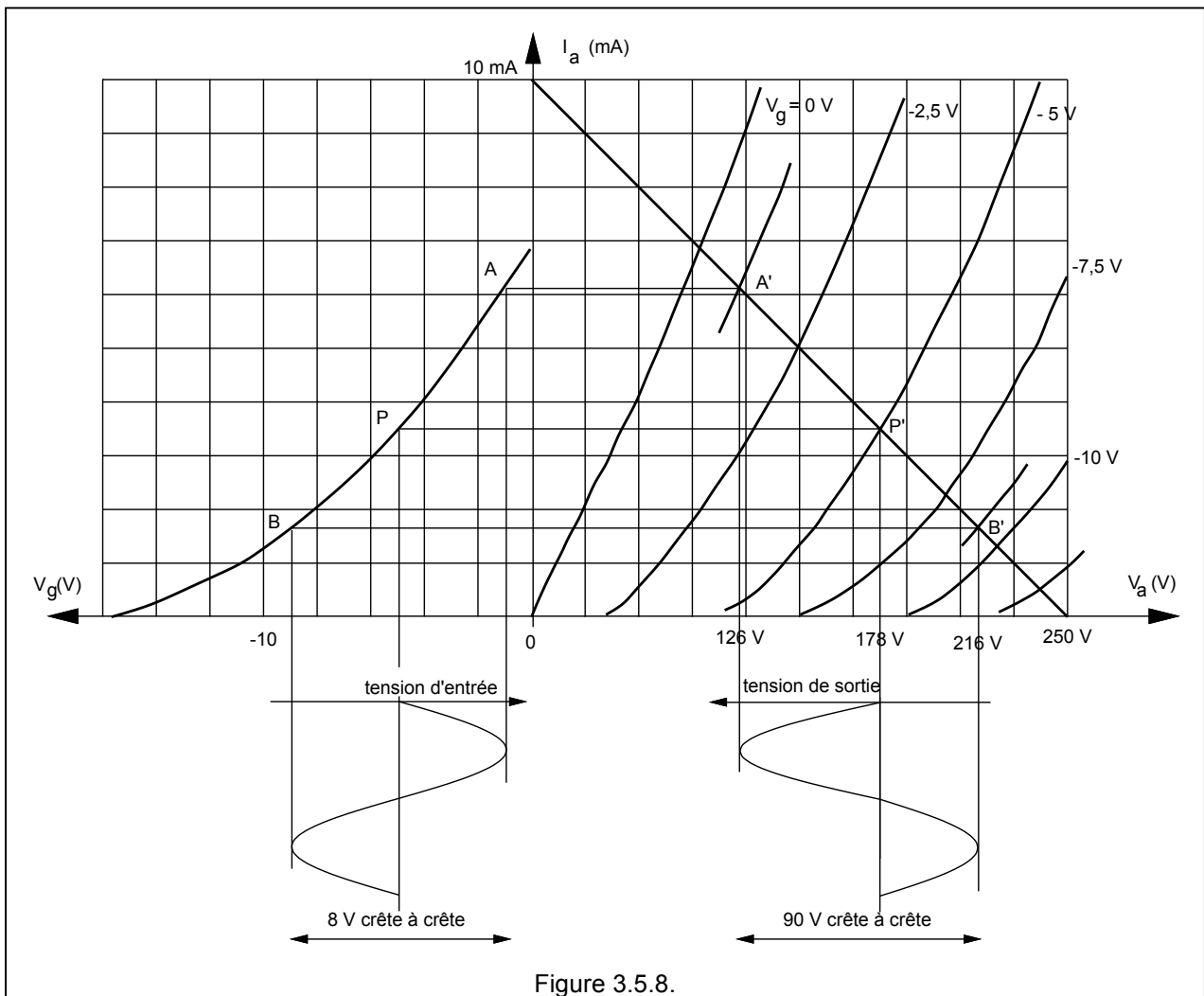


Figure 3.5.8.

3.5.1.4. Remarques générales

Qu'il s'agisse de transistor bipolaire, de transistor FET ou d'un tube, nous avons vu, que pour faire un amplificateur,

- il fallait une tension d'alimentation (V_{CC} , V_{DD} ou V_b),
- il fallait une résistance de charge pour "récupérer" le signal de sortie,
- il fallait polariser le composant (ce problème sera détaillé plus tard),
- il fallait s'intéresser aux courbes caractéristiques,
- et ces courbes caractéristiques permettaient de démontrer qu'il y avait "amplification" du signal d'entrée.

Chacun des montages pourrait être le sujet d'une étude de plusieurs pages, mais cela sortirait du cadre du présent cours.

3.5.2. Les classes d'amplifications

Nous avons déjà vu, mais nous reverrons plus en détails ici, qu'un transistor bipolaire, qu'un FET, qu'un MOSFET ou qu'un tube devaient être polarisé. Le point de polarisation doit être judicieusement choisi, car il va déterminer la classe d'amplification.

Il a essentiellement 4 classes d'amplification, la classe A, la classe B, la classe C et une classe A-B quelque part à mi chemin entre la classe A et la classe B.

Pour bien comprendre ce qu'est la classe d'amplification, on va faire appel à la fonction de transfert d'un amplificateur. C'est en fait une courbe qui représente comment varie la sortie en fonction de l'entrée. Chaque amplificateur a sa propre fonction de transfert, mais toutes ces courbes se ressemblent. Il y a généralement un point où même si on continue à augmenter le signal d'entrée, le signal de sortie n'augmentera plus. La zone située au delà de ce point s'appelle la zone de saturation. Il se pourrait aussi (et c'est le cas des amplificateurs en classe C que nous verrons plus loin), qu'en dessous d'une certaine tension d'entrée, il n'y ait pas de tension de sortie, en dessous de ce point on est dans la zone de cut-off. Entre ces deux zones (zone de saturation et zone de cut-off), il y a une plage où l'amplification est linéaire.

Il y a deux paramètres excessivement important pour déterminer le type d'opération d'un amplificateur, ce sont

- la polarisation
- l'amplitude du signal d'entrée

Dans un amplificateur **classe A**, le point de polarisation et l'amplitude du signal d'entrée, sont tels que tout le signal est compris dans la partie entre la zone de cut-off et la zone de saturation. Ce qui veut dire que l'amplificateur travaille dans la zone linéaire et que le signal de sortie est donc linéairement proportionnel au signal d'entrée. Il y a un signal de sortie pour les 360° du signal d'entrée. La portion du cycle pendant lequel il y a un signal à la sortie est appelée l'angle de conduction. Dans un amplificateur classe A, l'angle de conduction est de 360°. La figure ci-contre représente la l'évolution du signal d'entrée. Le point de repos est idéalement placé à mi chemin entre le cut-off et la saturation. Le rendement d'un ampli classe A est faible, parce qu'il y a toujours du courant dans le transistor (ou dans le tube), même s'il n'y a pas de tension à l'entrée. Le courant qui circule dans le transistor (ou dans le tube), lorsqu'il n'y a pas de signal d'entrée est appelé courant de repos de l'amplificateur. Le rendement maximum théorique d'un amplificateur en classe A est de 50%, mais en pratique il est plutôt situé entre 25 et 30 %

Dans un amplificateur **classe A-B**, le niveau de polarisation est ajusté de telle façon que le transistor (ou le tube) conduise pendant plus d'une demi période (donc pendant plus de 180°). Le rendement est ainsi amélioré et atteint généralement un peu plus de 50%. La tension de

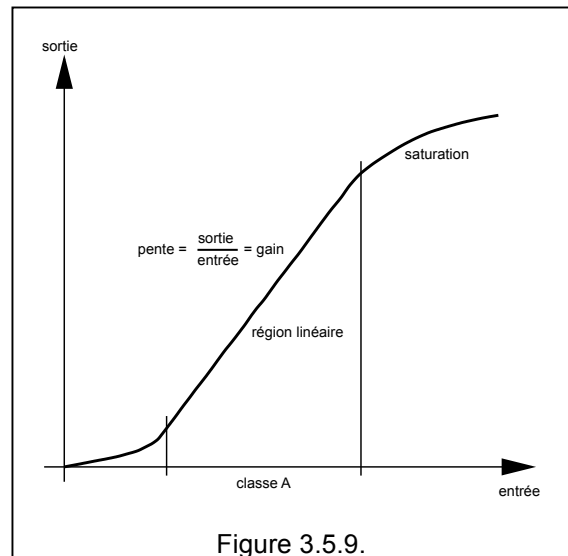


Figure 3.5.9.

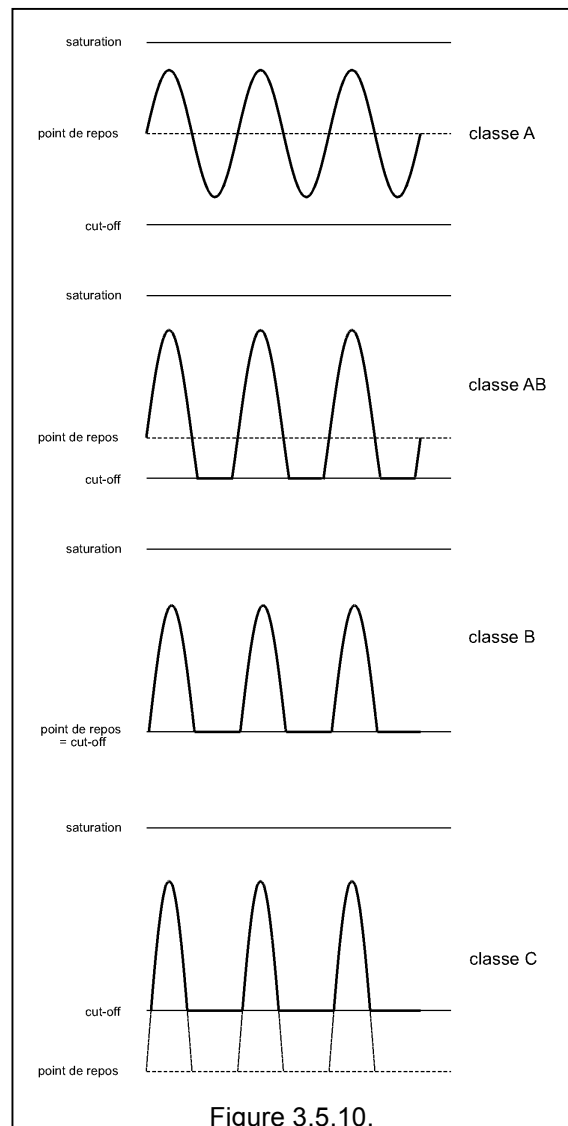


Figure 3.5.10.

sortie n'est plus l'image de la tension d'entrée, mais elle est déformée, puisque le transistor (ou le tube) ne conduit plus pendant 360° .

Dans un amplificateur **classe B**, la polarisation est fixée exactement au cut-off. Dans ce cas, il y a un courant de sortie uniquement pendant une demi période, c.-à-d. que l'angle de conduction es égal à 180° . L'ampli n'est plus linéaire comme dans le cas de la classe A, mais est cependant acceptable surtout si on tient compte que le rendement atteint maintenant un maximum de 78,5 %.

Dans un amplificateur en **classe C**, la polarisation est plus basse que le cut-off. Dans ce cas l'angle de conduction du transistor (ou du tube) est inférieur à 180° . Le courant de sortie est constitué d'impulsions de courant. Le rendement dépend de l'angle de conduction : avec un angle de conduction de 180° , le rendement est de 78,5 % et avec un angle de conduction de 0° le rendement atteint 100%. Mais évidemment avec un angle de conduction de 0° (ou voisin de 0°) on n'amplifie pas de signal.

La linéarité d'un amplificateur est donc une caractéristique TRES importante, parce qu'elle dit avec quelle fidélité le signal de sortie va représenter le signal d'entrée. Toute non-linéarité va entraîner de la distorsion.

Un amplificateur classe A aura donc le moins de distorsion, tandis que le signal à la sortie d'un amplificateur classe C présentera une forte distorsion. Une cause indirecte est qu'un amplificateur classe C va fournir des harmoniques. Vous allez donc probablement vous demander pourquoi donc emploie t'on des amplificateurs en classe C alors ? Tout simplement parce que lorsqu'on veut amplifier et atteindre des puissances importantes, le facteur rendement devient beaucoup plus important que lorsqu'on doit amplifier quelques milliwatts. En fait dans un amplificateur en classe C on a presque toujours une charge qui est un circuit accordé et ce circuit, par son "effet de volant", va limiter les harmoniques et donc la distorsion.

Une solution intermédiaire est la classe AB qui a un excellent rendement et une non linéarité acceptable. Cette non linéarité disparaît lorsque l'on réalise un montage push-pull.

3.5.3. Amplificateurs de tension, de courant et de puissance

Lorsqu'un radioamateur parle d' "amplificateur" ou d' "ampli", il pense immédiatement à amplificateur de puissance, un équipement qui va lui permettre de "sortir 1500 Watts" au lieu de 100 Watts qui lui son fourni par son émetteur-récepteur. Dans ce genre d'amplificateur l'impédance d'entrée et l'impédance de sortie sont pratiquement égales et de l'ordre de 50Ω .

Mais nous pouvons aussi construire des montages qui amplifie la tension. On peut par exemple amplifier des signaux provenant d'un microphone (quelques mV). Dans ce cas ce qui nous préoccupe c'est d'amplifier en tension en se souciant peu de l'impédance.

Nous pouvons aussi amplifier des courants. Le chapitre 4 était consacré aux alimentations et nous avons vu comment un circuit de régulation qui fournissait quelques milliampères pouvait commander les dizaines d'ampères fournis à la charge. Le transistor ballast était donc essentiellement un amplificateur de courant.

Généralement un amplificateur n'est qu'un élément d'une chaîne, on dit qu'il s'agit d'un étage de la chaîne.

3.5.4. Facteur d'amplification ou gain d'un amplificateur

Le gain d'un amplificateur de tension est le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de courant est le rapport entre le courant de sortie et le courant d'entrée.

Le gain d'un amplificateur de puissance est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée.

Les gains peuvent s'exprimer en nombre de fois, mais aussi en décibel.

- pour un amplificateur en tension : $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en courant : $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$
- pour un amplificateur en puissance : $A = 10 \log P_{\text{sortie}} / P_{\text{entrée}}$

Au sens académique, les deux premières relations (c.-à-d. $A = 20 \log U_{\text{sortie}} / U_{\text{entrée}}$ et $A = 20 \log I_{\text{sortie}} / I_{\text{entrée}}$) ne sont pas tout à fait exactes, il faudrait en plus tenir compte des impédances d'entrée et de sortie.

Rappelons également (si cela est nécessaire³) que :

dB	en puissance	en tension
3 dB	2 x	$\sqrt{2} = 1,414 \text{ x}$
6 dB	4 x	2 x
10 dB	10 x	$\sqrt{10} = 3,162 \text{ x}$
20 dB	100 x	10
30 dB	1000 x	31,62
40 dB	10000 x	100
avec toutes les combinaisons possibles par exemple ...		
9 dB = 3 dB + 6 dB	$2 \times 4 = 8$	$1,414 \times 2 = 2,828$
12 dB = 6dB + 6dB	$4 \times 4 = 16$	4
16 dB = 10 dB + 6 dB	$10 \times 4 = 40$	
25 dB = 16 dB + 9 dB	$40 \times 8 = 320$	
7 dB = 10 dB – 3 dB	$10 / 2 = 5$	
4 dB = 10 dB – 6 dB	$10 / 4 = 2,5$	
1 dB = 4 dB – 3 dB	$2,5 / 2 = 1,25 \text{ x}$	$1,12 \text{ x}^4$

³ Un radioamateur qui ne connaît pas sa table des dB est indigne de sa licence ...

⁴ Pour des mesures à l'oscilloscope par exemple, il est bon de retenir de + 1 dB correspond à 12 % de plus. En dessous de 1 dB, on peut, en première approximation, considérer que la loi de variation est linéaire. Donc 0,2 dB correspond, grosso modo à $0,2 \times 12 \% = 2,4 \% \dots$

L'essentiel de la suite de notre étude va se limiter aux amplificateurs à transistors.

Toutefois les amplificateurs HF ont été replacés au chapitre 4 pour ce qui concerne l'amplification des signaux de faible puissance et au chapitre 5 pour ce qui concerne l'amplification de signaux de forte puissance

Dans une annexe nous parlerons des amplificateurs de puissance avec grille à la masse puisqu'on retrouve ceux-ci dans beaucoup d'amplificateurs linéaires utilisés par les radioamateurs.

3.5.5. Les amplificateurs à transistors bipolaires

Pour fonctionner comme amplificateurs, les transistors bipolaires doivent être polarisés dans le sens passant afin de produire une certaine amplification. Par conséquent, si on utilise un transistor NPN, le collecteur et la base doivent être positif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus positif que l'émetteur. Par contre, si on utilise un transistor PNP, le collecteur et la base doivent être négatif par rapport à l'émetteur, et le collecteur doit être plus négatif que l'émetteur.

La polarisation est obtenue en appliquant les tensions nécessaires entre collecteur et émetteur et entre émetteur et base. Chacun des deux types de transistor (PNP et NPN) peut être utilisé avec soit le plus à la masse, soit le moins à la masse.

Moins on polarise un transistor, moins il y a du courant de collecteur. Lorsque la polarisation devient plus importante, le courant de collecteur augmente, et la température de la jonction augmente aussi.

Si la polarisation est excessive, le transistor peut s'emballer thermiquement et se détruire.

Les amplificateurs à transistors peuvent être classés en 3 catégories:

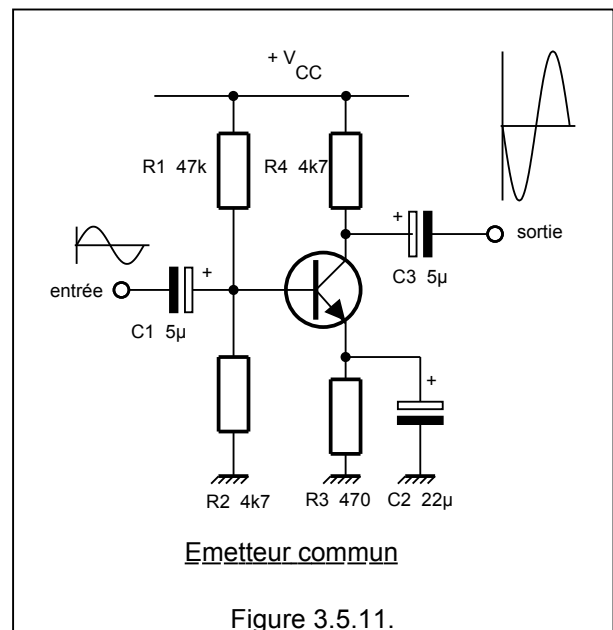
- les amplificateurs à émetteur commun,
- les amplificateurs à base commune, et
- les amplificateurs à collecteur commun.

3.5.5.1. Le montage émetteur commun

Ce montage est représenté à la figure ci-contre. Le courant de base est faible et l'impédance d'entrée est relativement élevée (en moyenne quelques milliers d'ohms). La résistance de collecteur est de l'ordre de quelques kilohms.

Le circuit émetteur commun à une fréquence de coupure plus basse que le circuit à base commune, mais, des 3 configurations, il donne la plus grande amplification.

Dans ce circuit, le courant de sortie (c.-à-d. le courant de collecteur) est en opposition de phase avec celui d'entrée (c.-à-d. le courant de base). Aux bornes de la résistance d'émetteur il apparaît une tension proportionnelle au courant de collecteur et donc en opposition de phase avec la tension d'entrée : la contre-réaction est donc toujours négative, ce qui du point de vue courant continu stabilise le montage. En d'autres termes, puisque le potentiel de la base est fixé par le diviseur R_1 et R_2 , si le courant de collecteur tend à monter trop fort, la tension aux bornes de R_3 monte également, ce qui réduit la tension base-émetteur et tend donc à réduire le courant de collecteur.



Le circuit à émetteur commun est probablement le montage le plus utilisé du moins dans le domaine des basses et moyenne fréquences (disons jusque 10 MHz).

Nous allons donc utiliser ce montage pour expliquer plus en détails quelques notions relatives à la polarisation : R_1 et R_2 forment un pont diviseur de tension qui a pour but de polariser la base. Ces résistances fournissent un potentiel fixe. R_3 va fixer la tension entre base et émetteur. Une règle empirique recommande de fixer $V_E = 0,1 V_{CC}$. Cette méthode est parfois appelée polarisation automatique.

Si on ne met pas de condensateur C_3 , le gain va être limité à la valeur égale à R_4/R_3 , si on met un condensateur C_3 , le gain va être beaucoup plus élevé. Le condensateur de découplage C_3 aura une impédance très faible pour la plus basse des fréquences à transmettre, il faudra donc que $1 / \omega C_3 \ll R_3$.

C_1 et C_2 sont des condensateurs de liaison que l'on utilise pour laisser passer la tension alternative, mais pour bloquer la tension continue. Leur réactance ($1/\omega C$) devra être faible vis-à-vis de la résistance d'entrée d'un part et de la résistance de sortie d'autre part.

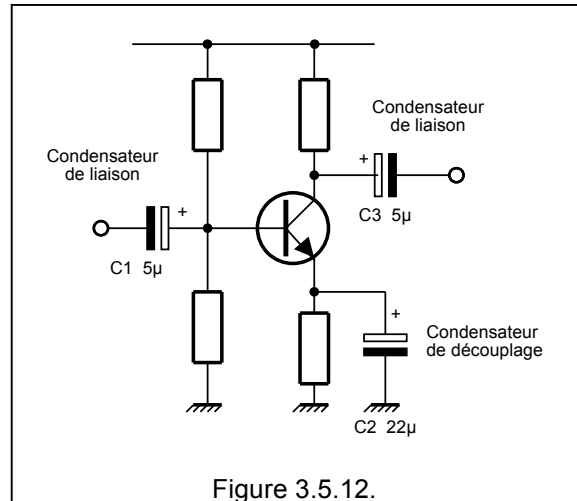


Figure 3.5.12.

Donc :

- un **condensateur de découplage** crée un chemin de retour (pour le courant alternatif) vers la masse
- un **condensateur de liaison** laisse passer le signal (courant alternatif) et bloque la tension continue

La résistance entre émetteur et base est pratiquement égale à

$$R_{e-b} = 26 / I_e$$

où I_e représente le courant d'émetteur en mA. Le facteur d'amplification est égal à

$$A_V = R_L / R_{e-b}$$

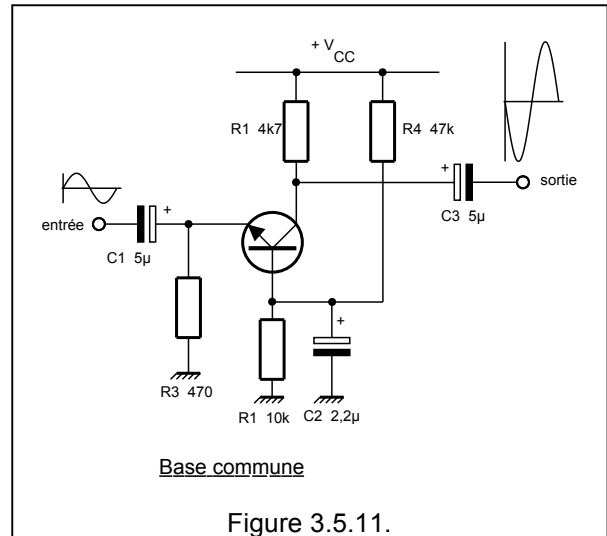
Ainsi si $I_e = 1,6$ mA, $R_{e-b} = 16,25 \Omega$ et le gain vaut $A_V = 4,7 \text{ k} / 16,25 = 289$ et si on veut exprimer ce gain en décibels on aura $A_V = 20 \log(289) = 49$ dB

Comme nous avons déjà dit plus haut, si on supprime C_3 le gain sera pratiquement égal à R_4 / R_3 soit 10, sans le condensateur de découplage d'émetteur, le gain est donc très faible.

La résistance de base est égale à $R_b = \beta R_{e-b}$, si $\beta = 100$, alors $R_b = 100 \times 16,25 = 1625 \Omega$. La résistance d'entrée peut être calculée comme étant la mise en parallèle de R_b , R_1 et R_2 , en faisant le calcul on trouve 1177Ω .

3.5.5.2. Le montage base commune

Le montage base commune à une faible impédance d'entrée, en fait elle est égale à $R_{e-b} = 26 / I_e$, relation que nous avons déjà vu plus haut. Dans ce circuit le courant de collecteur est en phase avec le courant de la base.

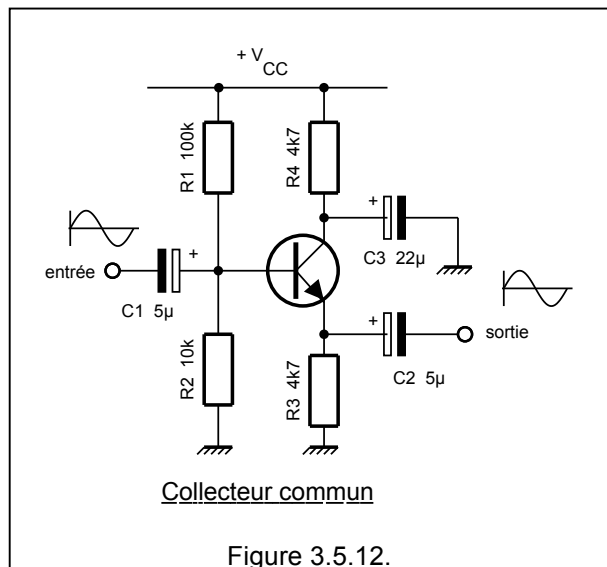


3.5.5.3. Le montage collecteur commun

Ce montage est encore appelé émetteur suiveur. Il a une très grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie.

La fréquence de coupure est égale à celle du montage émetteur commun.

On emploie généralement un montage émetteur suiveur comme étage d'entrée et lorsque la première chose à faire consiste à passer d'une impédance élevée, vers une impédance moyenne ou faible.



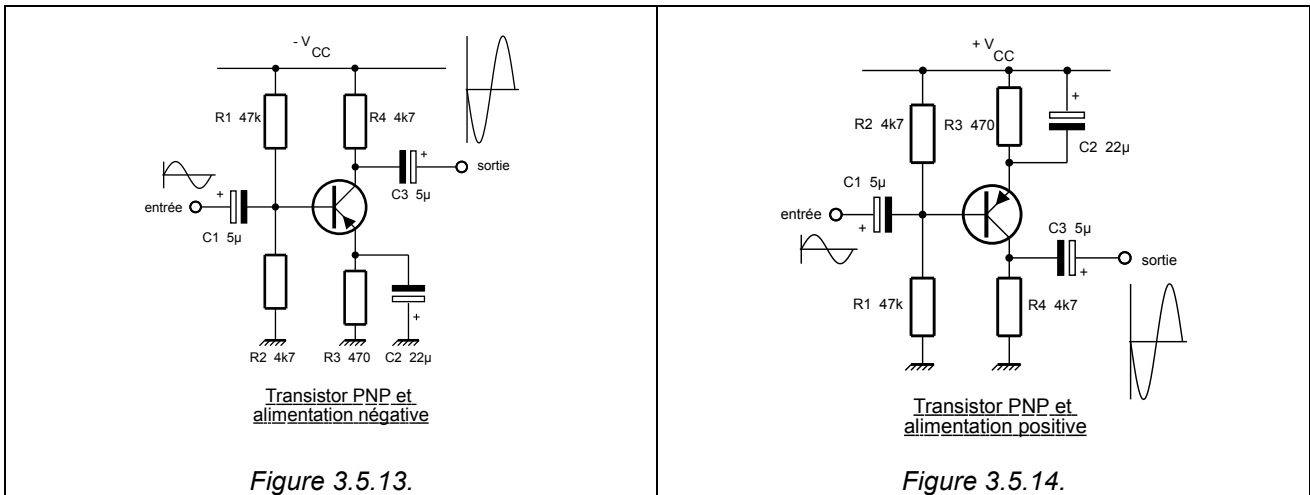
Résumé

	EC	BC	CC
résistance d'entrée	moyenne (≈ 1kΩ)	faible (≈ 100Ω)	élevée (≈ 200 kΩ)
résistance de sortie	moyenne (≈ 30 kΩ)	élevée (≈ 1MΩ)	faible (≈ 200Ω)
gain en courant	élevé (10 à 100)	≈ 1	élevé
gain en tension	élevé	élevé	≈ 1
gain en puissance	élevé (20 à 35 dB)	moyen (≈ 20 dB)	faible (≈ 10 dB)
fréquence de coupure	faible	élevé	faible
phase	inversion	pas d'inversion	pas d'inversion

3.5.5.4. PNP , NPN , alimentation positive, alimentation négative

Ci-dessus, nous avons considéré des transistors NPN et une source de tension positive par rapport à la masse.

Si on utilise des transistors PNP, la source sera généralement négative. Mais, si on inverse tout le montage on peut aussi avoir des transistors PNP dans un système avec une source de tension positive par rapport à la masse.



La flèche de l'émetteur peut nous servir de moyen mnémotechnique :

la flèche indique le sens du courant électrique (du + vers le -)

la flèche entre dans un P N P
 t
 r
 e

3.5.5.5. Le montage Darlington

Deux transistors peuvent être montés dans un montage appelé Darlington. Un tel montage offre de nombreux avantages par rapport à un seul transistor. Un montage Darlington possède

- un plus grand gain,
- une plus haute impédance d'entrée, et,
- une plus faible impédance de sortie.

Si β_1 et β_2 sont les gains en courant des deux transistors, alors le gain du montage Darlington (montage EC) vaut :

$$\beta = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 \approx \beta_1 \beta_2$$

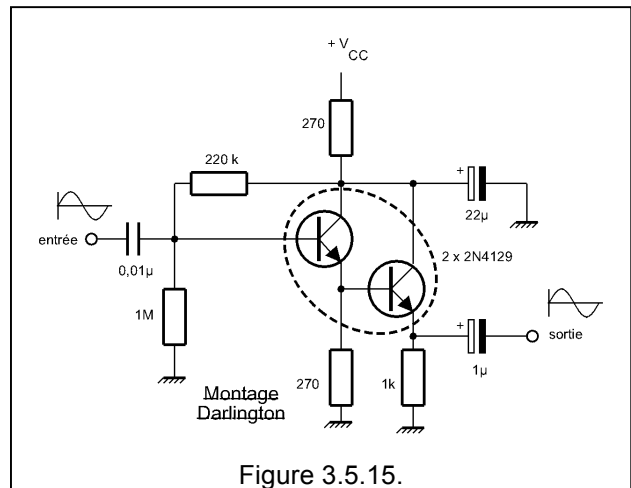


Figure 3.5.15.

Sélection de quelques transistors Darlington intégrés dans un même boîtier :

NPN	complémentaire PNP	$I_{C \max}$ (A)	h_{FE}	boîtier
2N2785			> 20 000	
BC 517	BC 516	0,4	> 30 000	TO-92
BD 645	BD 646	8	> 750	TO-3
BD 679	BD 680	4	> 750	
TIP122	TIP 127	8	> 1000	TO-220
TIP 142	TIP 147	15	> 1000	TO-218
BDX65	BDX64	12	> 750	TO-3

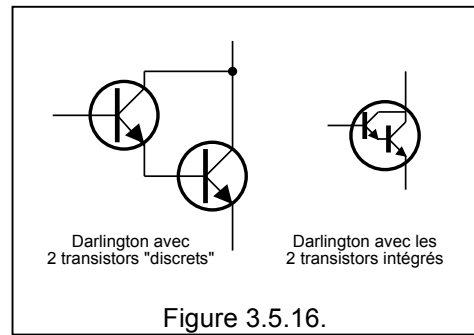


Figure 3.5.16.

3.5.5.6. Le montage push-pull

Un montage en classe B ne traite qu'une demi alternance.

Pour éviter la déformation, on peut monter deux transistors en push-pull. Chaque transistor va traiter une demi alternance. L'avantage est d'obtenir une puissance importante, une faible distorsion et un grand rendement.

Les montages push-pull sont essentiellement utilisés dans les amplis audio de puissance.

Les transistors T1 et T2 sont de type différents (NPN/PNP) mais leurs caractéristiques sont similaires, on dit qu'ils sont complémentaires. Les constructeurs fournissent ainsi des "paires" de transistors dont ils garantissent la complémentarité.

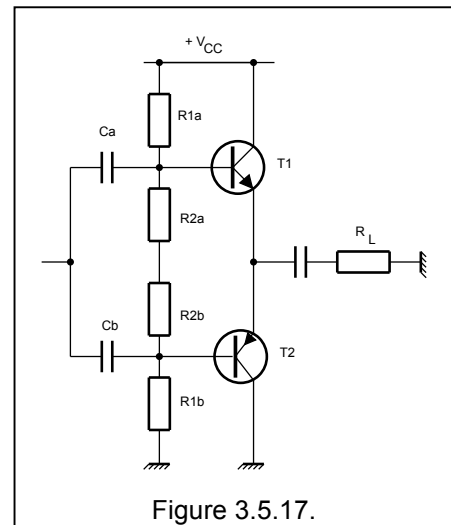


Figure 3.5.17.

On pourrait aussi alimenter le montage en +Vcc et -Vcc, ce qui a pour avantage de pouvoir supprimer CL.

La figure ci-contre montre le pilotage d'un push-pull.

L'ensemble R2a R2b a été remplacé par deux diodes ce qui assure une meilleure stabilité en température. D'autres part, un transistor T3 assure le pilotage.

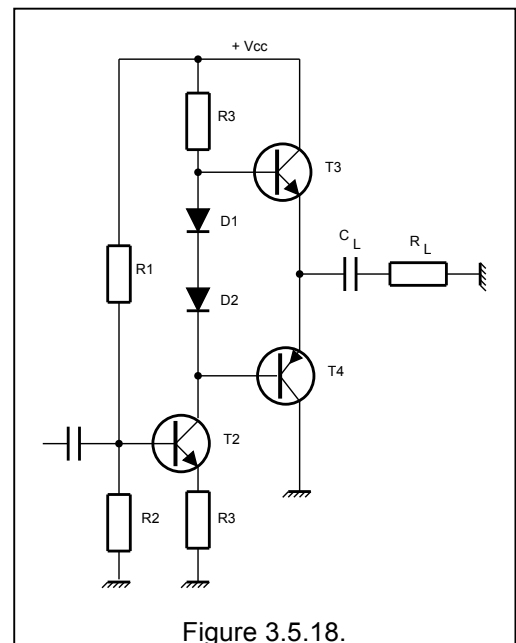


Figure 3.5.18.

Retour à la classe A : Le montage ci-contre est un amplificateur classe A. Remarquez qu'ici les 2 transistors sont du même type (NPN), remarquez aussi la symétrie du transistor d'attaque. Il n'y a plus de problème pour trouver un transistor NPN et un PNP complémentaire. La distorsion est plus faible mais le rendement est nettement moins bon qu'un ampli classe B.

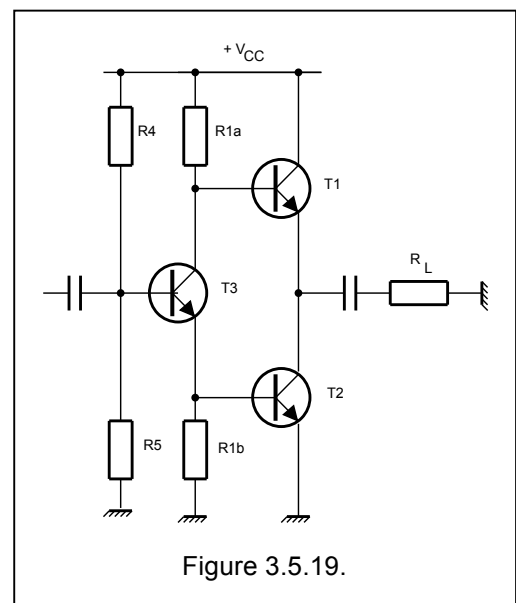


Figure 3.5.19.

3.5.5.7. Le montage cascode

3.5.5.8. Le montage "source de courant"

Il est parfois nécessaire de disposer d'un générateur de courant au lieu d'un générateur de tension. Un transistor et une diode zéner permettent précisément d'obtenir ce résultat.

Le potentiel de l'émetteur est égal à $V_Z - V_{be}$ où V_{be} est voisin de 0,6 V et ce potentiel est donc constant. Le courant d'émetteur sera égal à $I_e = (V_Z - V_{be}) / R_E$ et le courant de collecteur sera $I_C \approx I_E$. Le courant qui circule dans la résistance de charge (c-à-d la résistance de collecteur) est donc indépendant de cette charge.

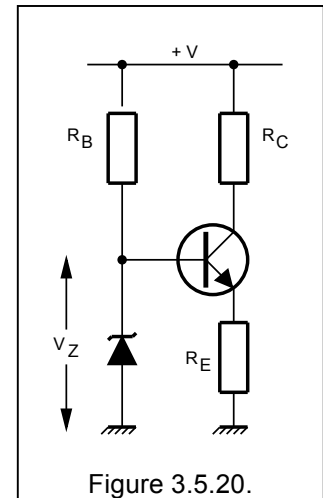


Figure 3.5.20.

3.5.5.9. Le montage "miroir de courant"

Dans ce montage, le courant de collecteur de Q2, prend exactement la valeur du courant I_p . Ceci est dû au fait que la tension V_{BE} est identique pour les 2 transistors.

Ce montage possède l'avantage d'avoir une grande plage dynamique et il est très fréquemment implémenté dans des circuits intégrés.

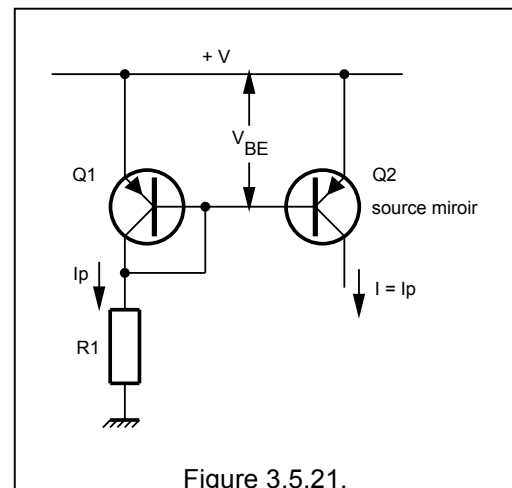


Figure 3.5.21.

3.5.5.10. L'amplificateur différentiel

Les amplificateurs opérationnels que nous avons vu au paragraphe 2.7.2. avaient deux entrées : une entrée + et une entrée -. En fait l'étage d'entrée d'un ampli op est basée sur un amplificateur différentiel. En fait il s'agit d'un étage du type collecteur commun, mais qui possède dans sa résistance d'émetteur une résistance commune R_1 . Ou mieux encore (fig. 3.5.22.) un transistor monté en générateur de courant constant.

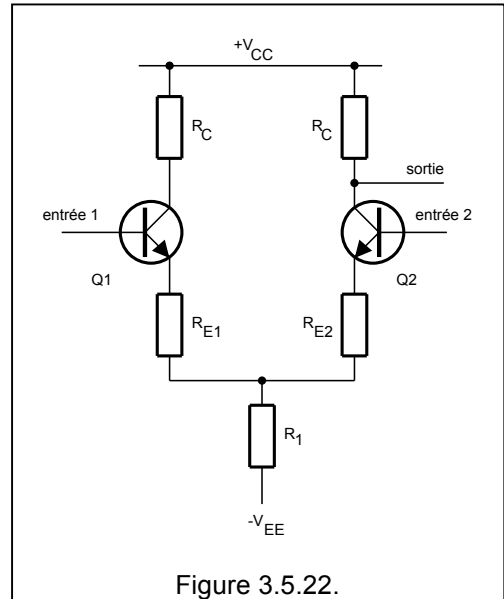


Figure 3.5.22.

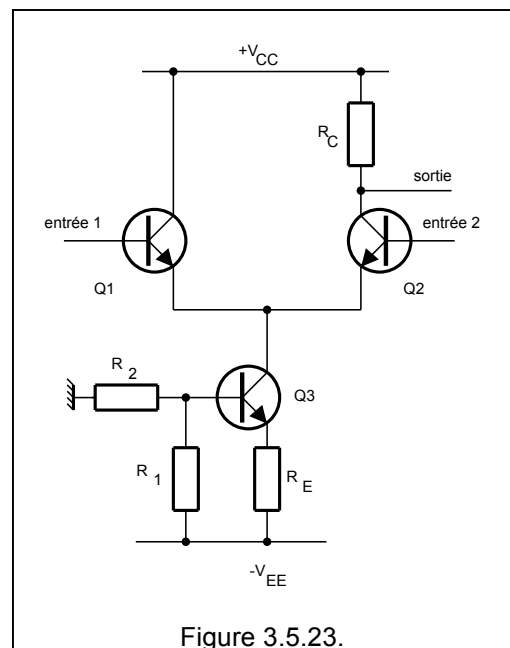


Figure 3.5.23.

3.5.5.11. Le transistor en tant que commutateur

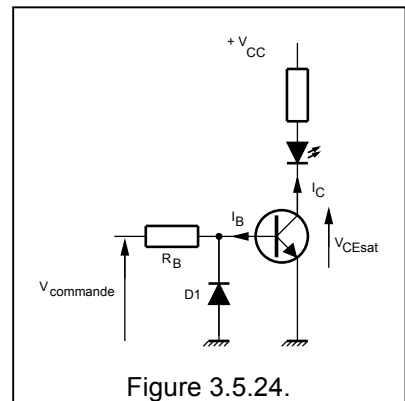
Dans certaines application un transistor doit commander une charge, une LED, un relais, ou un dispositif qui consomme "assez bien de courant". Dans ce cas on ne doit pas amplifier de façon linéaire comme nous avons exposé plus haut, mais il s'agit bien de faire conduire ou non un transistor. Le transistor fonctionne alors par tout ou rien. Prenons d'abord le cas d'un transistor bipolaire :

Il faudra que

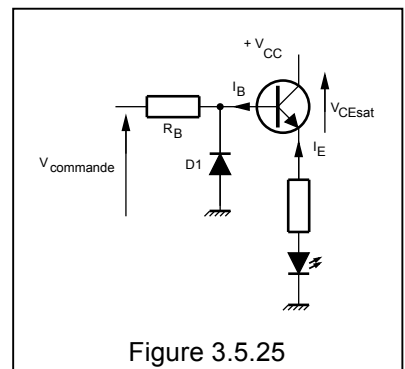
- le transistor soit parfaitement bloqué lorsqu'il n'y a pas de tension. C'est pour cette raison que l'on met une résistance R_1 et la diode D_1 .
- le transistor soit tout à fait conducteur lorsqu'il y a une tension sur la base. Il faudra donc prendre un transistor dans la tension de saturation (encore appelée tension de déchet") soit aussi faible que possible. Le produit tension de saturation x courant va déterminer la puissance qui sera dissipée dans le transistor, c.-à-d. une puissance perdue. Pour que le transistor soit saturé il faudra que le courant dans la base soit $\gg I_C / \beta$

La charge peut être mise entre collecteur et $+V_{CC}$. la tension de commande peut donc être différente de V_{CC} et en particulier elle peut être plus faible.

Application: Soit $V_{CC} = +24 V$, une LED qui nécessite 10 mA, une chute de tension aux bornes de la LED de 2,8 V, un transistor 2N2222A, dont le $h_{FE} = 150$. Calculez R_B ?



La charge peut aussi être mise entre l'émetteur et la masse. Dans ce cas, la tension de commande devra être légèrement supérieure à la tension entre émetteur et masse.



Un problème particulier est celui de la commande d'un relais. La bobine d'un relais comporte une partie résistive (valeur typique : 100 à 1000 Ω pour des relais d'une tension nominale de 12 V) et une partie inductive (valeur typique de quelques H pour des relais d'une tension nominale de 12 V). Voyons le schéma équivalent :

A la fermeture de l'interrupteur (c.-à-d. lorsque le transistor devient conducteur, le courant croît selon une loi exponentielle) et atteint une valeur limitée par la partie résistive.

Le problème se pose au fait lorsque l'interrupteur s'ouvre. La self s'oppose au passage du courant en produisant une tension $E = -L di/dt$, et cette tension peut atteindre plusieurs centaines de volts c.-à-d. des valeurs bien supérieures à la tension de claquage du transistor.

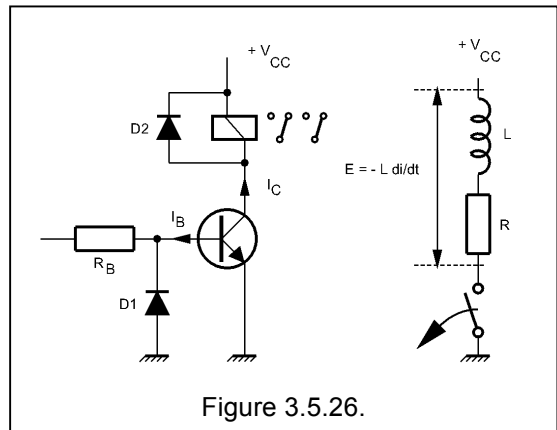


Figure 3.5.26.

La seule façon d'annuler cette tension est de la court-circuiter à l'aide de la diode D2. Pour des petits relais on peut utiliser une 1N4148, pour des relais moyens une 1N4007. Sans cette diode, le transistor ne fonctionnera malheureusement "qu'une seule fois" ...

Pour la commande des moteurs à courant continu et dans le cas où on doit pouvoir inverser le sens de rotation, on utilise un montage appelé "pont en H". La puissance de ce moteur est toutefois limitée à un maximum d'une centaine de Watts. Ce montage comporte deux transistors NPN et deux transistors PNP.

L'interrupteur S1 permet de rendre T1 et T4 conducteurs, de même l'interrupteur S2 permet de rendre T2 et T3 conducteurs.

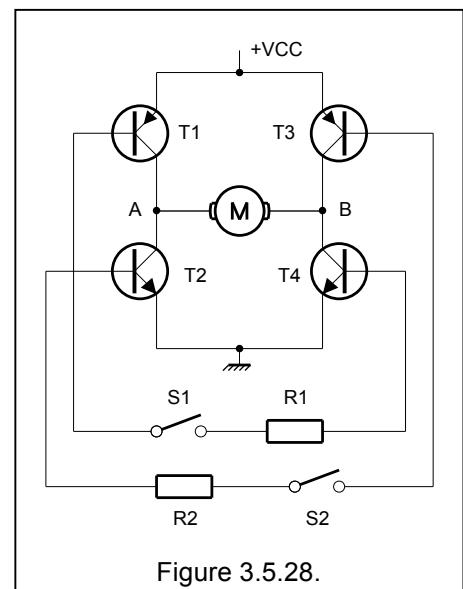


Figure 3.5.28.

3.5.6. Effet de la température dans les transistors bipolaires

La figure ci-dessous montre comment les courbes se déplacent lorsque la température augmente.

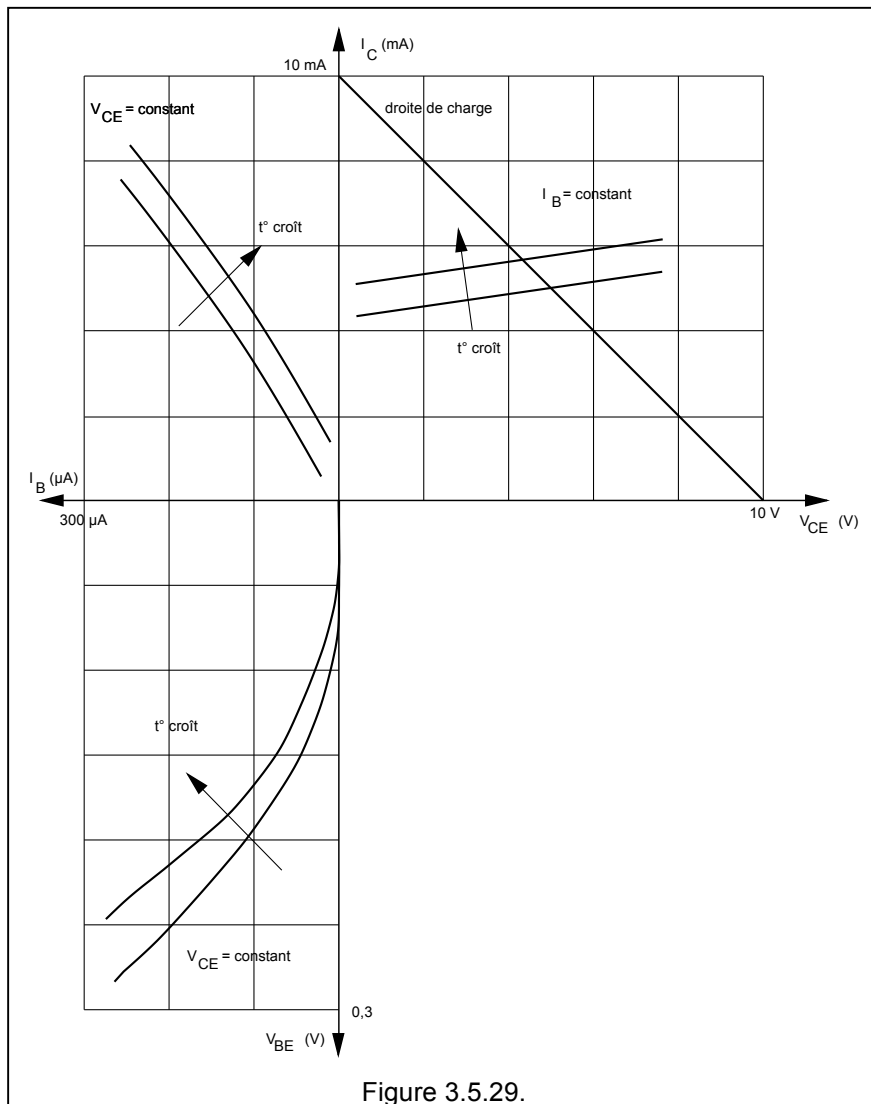


Figure 3.5.29.

Trois phénomènes contribuent à l'augmentation du courant de collecteur avec la température :

- l'accroissement du courant I_{CB0}
- l'accroissement du courant de base par le déplacement des caractéristiques d'entrée
- l'augmentation du gain en courant.

On obtient la stabilisation thermique

- par la résistance de charge en choisissant $V_{CE} < V_{CC} / 2$
- par la résistance d'émetteur

3.5.7. Procédés de polarisation des transistors bipolaires

3.5.7.1. Polarisation par pile (source séparée) et résistance de base

Sur le réseau des caractéristiques, on détermine par exemple que pour un courant $I_C = 10 \text{ mA}$, le courant $I_B = 60 \mu\text{A}$. Si $E = 1,5 \text{ V}$, alors $R_B = 1,5 / 80 \cdot 10^{-6} = 20 \text{ k}\Omega$.

La stabilité de ce montage est très bonne, mais malheureusement, il faut deux sources d'alimentations.

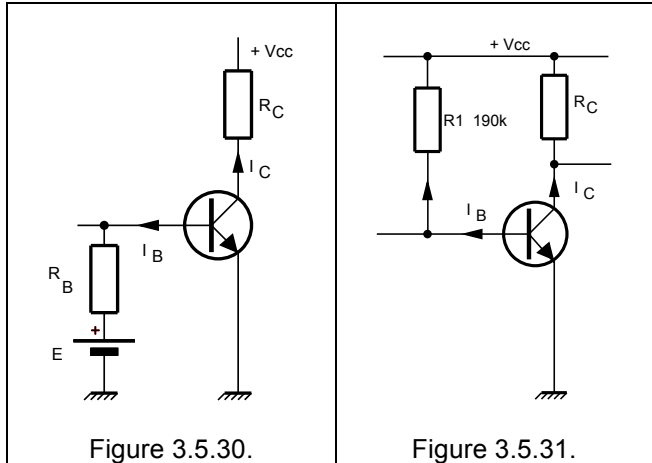


Figure 3.5.30.

Figure 3.5.31.

3.5.7.2. Polarisation par pont de base

L'une des caractéristiques d'un transistor est le courant de fuite de la base. Ce courant est fonction de la température. Avec un simple pont entre la base et V_{cc} , le courant de fuite qui augmente, fait augmenter le courant de collecteur, ce qui augmente la température du transistor et puisque la température augmente, le courant de fuite augmente également ... on assiste à l'emballement thermique du transistor, qui peut conduire à la destruction du transistor.

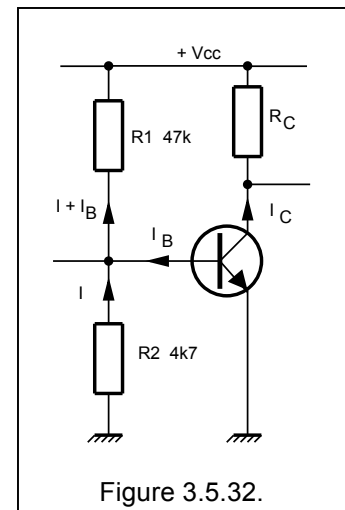


Figure 3.5.32.

3.5.7.3. Polarisation par pont de base et résistance d'émetteur

La polarisation est assurée par un pont R_1 / R_2 et une résistance d'émetteur R_E .

Si I_C augmente, la tension aux bornes de R_E augmente, la tension V_{BE} diminue et I_B diminue aussi. Cette diminution de I_B s'oppose à l'augmentation de I_C . On dit qu'il y a stabilisation du point de fonctionnement.

Pour l'alternatif la résistance R_E constitue une contre réaction. Pour éviter ce phénomène on découple R_E par C_E . Il est indispensable que le potentiel à la base reste constant. Pour cela il faut que $I \gg I_B$.

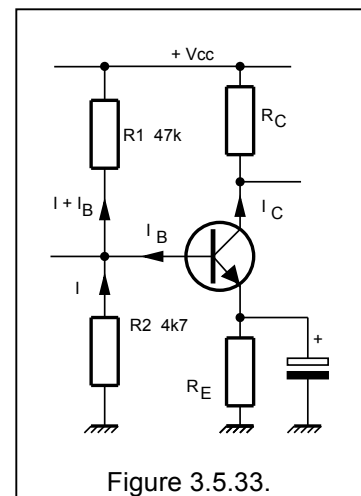


Figure 3.5.33.

3.5.7.4. Pont de base à partir du collecteur

La stabilisation peut encore être améliorée en mettant R_1 vers le collecteur

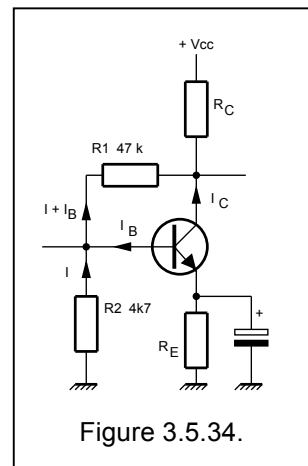


Figure 3.5.34.

Sélection de quelques transistors bipolaires :

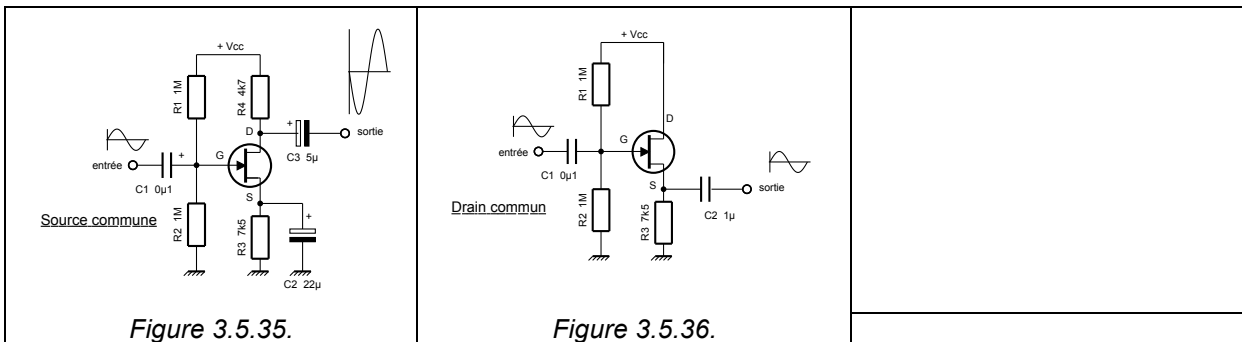
3.5.8. Les amplificateurs à transistors FET

Les amplificateurs à transistors FET peuvent également être monté suivant 3 configurations principales

3.5.8.1. Le montage source commune

3.5.8.2. Le montage drain commun

3.5.8.3. Le montage grille commune



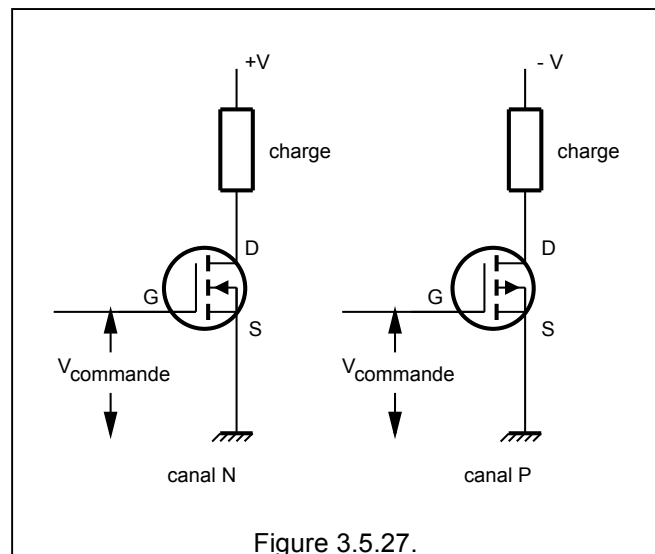
3.5.8.4. Le transistor MOSFET en tant que commutateur

On peut aussi utiliser des transistors MOSFET qui présentent l'avantage d'avoir une commande en tension⁵, une très faible résistance à l'état "ON" (notée R_{DSon} dans les feuilles de spécifications) et qui permet des courant très importants (par rapport aux transistors bipolaires).

Dans la figure ci-contre :

	canal N	canal P
bloqué	0 V	0 V
conducteur	+ 10 V	- 10 V

Remarquez que la flèche **ENTRE** dans un transistor MOSFET canal N, alors qu'elle **SORT** dans un transistor bipolaire NPN.



Sélection de quelques transistors MOSFET :

canal		type	V_{DSmax} (V)	I_{Dmax} (A)	R_{DSon} (Ω)	boîtier
N	D-MOS	BS170	60	0,5	1,2	TO-92
P	D-MOS	BS250	45	0,5	5	TO-92
N	MOS	BUZ11	50	30	0,04	TO-220
N	MOS	BUZ10A	50	23	0,07	TO-220
P	MOS	IRF4905	55	74	0,02	TO-220
N	MOS	IRF530	100	14	0,16	TO-220
N	MOS	IRF540	100	33	0,033	TO-220
N	MOS	IRF610	200	3,3	1,5	TO-220

⁵ Alors qu'un transistor bipolaire est commandé en courant.

P	MOS	IRF9130	100	11	0,3	TO-3
P	MOS	IRF9230	200	6,5	0,8	TO-3
P	MOS	IRF9540	100	19	0,117	TO-220
P	MOS	IRF9610	200	1,8	3	TO-220
P	MOS	IRF9620	200	3,5	1,5	TO-220

3.5.9. La réaction et la contre réaction

On dit que l'on produit une **réaction** lorsqu'on réinjecte à l'entrée d'un amplificateur une tension ou un courant obtenu à partir de la tension ou du courant de sortie.

Suivant le sens des connexions, l'amplification est soit augmentée, soit diminuée. La réaction est dite

- **positive** lorsqu'elle augmente l'amplification
- **négative** lorsqu'elle diminue l'amplification, on parle alors aussi de **contre réaction**.

La réaction positive entraîne l'oscillation du montage, dans certains cas cette oscillation est souhaitée (voir ?) dans d'autres cas elle n'est pas souhaitée et résulte dans l'accrochage d'un montage que l'on a conçu comme amplificateur, et dans ce cas l'amplificateur est devenu instable.

Soit un amplificateur à l'entrée duquel on applique une tension d'entrée v_e et à la sortie duquel on recueille une tension v_s . On définit cet ampli par un gain $A = v_s / v_e$.

On applique la tension de sortie à l'entrée par l'intermédiaire d'un dispositif donc le gain est β .

La tension d'entrée vaut maintenant $v = v_e + \beta v_s$

et la tension de sortie vaut $v_s = A \times v = A (v_e + \beta v_s)$ d'où $A' = v_s / v_e = A / (1 + \beta A)$

La contre réaction entraîne donc une diminution du gain de l'amplificateur. Mais la contre réaction

- la contre réaction assure la constance de l'amplification. En effet le gain A varie avec le vieillissement des éléments actifs (tubes, transistors, IC, ...). La variation relative du gain est diminuée dans un rapport de $(1 + \beta A)$. Les montages classiques des ampli opérationnels (voir plus loin) ne sont que des exemples d'ampli à haut gain **et** d'un circuit de contre réaction.
- la contre réaction nivelle la courbe de réponse en fréquence, c-à-d que les variations de la courbes de réponses vont être moins perceptibles,
- la contre réaction élargit la bande passante

3.5.10. Les amplificateurs à tubes

Voir annexe sur les tubes.

3.5.11. Les amplificateurs basse fréquence (audiofréquence)⁶

Dans un émetteur SSB ou FM, le signal provenant du microphone est trop faible pour pouvoir attaquer le modulateur. C'est pourquoi il faudra l'amplifier au préalable.

Et, dans un récepteur, après le détecteur, le démodulateur SSB ou le démodulateur FM, on trouve un amplificateur audio.

Tous les montages amplificateurs que nous avons vus jusqu'à présent (notamment dans tous les paragraphes à partir du 3.5.5.) étaient des amplificateurs basses fréquences. Leurs plages de fréquences sont limitées :

- du côté des basses fréquences par les valeurs des condensateurs de liaisons et de découplages limitent la plage de fréquence. En pratique, on atteint des valeurs de 10 à 30 Hz dans les amplis HiFi, et des valeurs de 100 à 200 Hz pour les applications de télécommunications.
- du côté des hautes fréquences par les fréquences de coupures des transistors (c.-à-d. la diminution du gain lorsque la fréquence augmente), et les capacités parasites sur les résistances de charge (la résistance de collecteur par exemple)
- ces deux limitent fixent la bande passante de l'amplificateur.

Un facteur important est le **rapport signal/bruit** de l'amplificateur audio.

Un autre facteur important est la **distorsion**. Si on applique un signal purement sinusoïdal à l'entrée d'un amplificateur, la tension de sortie ne représentera pas nécessairement un sinusoïde, mais un sinusoïde un peu déformé. Une analyse mathématique montre que ce signal peut être décomposé en un signal purement sinusoïdal à la fréquence fondamentale et une série de signaux à fréquence multiple : c'est la fameuse analyse de Fourier. Une annexe est réservée à ce sujet.

On définit la distorsion comme

$$d = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + v_4^2 + v_5^2 + v_6^2 + \dots}}{v}$$

où v_2 est la composante à la fréquence harmonique 2 (2 f) résultant de la non linéarité de l'ampli,
 v_3 est la composante à la fréquence harmonique 3 (3 f) résultant de la non linéarité de l'ampli, etc ...
 v est la tension totale.

La distorsion est exprimée en % ou en dB. Ainsi, on dira qu'un ampli a une distorsion de 1% ou -40 dB.

3.5.11.1. Préamplificateur audio

Le schéma ci-dessous représente un ampli pour micro électret. Le design est fait pour un environnement RF assez agressif, on y trouve un découplage soigné des entrées et sorties, un découplage de la tension d'alimentation de l'électret et un filtre qui limite la bande de fréquence aux fréquences vocales. Suivant le micro utilisé il faudra adapter les connexions à la prise jack.

Les transistors BC549, BC309, BC109, ... sont particulièrement recommandés ici, car leur bruit est très faible.

On peut utiliser le même montage pour un micro dynamique, il suffit de supprimer l'alimentation de l'électret.

⁶ Le terme audio fréquence comme son nom l'indique se rapporte aux fréquences que l'oreille humaine peut entendre, celle qui correspond aussi aux instruments de musique, c.-à-d. celle qui va de 20 Hz à 20.000 Hz. Le terme basse fréquence est plus relatif, 30 MHz est bas par rapport à 1 GHz ... mais dans l'acceptation générale on considère que les termes audio fréquence et basse fréquence désignent la même chose.

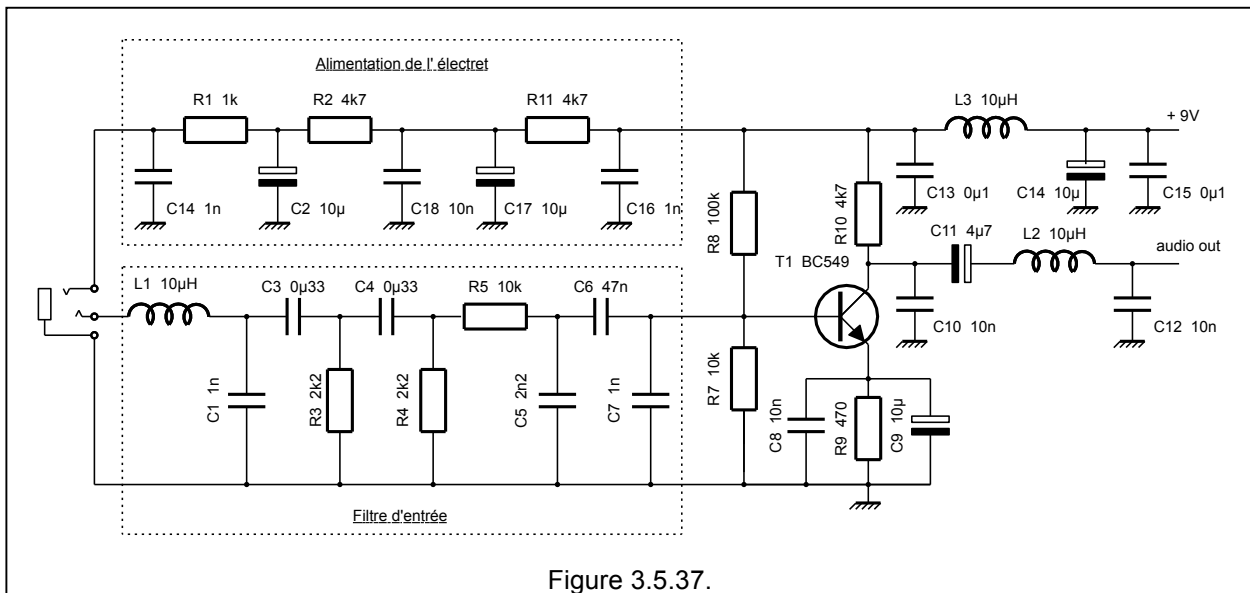


Figure 3.5.37.

3.5.11.2. Lignes symétriques et asymétriques

De longues connexions asymétriques peuvent présenter du ronflement, des inductions et de problèmes de retour à la terre. Dans ces cas on préfère des liaisons symétriques.

La figure ci-dessous montre comment passer d'asymétrique en symétrique et vice-versa. La masse ne doit pas nécessairement être connectée des 2 côtés du câble et un transfo d'entrée (et/ou de sortie) supplémentaire peut encore aider à résoudre les problèmes.

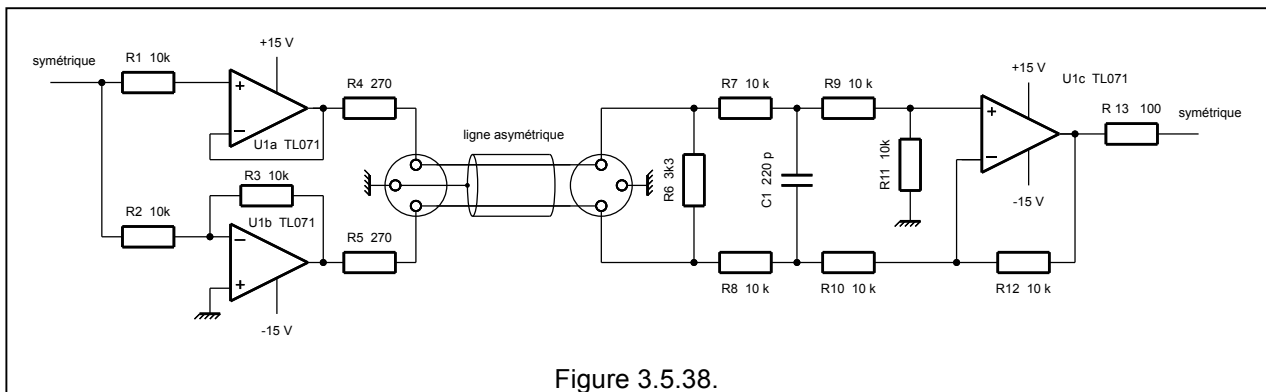


Figure 3.5.38.

3.5.11.3. Etages de correction de la bande passante

Il est parfois souhaitable de modifier ou de corriger la réponse en fréquence d'un système, ou parfois tout simplement parce que le "rendu" est meilleur.

Le montage ci-dessous permet de corriger la courbe de réponse d'un ampli audio. Il permet d'avoir un gain plus important des graves ou au contraire d'avoir un gain moins important. Il en est de même avec les aigues. Le réseau qui permet cette fonction est situé entre les points A, B et C. Ce montage est appelé **Baxandall**.

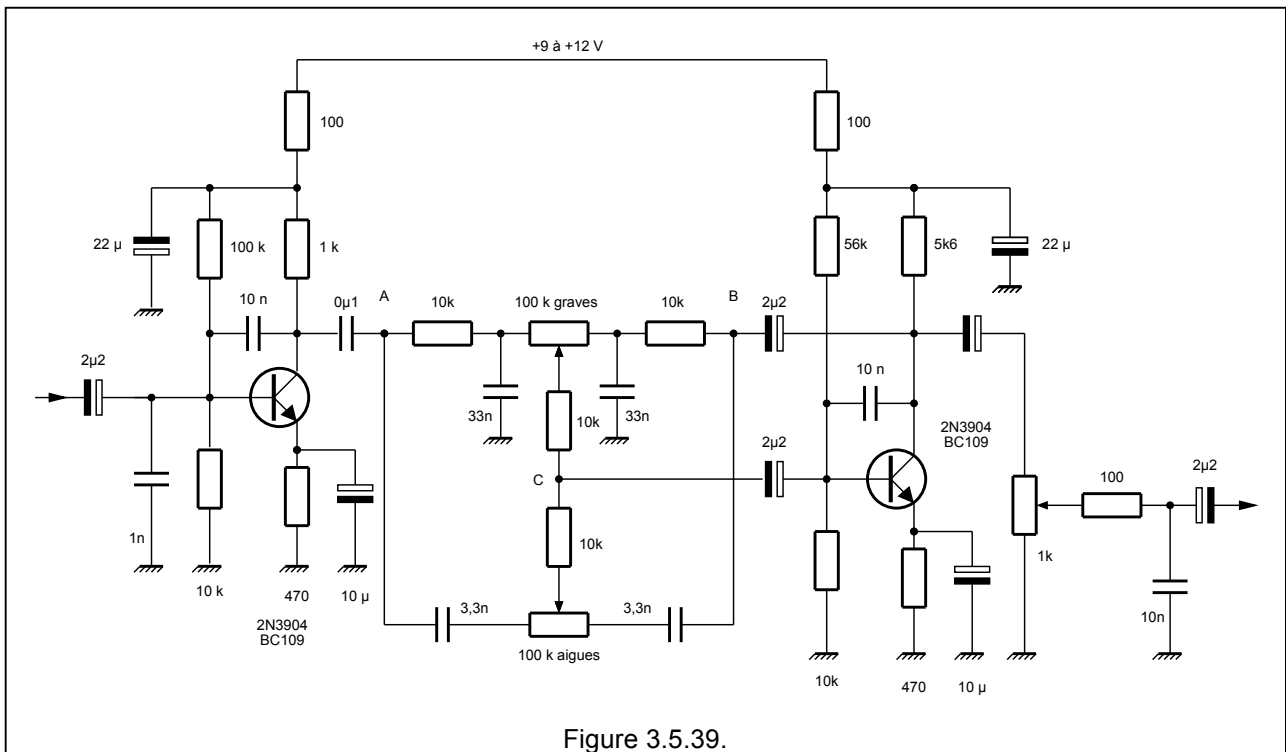


Figure 3.5.39.

Le circuit suivant permet de relever une partie du spectre pour donner un effet de **présence**. On utilise le même montage que précédemment, le filtre est connecté entre les points A, B et C. La fréquence centrale du filtre est de 2 kHz, et le "relèvement" maximum est de 13 dB.

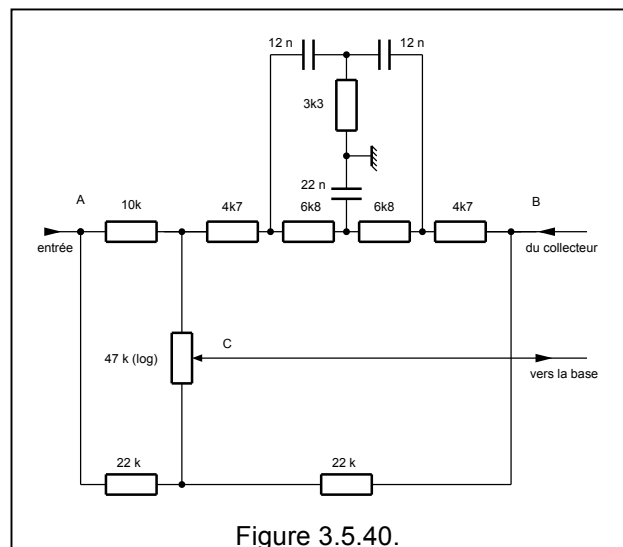


Figure 3.5.40.

3.5.11.4. Ampli audio de puissance

Pour un récepteur (de radioamateur) une puissance de 1 W est amplement suffisante d'autant plus que l'écoute se fait souvent sur casque.

Il existe des circuits intégrés spécialement conçus pour cette application, en particulier le LM386. Son gain est de $20 \times$. La puissance de sortie est de 250 mW.

Mais pour une installation domestique un ampli de 10 à 20 W est généralement suffisant.

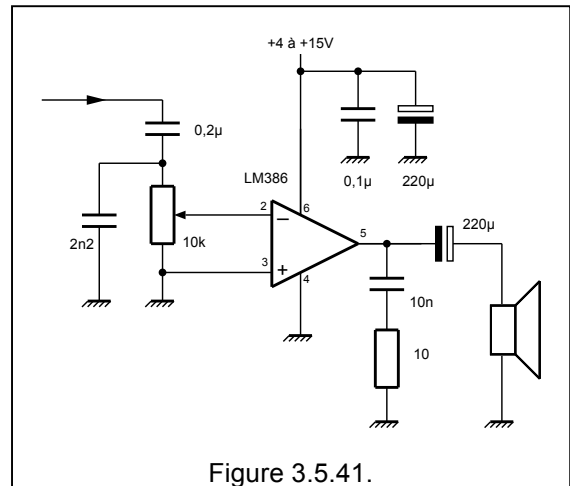


Figure 3.5.41.

Remarque: La puissance des ampli audio est annoncée en "watts musicaux" et correspond à la somme des puissances des 2 canaux (L + R). Il faut donc diviser la puissance par 2 pour obtenir la puissance par canal.

Pour obtenir la puissance efficace (celle qui est le produit de $U_{eff} \times I_{eff}$) il faudra encore diviser par 2.

Ainsi un ampli stéréo annoncé "400 W" ne fera que 100 W_{eff} par canal.

Si, on charge cet ampli par des résistances purement ohmiques de 8 Ω par exemple, la tension efficace, pour obtenir ces 100 W_{eff} sera égale à $U = \sqrt{100 \times 8} = 28,28 V_{eff}$.

Ampli de puissance avec circuit intégré:

Voici une sélection de quelques types d'ampli audio très utilisés :

LM386	0,25 W / 8 Ω	
LM380	2,5 / 8 Ω	
LM3876	50 W / 8 Ω	alim +35 V/ - 35 V
LM1875	20 W / 4 ou 8 Ω	alim max +30 V/ -30 V
TDA2005M	20 W	alim 0 / +14 V
TDA1554	stéréo 22 W	alim 12 V

Au-delà d'une certaine puissance (disons 1 W) tous les circuits intégrés sont montés sur des refroidisseurs.

3.5.11.5. Les amplificateurs en pont ("bridging").

Les amplificateurs de plus de 50 W (des W efficaces) deviennent difficiles à construire. Une des techniques consiste à employer deux amplificateurs, à les attaquer en opposition de phase et à alimenter la charge (haut-parleur) entre les deux sorties. Ainsi pour 50 W et 8 Ω on a besoin d'une tension de $U = \sqrt{50 \times 8} = \sqrt{400} = 20V$. Il s'agit de 20 V efficace, donc $20 \times 2 \sqrt{2} = 28 V$ peak. Tenant compte des tensions de déchets et d'une petite marge de sécurité, il faudra une tension d'alimentation de l'ordre de 32 à 36 V.

Grâce au montage en pont, la tension d'attaque du haut parleur sera double et la puissance va "monter" à $P = U^2 / R = (2 \times 20)^2 / 8 = 1600 / 8 = 200$ Watts.

Parfois un ampli stéréo peut être modifié en "mono et en pont". Dans ce cas il faudra un second ampli stéréo pour attaquer l'autre canal.

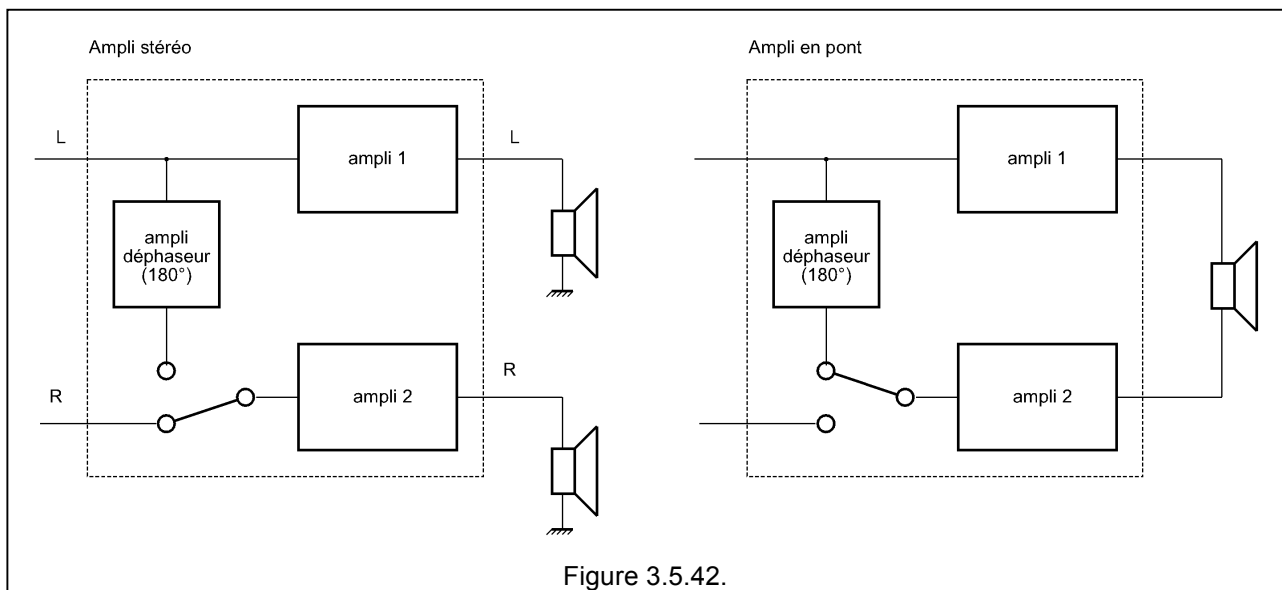


Figure 3.5.42.

Cette technique est aussi utilisée dans les amplis de voiture. Le problème n'est pas tellement d'obtenir une forte puissance, mais de résoudre le problème de la limitation de la tension d'alimentation (13,8 V).

3.5.12. Les amplificateurs à fréquence intermédiaire et les ampli HF

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 4 consacré aux récepteurs.

3.5.13. Amplificateurs RF de puissance

Nous aborderons ces amplificateurs au chapitre 5 consacré aux émetteurs.

3.5.14. La stabilité des amplificateurs

Murphy, notre saint patron, étant toujours à nos côtés, il arrive fréquemment qu'un montage amplificateur oscille et inversement qu'un oscillateur ne veuille pas osciller. Un gain excessif ou une réaction entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur peuvent conduire celui-ci à osciller.

Pour éviter qu'un amplificateur oscille, il faut prendre les précautions suivantes:

???????????????