

PRÉAMBULE

PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES.

- A. INTRODUCTION À L'EFFET TRANSISTOR.
- B. LE TRANSISTOR RÉEL.
 - 1. Principe de fonctionnement.
 - 2. Constitution et caractéristiques physiques d'un transistor.
 - 3. Courants de fuite.
 - 4. Symboles, tensions et courants.
 - Transistor NPN
 - Transistor PNP
- C. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.
 - 1. Montages de base.
 - 2. Schéma de mesure des caractéristiques.
 - 3. Caractéristique d'entrée.
 - 4. Caractéristique de transfert.
 - 5. Caractéristique de sortie.
 - 6. Limites d'utilisation.
 - 7. En bref
 - 8. Paramètres essentiels des transistors.

MONTAGES DE BASE.

- A. PRELIMINAIRE.
 - 1. Mise en œuvre du transistor.
 - Alimentation.
 - Polarisation.
 - Conversion courant/tension.
 - Liaisons.
 - Insensibilité du montage aux paramètres du transistor.
 - 2. Méthodologie de calcul.
 - 3. Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor. Paramètres hybrides.
- B. MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN.
 - 1. Polarisation. Point de fonctionnement.
 - Polarisation par une résistance.
 - Polarisation par pont de base.
 - 2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.
 - Fonctionnement intuitif.
 - Gain en tension.
 - Schéma équivalent de l'étage amplificateur.
 - Impédance d'entrée.
 - Impédance de sortie.
 - Gain de l'étage en charge.
 - Bilan. Utilisation du montage.
- C. MONTAGE COLLECTEUR COMMUN.
 - 1. Polarisation. Point de fonctionnement.
 - 2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.
 - Fonctionnement intuitif.
 - Gain en tension.
 - Impédance d'entrée.
 - Impédance de sortie.
 - Bilan. Utilisation du montage.
- D. MONTAGE BASE COMMUNE.
 - 1. Polarisation. Point de fonctionnement.
 - 2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

- [Fonctionnement intuitif.](#)
- [Gain en tension.](#)
- [Impédance d'entrée.](#)
- [Impédance de sortie.](#)
- [Bilan. Utilisation du montage.](#)

E. [REMARQUES FONDAMENTALES.](#)

F. [FONCTIONNEMENT EN HAUTE FRÉQUENCE](#)

1. [Schéma équivalent de Giacchetto.](#)
2. [Théorème de Miller.](#)
 - [Définition.](#)
 - [Application au schéma de Giacchetto.](#)
 - [Autres applications.](#)

I. PRÉAMBULE

Il existe une catégorie de composants (qu'ils soient électriques, mécaniques, etc) très intéressante : c'est celle qui permet d'obtenir en sortie du dispositif une grandeur de même nature et proportionnelle au stimuli d'entrée. Les exemples foisonnent :

le levier, qui permet d'avoir en sortie un effort plus important qu'en entrée, ou bien un déplacement plus important (ou plus faible) que celui appliqué à l'entrée.

l'engrenage, qui est la même chose que le levier pour les mouvements rotatifs : il permet de multiplier ou diviser la vitesse ou bien le couple d'entrée.

le transformateur, qui permet de multiplier ou diviser la tension d'entrée.

Dans chacun de ces cas, la variable de sortie est de même nature que le stimuli à l'entrée, et il existe un coefficient de proportionnalité entre les deux, indépendant du stimuli d'entrée, donc intrinsèque au dispositif.

Il faut toutefois noter que dans tous les cas cités, il y a **conservation de l'énergie** : l'énergie à la sortie du composant est la même que celle à l'entrée.

Il **existe d'autres dispositifs** présentant les mêmes caractéristiques que ceux précédemment cités, et qui en plus, permettent de **multiplier l'énergie** : on trouve en sortie du dispositif une énergie supérieure à celle fournie à l'entrée. Bien entendu, il n'y a pas de génération spontanée d'énergie, il faudra donc au dispositif une entrée supplémentaire par laquelle une source sera susceptible de fournir de l'énergie.

Dans ce cas, il n'y a pas seulement transformation de la sortie proportionnellement à l'entrée, mais transfert d'énergie d'une source extérieure à la sortie du dispositif, ce transfert étant contrôlé par l'entrée.

Des exemples mécaniques bien connus sont respectivement les freins et la direction assistée.

Dans le premier cas, l'effort de freinage est proportionnel à l'effort exercé sur la pédale, mais une source d'énergie auxiliaire permet d'avoir à la pédale un effort beaucoup plus faible que ce qu'il faudrait sans l'assistance.

Dans le deuxième cas, on a la même chose : les roues tournent proportionnellement à l'angle de rotation du volant, mais la plus grosse partie de l'effort est prise en charge par un dispositif hydraulique.

Dans les deux cas, le dispositif permet d'amplifier l'effort exercé tout en le conservant proportionnel au stimuli d'entrée, ce qui facilite la commande.

Un tel dispositif est en fait un robinet de régulation d'énergie : il faut disposer d'un réservoir d'énergie, on pose le robinet dessus, et on peut disposer de l'énergie proportionnellement à une commande d'entrée.

En électronique, un tel composant est intéressant, car il va permettre d'**amplifier** un signal, et de commander des actionneurs requérant de la puissance (haut parleurs moteurs, etc) avec des signaux de faible niveau issus de capteurs (microphone, sonde de température, de pression,).

Le transistor à jonction va permettre de remplir (entre autres) cette fonction en électronique. Son domaine d'action est donc particulièrement vaste

A noter qu'avant le transistor, cette fonction était remplie par des tubes à vide (triodes entre autres).

L'avènement du transistor n'a donc pas apporté la fonction miracle en elle même, mais une commodité d'utilisation, l'encombrement réduit (les tubes à vide ont besoin d'un système d'alimentation complexe avec des tension relativement élevée, et nécessitent une adaptation d'impédance en sortie (transformateur)), et plus tard, la fiabilité, le faible coût

II. PRINCIPE ET CARACTÉRISTIQUES.

A. INTRODUCTION À L'EFFET TRANSISTOR.

Nous avons déjà vu à propos de la diode que si celle-ci est polarisée en inverse, les porteurs minoritaires (électrons de la zone P et trous de la zone N, créés par l'agitation thermique) traversent sans problèmes la jonction et sont accélérés par le champ extérieur.

On a vu aussi que lorsque les porteurs majoritaires d'une zone franchissent la jonction, ils deviennent minoritaires dans l'autre zone, et qu'ils mettent un certain temps à se recombiner avec les porteurs opposés.

Partant des deux remarques précédentes, on peut déduire que si on injecte dans la zone N d'une jonction NP polarisée en inverse beaucoup de trous (qui seront dans cette zone des porteurs minoritaires) en faisant en sorte qu'ils ne se recombinent pas avec les électrons de la zone N, ils vont traverser la jonction et créer un courant dans le circuit extérieur.

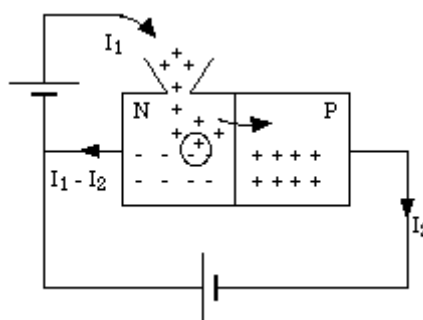


Fig. 1. Injection de trous dans une zone N.

La figure 1 illustre ce propos : il y aura des recombinaisons (charges + et - encerclées), mais limitées, et la plupart des trous iront dans la zone P et formeront le courant I_2 . A noter que les recombinaisons correspondent au courant $I_1 - I_2$.

B. LE TRANSISTOR RÉEL.

Ce que nous venons de décrire n'est ni plus ni moins que l'effet transistor : il ne manque que le moyen d'injecter des trous dans la zone N et de faire en sorte que les recombinaisons soient faibles, pour que la majorité des trous passent dans la zone P.

1. Principe de fonctionnement.

Dans le transistor réel, on va apporter les trous en créant une jonction PN, que l'on va polariser en direct. On rajoute pour ce faire une zone P sur la zone N du montage Fig. 1. Cette zone P qui injecte les trous est alors l'**émetteur**, et la zone N, faiblement dopée est la **base**. Comme dans le schéma de la Fig. 1., la jonction NP est polarisée en inverse. La deuxième zone P est le **collecteur** (voir Fig. 2.).

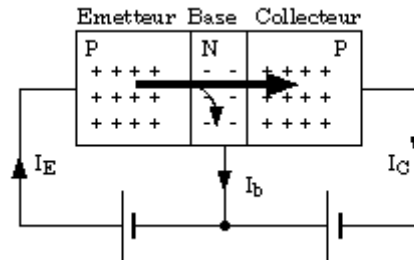


Fig. 2. Schéma de principe d'un transistor.

Les trous injectés dans la base par l'émetteur ont une faible probabilité de se recombiner avec les électrons de la base pour deux raisons :

la base est faiblement dopée, donc, les porteurs majoritaires (électrons) seront peu nombreux.

la base est étroite, et donc les trous émis sont happés par le champ électrique collecteur-base avant d'avoir pu se recombiner (la largeur de la base est petite devant la longueur de diffusion des porteurs minoritaires injectés par l'émetteur, qui sont ici les trous).

On peut observer le phénomène d'un point de vue différent : quand on injecte un électron dans la base, l'émetteur devra envoyer plusieurs trous dans la base pour qu'il y en ait un qui se recombine avec l'électron émis. Les autres trous vont passer directement dans le collecteur.

En première approximation, le nombre de trous passant dans le collecteur est proportionnel au nombre d'électrons injectés dans la base.

Ce rapport de proportionnalité est un paramètre intrinsèque au transistor et s'appelle le **gain en courant** β .

Il ne dépend que des caractéristiques physiques du transistor : il ne dépend ni de la tension inverse collecteur base, ni du courant circulant dans le collecteur. (ceci n'est qu'une approximation, mais dans les hypothèses de petits signaux, c'est assez bien vérifié.)

On a les relations suivantes :

$$I_C = \beta I_B \quad [1]$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad [2]$$

$$I_B = I_E - I_C \quad [3]$$

2. Constitution et caractéristiques physiques d'un transistor.

Un transistor bipolaire est donc constitué de trois zones de silicium alternativement dopées N et P, formant deux jonctions PN.

Le transistor décrit au paragraphe précédent comporte deux zones P et une zone N. C'est une des deux façons d'agencer les jonctions pour fabriquer un transistor :

soit une zone P, une N et une P : le transistor est dit PNP.

soit une zone N, une P et une N : le transistor est dit NPN.

Dans les deux cas, la zone centrale (base) est très étroite vis à vis de la longueur de diffusion des porteurs minoritaires issus de la zone adjacente (l'émetteur).

La base possède en outre la caractéristique d'être très faiblement dopée en comparaison de l'émetteur.

3. Courants de fuite.

La relation [1] n'est qu'imparfaitement vérifiée pour une autre raison : si on reprend le schéma Fig. 2. et qu'on coupe la connexion de la base ($I_b = 0$), on s'aperçoit que le courant circulant dans le collecteur n'est pas nul, dû à des porteurs minoritaires qui passent de la base dans le collecteur. Ce courant est nommé I_{CEO} . La relation [1] devient donc :

$$I_C = I_{CEO} + \beta I_B \quad [4]$$

En pratique, aux températures ordinaires, ce courant de fuite sera négligé. On verra par la suite qu'on s'arrangera pour polariser les montages de telle manière que le point de polarisation soit quasiment indépendant du courant de fuite.

4. Symboles, tensions et courants.

Dans le symbole du transistor (figures 3 et 4), une flèche désigne l'émetteur ainsi que le sens de circulation du courant d'émetteur ; c'est le sens de cette flèche qui va repérer le type de transistor : NPN pour un courant d'émetteur sortant du transistor, et PNP dans le cas inverse.

La base est représentée par une barre parallèle à l'axe collecteur-émetteur. D'autres symboles existent, mais celui-ci est le plus usité.

Les transistors sont des composants polarisés : les courants indiqués sont les seuls possibles pour un fonctionnement correct. En conséquence, il faudra choisir le type de transistor adapté au besoin (NPN ou PNP) et faire attention au sens de branchement.

- Transistor NPN

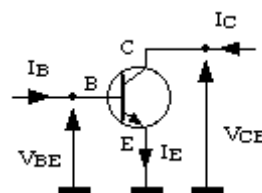


Fig. 3. Courants et tensions sur un NPN.

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont rentrants, et le courant d'émetteur est sortant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici positives.

- **Transistor PNP**

Dans ce type de transistor, les courants de base et de collecteur sont sortants, et le courant d'émetteur est rentrant. Les tensions V_{BE} et V_{CE} sont ici négatives.

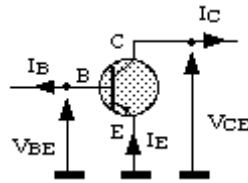


Fig. 4. Courants et tensions sur un PNP.

C. CARACTÉRISTIQUES ÉLECTRIQUES.

Pour ce paragraphe, nous allons étudier les caractéristiques des transistors NPN. Celles des transistors PNP sont les mêmes aux réserves de signes décrites au paragraphe précédent.

Les transistors NPN sont plus répandus car ils ont de meilleures performances que les PNP (la conductibilité du silicium N est meilleure que celle du silicium P, ainsi que la tenue en tension).

1. Montages de base.

Quand on branche un transistor, si on s'arrange pour qu'il y ait une patte commune à l'entrée et à la sortie du montage, il y a 3 manières fondamentales de procéder :

la patte commune est l'émetteur : on parle de montage **émetteur commun** . L'entrée est la base et la sortie le collecteur.

La patte commune est la base : on parle de montage **base commune** . L'entrée est l'émetteur et la sortie le collecteur.

La patte commune est le collecteur : on parle de montage **collecteur commun** . L'entrée est la base et la sortie l'émetteur.

Nous reverrons ces trois montages fondamentaux dans un chapitre spécifique.

2. Schéma de mesure des caractéristiques.

Les **caractéristiques qui suivent sont données pour un montage émetteur commun** . Le schéma le plus simple est le suivant :

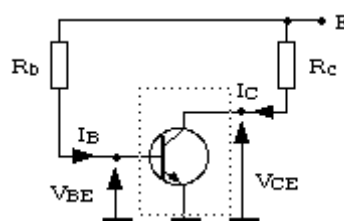


Fig. 5. Montage de base émetteur commun .

Dans ce schéma, la base est polarisée en direct par la résistance de base R_b : le potentiel de la base est alors de 0,7V environ, car l'émetteur est à la masse et la

jonction base émetteur est l'équivalent d'une diode passante.

Le collecteur est lui polarisé par la résistance de collecteur R_C de telle manière que la tension du collecteur soit supérieure à la tension de la base : la jonction base collecteur est alors polarisée en inverse.

On polarise donc convenablement le transistor avec une simple alimentation et deux résistances. Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie est le collecteur.

L'entrée est caractérisée par les deux grandeurs I_B et V_{BE} , et la sortie par les grandeurs I_C et V_{CE} , soit 4 variables.

3. Caractéristique d'entrée.

La caractéristique d'entrée du transistor est donnée par la relation $I_B = f(V_{BE}) @ V_{CE} = \text{cte.}$

En fait, le circuit d'entrée est la jonction base émetteur du transistor, soit une jonction diode.

Cette caractéristique va dépendre très peu de la tension collecteur émetteur : on la donne en général pour une seule valeur de V_{CE} . La courbe est la suivante :

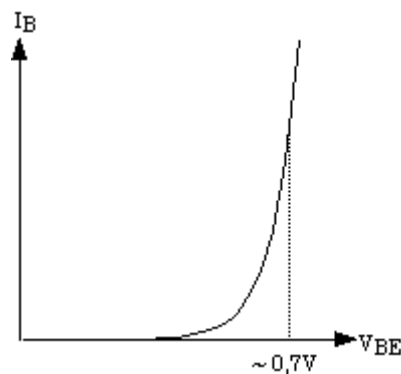


Fig. 6. Caractéristique d'entrée du transistor.

La tension V_{BE} est d'environ 0,7V pour une polarisation normale du transistor (courant de base inférieur au mA). Cette valeur est donc légèrement supérieure à celle d'une jonction de diode.

4. Caractéristique de transfert.

La caractéristique de transfert est définie par la relation $I_C = f(I_B) @ V_{CE} = \text{cte.}$

Nous avons déjà dit que le courant d'émetteur est proportionnel au courant de base (formule [1]).

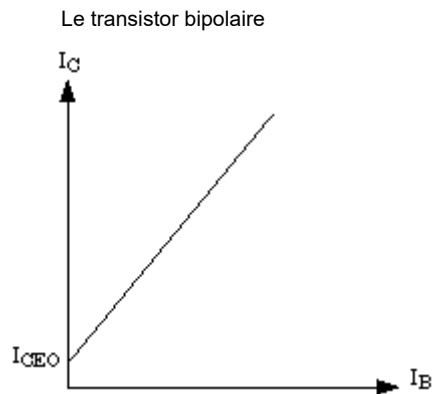


Fig. 7. Caractéristique de transfert du transistor.

La caractéristique de transfert est donc une droite ; le transistor est un générateur de courant commandé par un courant.

Si on considère le courant de fuite I_{CEO} , la caractéristique ne passe pas par l'origine, car $I_C = I_{CEO}$ pour $I_B = 0$.

Le β du transistor va varier grandement en fonction du type de transistor : 5 à 10 pour des transistors de grosse puissance, 30 à 80 pour des transistors de moyenne puissance, et de 100 à 500 pour des transistors de signal.

5. Caractéristique de sortie.

La caractéristique de sortie du transistor est définie par la relation $I_C = f(V_{CE}) @ I_B = \text{cte}$. En pratique, on donne un réseau de caractéristiques pour plusieurs valeurs de I_B .

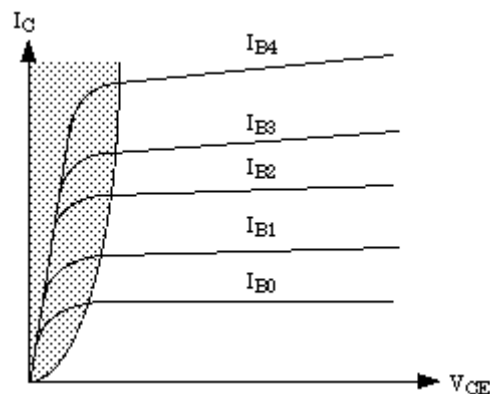


Fig. 8. Caractéristiques de sortie du transistor.

Sur ces caractéristiques (Fig. 8.), on distingue deux zones :

une zone importante où le courant I_C dépend très peu de V_{CE} à I_B donné : cette caractéristique est celle d'un générateur de courant à résistance interne utilisé en récepteur. Dans le cas des transistors petits signaux, cette résistance est très grande : en première approche, on considérera que la sortie de ce montage à transistor est un générateur de courant parfait.

La zone des faibles tensions V_{CE} (0 à quelques volts en fonction du transistor) est différente. C'est la zone de saturation. Quand la tension collecteur-émetteur diminue pour devenir très faible, la jonction collecteur-base cesse d'être polarisée en inverse, et l'effet transistor décroît alors très rapidement. A la limite, la jonction collecteur-base devient aussi polarisée en direct : on n'a plus un transistor, mais l'équivalent de

deux diodes en parallèle. On a une caractéristique ohmique déterminée principalement par la résistivité du silicium du collecteur. Les tensions de saturation sont toujours définies à un courant collecteur donné : elles varient de 50mV pour des transistors de signal à des courants d'environ 10mA, à 500mV pour les mêmes transistors utilisés au maximum de leurs possibilités (100 à 300 mA), et atteignent 1 à 3V pour des transistors de puissance à des courants de l'ordre de 10A.

6. Limites d'utilisation.

Le transistor pourra fonctionner sans casser à l'intérieur d'un domaine d'utilisation bien déterminé.

Ce domaine sera limité par trois paramètres :

le courant collecteur maxi I_{CMax} . Le dépassement n'est pas immédiatement destructif, mais le gain en courant β va chuter fortement, ce qui rend le transistor peu intéressant dans cette zone.

la tension de claquage V_{CEMax} : au delà de cette tension, le courant de collecteur croît très rapidement s'il n'est pas limité à l'extérieur du transistor.

la puissance maxi que peut supporter le transistor, et qui va être représentée par une hyperbole sur le graphique, car on a la relation :

$$P_{TMax} = V_{CE} \times I_C \Rightarrow I_C = P_{TMax} / V_{CE} \quad [5]$$

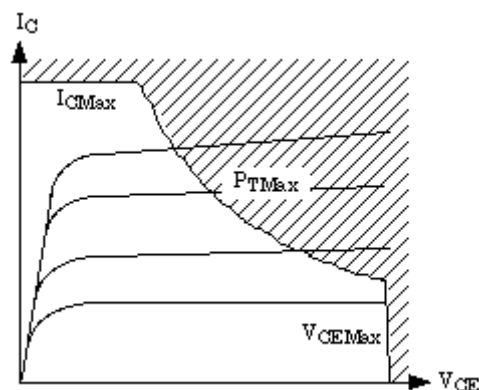


Fig. 9. Limites d'utilisation du transistor.

Toute la zone hachurée sur la caractéristique de sortie du transistor (Fig. 9.) est donc interdite.

7. En bref

Ce qu'il faut **retenir d'essentiel dans le transistor**, c'est que c'est un **amplificateur de courant** : c'est un **générateur de (fort) courant** (en sortie) **piloté par un (faible) courant** (en entrée).

8. Paramètres essentiels des transistors.

Le choix d'un transistor (au premier ordre) se fera en considérant les paramètres suivants :

Le V_{CEMax} que peut supporter le transistor.

Le courant de collecteur maxi I_{CMax} .

La puissance maxi que le transistor aura à dissiper (ne pas oublier le radiateur !).

Le gain en courant β .

Si on utilise le transistor en commutation, la tension de saturation $V_{CEsatmax}$ sera un critère de choix essentiel.

III. MONTAGES DE BASE.

A. PRELIMINAIRE.

1. Mise en œuvre du transistor.

On a vu que le transistor était un amplificateur de courant : on va donc l'utiliser pour amplifier des signaux issus de sources diverses.

Il va falloir pour cela mettre en œuvre tout un montage autour du transistor pour plusieurs raisons :

- **Alimentation.**

Le transistor, tout en étant classifié dans les composants actifs, ne fournit pas d'énergie : il faudra donc que cette énergie vienne de quelque part ! C'est le rôle de l'alimentation qui va servir à apporter les tensions de polarisation et l'énergie que le montage sera susceptible de fournir en sortie.

- **Polarisation.**

Le transistor ne laisse passer le courant que dans un seul sens : il va donc falloir le polariser pour pouvoir y faire passer du courant alternatif, c'est à dire superposer au courant alternatif un courant continu suffisamment grand pour que le courant total (continu + alternatif) circule toujours dans le même sens.

Il faudra en plus que la composante alternative du courant soit suffisamment petite devant la composante continue pour que la linéarisation faite dans le cadre de l'hypothèse des petits signaux soit justifiée.

- **Conversion courant/tension.**

Le transistor est un générateur de courant. Comme il est plus commode de manipuler des tensions, il va falloir convertir ces courants en tensions : on va le faire simplement en mettant des résistances dans des endroits judicieusement choisis du montage.

- **Liaisons.**

Une fois le transistor polarisé, il va falloir prévoir le branchement de la source alternative d'entrée sur le montage. En règle générale, ceci se fera par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison placé entre la source et le point d'entrée du montage à transistor (base pour montages émetteur et collecteur commun, émetteur pour montage base commune).

De la même manière, pour éviter que la charge du montage à transistor (le dispositif situé en aval et qui va utiliser le signal amplifié) ne perturbe sa polarisation, on va aussi l'isoler par un condensateur de liaison.

Ces condensateurs vont aussi éviter qu'un courant continu ne circule dans la source et dans la charge, ce qui peut leur être dommageable.

- **Insensibilité du montage aux paramètres du transistor.**

Dans la mesure du possible, la polarisation devra rendre le montage insensible aux dérives thermiques du transistor et elle devra être indépendante de ses caractéristiques (notamment le gain), ceci pour que le montage soit universel, et ne fonctionne pas uniquement avec le transistor dont on dispose pour réaliser la maquette. Cela permet aussi de changer le transistor sur le montage sans se poser de questions en cas de panne.

2. Méthodologie de calcul.

La polarisation est calculée dans un premier temps ; on fait alors un schéma équivalent du montage pour le continu. Le calcul se fait simplement avec la loi d'Ohm et les principaux théorèmes de l'électricité.

Pour la partie petits signaux alternatifs, on a vu qu'on va devoir linéariser les caractéristiques du transistor au point de fonctionnement défini par la polarisation. Il faut donc définir les paramètres à linéariser et en déduire un schéma équivalent du transistor.

La solution globale (celle correspondant à ce qui est physiquement constaté et mesuré sur le montage) est la somme des deux solutions continue et alternative définies ci-dessus.

3. Schéma équivalent alternatif petits signaux du transistor. Paramètres hybrides.

En pratique, pour simplifier l'exposé, nous allons d'abord donner le schéma équivalent et les équations qui s'y rapportent, pour ensuite justifier ces éléments à l'aide des caractéristiques des transistors.

Le transistor est considéré comme un quadripôle ; il a deux bornes d'entrée et deux bornes de sortie (une patte sera alors commune à l'entrée et à la sortie) et va être défini par 4 signaux : courant et tension d'entrée, courant et tension de sortie. Ces variables ont [déjà été définies \(Fig.5\)](#) pour le montage émetteur commun : il s'agit du courant I_B et de la tension V_{BE} pour l'entrée, du courant I_C et de la tension V_{CE} pour la sortie.

En fait, ces signaux se décomposent en deux parties : les tensions et courants continus de polarisation notés I_{B0} , V_{BE0} , I_{C0} , et V_{CE0} , et les petites variations alternatives autour du point de repos qui sont respectivement i_b , v_{be} , i_c , et v_{ce} .

Nous avons les équations :

$$I_C = I_{C0} + i_c \quad [6]$$

$$I_B = I_{B0} + i_b \quad [7]$$

$$V_{CE} = V_{CE0} + v_{ce} \quad [8]$$

$$V_{BE} = V_{BE0} + v_{be} \quad [9]$$

Ce sont les petites variations qui vont nous intéresser pour le schéma équivalent alternatif qui est le suivant :

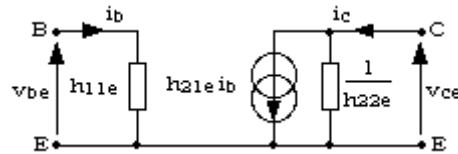


Fig. 10. Schéma équivalent du transistor NPN.

Il convient de noter que ce schéma, bien que dérivé du montage émetteur commun (l'émetteur est bien ici la borne commune entre l'entrée et la sortie) est **intrinsèque au transistor et pourra être utilisé dans tous les cas de figure** : il suffira de l'intégrer tel quel au schéma équivalent du reste du montage en faisant bien attention aux connections des trois pattes du transistor E, B et C.

L'appellation schéma équivalent du montage émetteur commun provient de la définition des variables d'entrée et de sortie qui sont celle de ce type de montage.

Attention !!! : le schéma de la Fig. 10. correspond à un **transistor NPN** (courant rentrant dans le collecteur). Pour un transistor PNP, il faudra inverser les sens de i_b , i_c , et du générateur commandé $h_{21e} i_b$. Les tensions v_{be} et v_{ce} seront alors négatives.

Dans ce schéma, nous avons les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11e} i_b + (h_{12e} v_{ce}) \\ i_c = h_{21e} i_b + h_{22e} v_{ce} \end{cases} \quad [10]$$

L'indice e sur les paramètres h_{ije} (qu'on appelle paramètres de transfert) indique qu'il s'agit des paramètres émetteur commun. On peut mettre le système [10] sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11e} & h_{12e} \\ h_{21e} & h_{22e} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix} \quad [11]$$

Nous nous contenterons ici de voir que ça existe, et d'ajouter que ce formalisme matriciel permet de simplifier les calculs quand on associe plusieurs quadripôles (en série, en parallèle, en cascade). Nous n'utiliserons pas ces caractéristiques dans ce cours.

Si on analyse la première équation du système [10], on y voit l'expression de v_{be} en fonction de i_b et v_{ce} . On a :

$h_{11e} = v_{be}/i_b @ v_{ce} = 0$. Si on se rappelle que v_{be} et i_b sont des petites variations autour du point de repos (V_{BE0}, I_{B0}) et que la caractéristique d'entrée du transistor est la courbe $I_B = f(V_{BE}) @ V_{CE} = \text{cte}$ (donc $v_{ce} = 0$), alors, on voit que **h_{11e} est la résistance dynamique de la jonction base-émetteur**.

$h_{12e} = v_{be}/v_{ce} @ i_b = 0$. Ce paramètre est en fait la réaction de la sortie sur l'entrée dans la théorie des quadripôles. Lors de l'étude du principe du transistor, il a été dit que cette réaction était **négligeable**. Dans toute la suite de l'exposé, il ne sera plus fait mention de ce paramètre.

La deuxième équation nous donne :

$h_{21e} = i_c/i_b @ v_{ce} = 0$. Ce paramètre est le **gain en courant en fonctionnement dynamique** du transistor. Il peut être légèrement différent du gain en fonctionnement statique β déjà mentionné, car il a été dit que la linéarité de ce paramètre n'est pas rigoureusement vérifiée.

$h_{21e} = i_c/v_{ce} @ i_b = 0$. Ce paramètre a la dimension d'une admittance : c'est **l'inverse de la résistance du générateur de courant de sortie du transistor**. En pratique, sa valeur est faible (donc la résistance est élevée), et sauf montage un peu pointu, on le négligera, car son influence sera modérée vis à vis de l'impédance de charge du montage.

On voit qu'en fait, les paramètres de transfert issus de la théorie des quadripôles colle bien aux caractéristiques physiques du transistor :

une **entrée résistive** (la résistance différentielle de la jonction base-émetteur), la réaction de la sortie sur l'entrée étant négligeable.

une **sortie équivalente à un générateur de courant proportionnel au courant d'entrée**, ce générateur étant imparfait, donc **avec une résistance interne** non nulle.

B. MONTAGE ÉMETTEUR COMMUN.

Le décor étant entièrement planté, on va pouvoir passer au montage fondamental à transistor : le montage émetteur commun. Il réalise la fonction amplification de base de l'électronique.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

- Polarisation par une résistance.

Le montage le plus élémentaire tout en étant fonctionnel est le suivant :

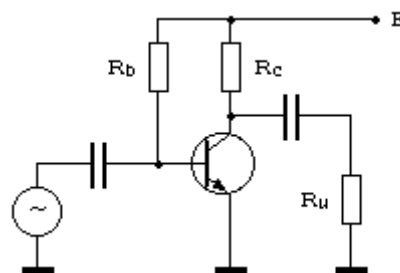


Fig. 11. Polarisation par résistance de base.

Le fonctionnement est simple : le courant de base I_{B0} est fixé par R_b , ce qui entraîne un courant de collecteur I_{C0} égal à βI_{B0} . Le courant collecteur étant fixé, la tension aux bornes de R_c va être égale à $R_c I_{C0}$. Le montage est entièrement déterminé.

Pour calculer les éléments R_b et R_c , on va procéder à l'envers : on va partir de ce qu'on désire (le courant I_{C0} et la tension V_{CE0}), et remonter la chaîne :

On se **fixe un courant collecteur** de repos I_{C0} (c'est le courant de polarisation). Ce courant sera choisi en fonction de l'application, et variera entre une dizaine de μA (applications très faible bruit), et une dizaine de mA (meilleures performances en haute fréquence, soit quelques MHz).

On se **fixe une tension de collecteur** V_{CE0} , qu'on prend en général égale à $E/2$, pour que la tension du collecteur puisse varier autant vers le haut que vers le bas lorsqu'on appliquera le signal alternatif.

La **résistance de collecteur** R_c , en plus d'assurer une polarisation correcte de la jonction base-collecteur, convertit le courant collecteur (et ses variations) en tension. Elle est déterminée par la formule :

$$R_c = \frac{E - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad [12]$$

le **courant I_{B0}** est alors imposé par les caractéristiques de gain en courant du transistor (le β). On note ici qu'il est impératif de le connaître (donc de le mesurer) :

$$I_{B0} = \frac{I_{C0}}{\beta} \quad [13]$$

La **résistance de base** R_b est alors calculée à l'aide de la formule :

$$R_b = \frac{E - V_{BE0}}{I_{B0}} \quad [14]$$

Pour ce faire, on prendra $V_{BE0} = 0,7V$, car un calcul plus précis (il faudrait connaître la caractéristique $I_B = f(V_{BE})$ pour le faire !) ne servirait à rien.

On peut résumer toute cette étape de polarisation sur un seul graphique :

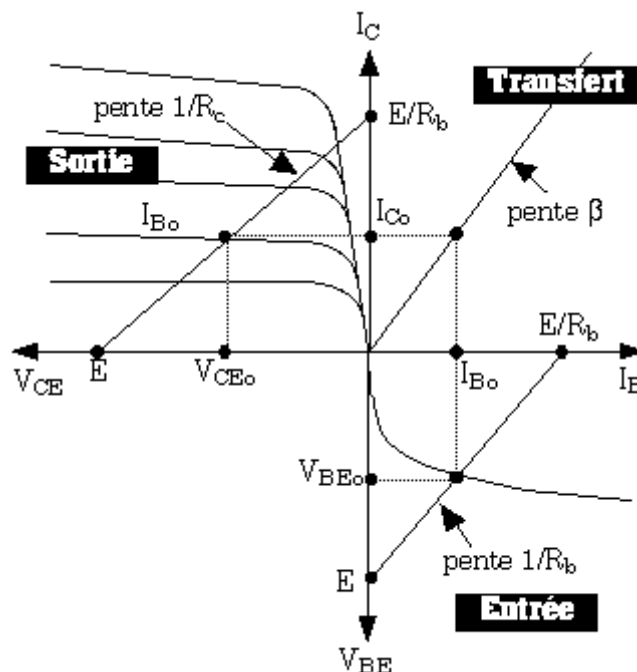


Fig. 12. Polarisation du transistor.

On reconnaîtra ici les trois caractéristiques du transistor (entrée, transfert, sortie) jointes sur le même graphique. **Attention** : il faut bien remarquer que les axes sont différents de part et d'autre du zéro !

Ce montage assure les diverses fonction vues [précédemment](#) : il est correctement alimenté, polarisé (jonction base-émetteur en direct, jonction base collecteur en inverse, courants dans le bon sens), et il possède des condensateurs de liaison. Il y a une ombre au tableau : bien que fonctionnel, ce montage ne garantit pas du tout la fonction de robustesse vis à vis de la dérive thermique et des caractéristiques du transistor. En effet, on peut remarquer que :

si I_{CEO} (le courant de fuite) augmente sous l'effet de la température, rien ne va venir compenser cette variation : V_{CE0} va augmenter et le point de polarisation va se déplacer.

Si on veut changer le transistor par un autre dont le gain soit très différent, vu que I_{B0} est imposé par E et R_b , $I_{C0} = \beta I_{B0}$ n'aura pas la bonne valeur, et V_{CE0} non plus. Et il ne s'en faut pas de quelques %, car pour une même référence de transistor, le gain peut varier d'un facteur 1,5 à 5 ou plus ! On peut donc se retrouver avec un montage dont le transistor serait saturé, donc inutilisable pour l'amplification de petits signaux.

Comme il est impensable de mesurer chaque transistor avant de l'utiliser, on ne peut pas en pratique exploiter le montage décrit [Fig. 11](#). Ce montage n'a qu'un intérêt pédagogique, et pour des montages réels, on va lui préférer le montage à polarisation par pont de base.

- **Polarisation par pont de base.**

Ce schéma est un peu plus complexe que le précédent. Nous allons d'abord analyser les différences, et ensuite, nous suivrons pas à pas la méthode de calcul de la polarisation.

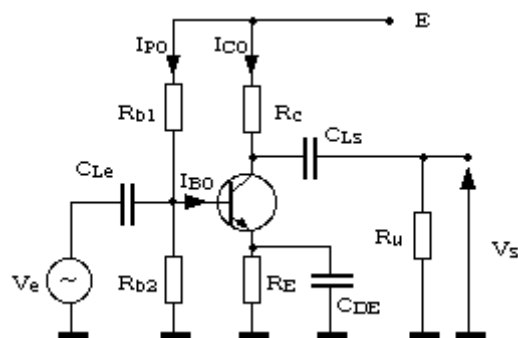


Fig. 13. Polarisation par pont de base.

Par rapport au schéma [Fig. 11](#), on note que la base est polarisée à l'aide d'un pont de résistances R_{b1} et R_{b2} . Le rôle de ces résistances sera de fixer le potentiel de base. Comme la tension V_{BE} est voisine de 0,7V, ceci impose de mettre une résistance entre l'émetteur et la masse. Cette résistance est découplée par le condensateur C_{DE} , qui va être l'équivalent d'un court-circuit en alternatif.

A quoi servent ces éléments ? Pour raisonner, on va faire abstraction du condensateur C_{DE} , qui est un circuit ouvert pour le régime continu.

Les résistances du pont de base vont être choisies de telle manière que le courant circulant dans ce pont soit très supérieur au courant rentrant dans la base (au moins 10 fois plus grand), ceci afin que des petites variations du courant de base ne modifient pas le potentiel de la base, qui restera donc fixe.

Le potentiel d'émetteur va être égal au potentiel de base moins environ 0,7V et sera lui aussi fixe, à courant de base donné. Dans ce cas, la tension aux bornes de R_E est déterminé. Le courant d'émetteur (donc celui du collecteur, et celui de la base, via le β) sera alors fixé par la valeur de la résistance R_E et la tension du pont de base.

Le courant collecteur étant défini, on choisit la résistance de collecteur pour avoir V_{CE0} au milieu de la plage de tension utilisable.

Quel est l'avantage de ce montage ? Supposons que le courant I_{CEO} augmente sous l'effet de la température. La tension aux bornes de R_E va alors augmenter. Comme le potentiel de base est fixé par le pont R_{b1}/R_{b2} , la tension V_{BE} va diminuer. Cette diminution va entraîner une baisse du courant de base, donc du courant de collecteur.

Cet effet vient donc s'opposer à l'augmentation du courant collecteur dû à l'augmentation du courant de fuite I_{CEO} . Le montage s'auto-stabilise.

L'autre avantage, c'est que le courant de collecteur est fixé par le pont de base et par la résistance d'émetteur. Ces éléments sont connus à 5% près en général, donc, d'un montage à un autre, on aura peu de dispersions, et surtout, le courant collecteur sera indépendant du gain du transistor. On a dit à cet effet que le pont de base est calculé de manière à ce que le potentiel de base soit indépendant du courant de base : ce potentiel ne dépendra pas du transistor, et le courant de base s'ajustera automatiquement en fonction du gain du transistor sans perturber le pont de base.

On fera les calculs dans l'ordre suivant :

On **fixe le courant collecteur de repos** I_{C0} . A noter que le courant d'émetteur sera quasiment le même car $I_C = I_E - I_B \approx I_E$.

On **fixe le potentiel d'émetteur** V_{E0} (au maximum à E/3, et en pratique, une valeur plus faible : 1 à 2V est une valeur assurant une assez bonne compensation thermique sans trop diminuer la dynamique de sortie).

On calcule alors la **résistance** R_E par la formule :

$$R_E = \frac{V_{E0}}{I_{C0}} \quad [15]$$

On se **fixe la tension collecteur émetteur** V_{CE0} : en général, on la prendra égale à la moitié de la tension disponible qui est égale non plus à E, mais à E - V_{E0} . On en **déduit la résistance** R_C :

$$R_C = \frac{E - V_{E0} - V_{CE0}}{I_{C0}} \quad [16]$$

On **fixe le courant du pont de base** (on prendra une valeur moyenne pour le β du transistor, cette valeur n'étant pas critique ici) :

$$I_{Po} = 10 I_{Bo} = 10 \frac{I_{Co}}{\beta} \quad [17]$$

On **calcule R_{b2}** (en règle générale, on prendra V_{BE0} égal à 0,7V) :

$$R_{b2} = \frac{V_{E0} + V_{BE0}}{I_{Po}} \quad [18]$$

On en **déduit R_{b1}** :

$$R_{b1} = \frac{E}{I_{Po}} - R_{b2} \quad [19]$$

Le point de repos du montage étant déterminé, on va passer au comportement en alternatif.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Si on applique les règles, on obtient :

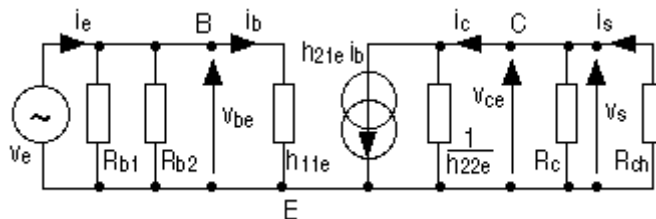


Fig. 14. Schéma équivalent en alternatif.

On notera que la résistance d'émetteur a disparu, car elle est shuntée par le condensateur de découplage C_{DE} .

En quoi va consister l'étude en alternatif ?

Tout d'abord, on va évaluer la **capacité du montage à amplifier le signal d'entrée**. La caractéristique représentative de cette fonction est le **gain en tension A_v** , qui est le rapport entre les tensions de sortie et d'entrée.

Ensuite, il faut regarder en quoi **le montage peut s'interfacer avec la source d'entrée sans la perturber** ; il doit rester le plus neutre possible vis à vis de cette source, surtout s'il s'agit d'un capteur de mesure ! La grandeur représentative est **l'impédance d'entrée**.

Même chose vis à vis de la charge branchée en sortie du montage, qui va utiliser le signal amplifié : il va falloir regarder dans quelle mesure **l'étage à transistor n'est pas perturbé par cette charge**. La grandeur représentative est l'impédance de sortie.

Nous allons calculer ces trois paramètres. On pourrait y rajouter le gain en courant A_i qui est le rapport des courants de sortie et d'entrée, et aussi le gain en puissance. En amplification petits signaux, ces paramètres sont peu utilisés, nous n'en parlerons donc pas.

- **Fonctionnement intuitif .**

Avant de faire des calculs compliqués sur un schéma abstrait, il serait bon de voir comment marche le montage de façon intuitive et qualitative.

On considère que le potentiel d'émetteur est fixe grâce au condensateur de découplage C_{DE} .

Si on augmente légèrement la tension de base, le courant de base va augmenter. Le courant de collecteur va augmenter proportionnellement au courant de base, et donc, la chute de tension dans la résistance R_c va augmenter. Le potentiel du collecteur va alors baisser.

On peut par conséquent s'attendre à un gain en tension négatif (entrée et sortie en opposition de phase).

On peut aussi voir ce que donnerait le montage sans le condensateur C_{DE} : si la tension de base augmente, le courant de base, donc de collecteur augmente. La tension aux bornes de la résistance d'émetteur va augmenter aussi, et donc, le potentiel de l'émetteur va remonter, ce qui va entraîner une diminution de la tension V_{BE} , donc du courant de base, donc du courant de collecteur : il y a une contre-réaction qui s'oppose à l'amplification.

Le gain en tension sera plus faible qu'avec le condensateur C_{DE} . Nous aurons l'occasion de revoir ce montage (dit à charge répartie) dans un chapitre ultérieur.

- **Gain en tension.**

Le gain en tension peut être défini de deux manières :

le gain à vide , c'est à dire sans charge connectée en sortie du montage.

le gain en charge , avec la charge connectée.

Dans ce paragraphe, nous allons calculer le gain de l'étage à vide. Nous verrons ensuite qu'il est simple de calculer le gain en charge à postériori.

On va d'abord procéder à quelques simplifications dans le schéma :

les deux résistances du pont de base sont en parallèle du point de vue alternatif. Nous allons donc les remplacer par une seule résistance R_p dont la valeur sera égale à $R_{b1} // R_{b2}$.

la résistance de sortie $1/h_{22e}$ du transistor est grande (plusieurs dizaines de $k\Omega$). Pour une alimentation E de 12V, un courant I_{C0} de 2mA et une tension V_{CE0} de 5V, on aura $R_c = 2500 \Omega$, soit environ le dixième de $1/h_{22e}$. On va donc négliger ce dernier terme. On notera que lorsque la tension d'alimentation est élevée et que le courant de collecteur est faible, cette simplification est moins justifiée.

on supprime la charge R_u (hypothèse de calcul).

Avec ces hypothèses, le schéma devient :

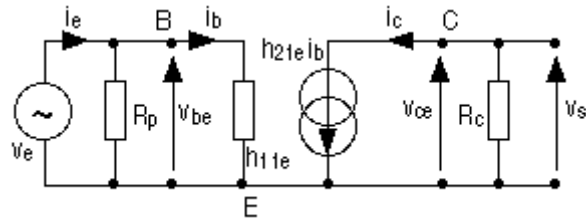


Fig. 15. Schéma équivalent simplifié.

On a les équations suivantes :

$$v_e = h_{11e} i_b \quad [20]$$

$$v_s = - R_c i_c \quad [21]$$

$$i_c = h_{21e} i_b \quad [22]$$

$$[21] \text{ \& } [22] \Rightarrow v_s = - h_{21e} R_c i_b \quad [23]$$

Si on pose $h_{21e} = \beta$ (le gain dynamique est égal au gain statique), on obtient l'expression du gain en tension :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \quad [24]$$

Cette expression montre que le gain de l'étage dépend de deux paramètres du transistor : le gain en courant β et la résistance dynamique d'entrée h_{11e} .

Pour augmenter ce gain, on pourrait se dire qu'il suffit d'augmenter R_c (donc de diminuer le courant I_{C0} pour garder un V_{CE0} constant).

Ce serait une grave erreur : en effet, si on diminue I_{C0} , on diminue aussi forcément I_{B0} , et en conséquence, la résistance différentielle de la jonction base émetteur augmente : le gain risque donc de ne pas trop augmenter.

Les paramètres de cette formule sont donc liés : ils ne sont pas indépendants, et on ne fait pas ce qu'on veut.

Nous allons essayer de trouver une formulation mettant en œuvre des paramètres indépendants.

Nous avons déjà dit que la jonction base-émetteur était l'équivalent d'une diode. Elle satisfait notamment aux mêmes formulations mathématiques.

$$r_d = \frac{kT}{q I_d} \quad [25]$$

Pour le transistor, on a la même chose en remplaçant I_d par le courant de base I_{B0} et r_d par h_{11e} .

Le terme kT/q est homogène à une tension et vaut environ 26mV à température ordinaire.

La relation simplifiée entre h_{11e} et I_{B0} (h_{11e} est en Ω et I_{B0} en A) devient alors :

$$h_{11e} = \frac{0,026}{I_{B0}} \quad [26]$$

Si on réinjecte cette relation dans la formule [24] en tenant compte du fait que $I_{C0} = \beta I_{B0}$, on obtient :

$$A_v = - 38,5 I_{C0} R_c \quad [27]$$

Le terme $38,5 I_{C0}$ représente la pente du transistor au point de polarisation I_{C0} . C'est le rapport I_C / V_{BE} en ce point. Il ne dépend pas du transistor : c'est un paramètre intéressant qui permet de calculer le gain d'un étage indépendamment du composant choisi pour le réaliser.

Cette formulation du gain est beaucoup plus satisfaisante que la précédente, car elle ne dépend plus des caractéristiques du transistor, et notamment de son gain (attention toutefois au facteur 38,5 qui est le terme q/kT : il dépend de la température !). Elle montre aussi que le gain est relativement figé si on garde pour règle une tension de polarisation V_{CE0} égale à la moitié de la tension d'alimentation (moins la tension d'émetteur). Le seul moyen de l'augmenter est d'accroître la tension d'alimentation ; on pourra alors augmenter le terme $R_c I_{C0}$ qui est la chute de tension dans la résistance de collecteur.

A titre indicatif, pour un montage polarisé sous 12V avec une tension V_{E0} de 2V et V_{CE0} de 5V, on aura $R_c I_{C0}$ égal à 5V, et un gain en tension A_v égal à 190.

- **Schéma équivalent de l'étage amplificateur.**

Le schéma équivalent du montage amplificateur émetteur commun peut être représenté sous la forme donnée figure 16.

En entrée, on y trouve l'impédance Z_e (on néglige la réaction de la sortie sur l'entrée, donc, il n'y a pas d'autres composants)

En sortie, on a un générateur de tension commandé (la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le gain A_v de l'étage à vide) avec sa résistance interne qui sera la résistance de sortie de l'étage.

On notera que la représentation de la sortie est celle du générateur de Thévenin équivalent

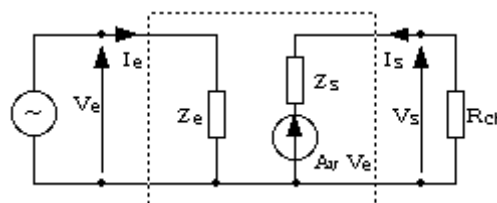


Fig. 16. Schéma équivalent de l'étage amplificateur.

On pourra voir ici une contradiction avec notre montage émetteur commun qui est doté en sortie d'un générateur de courant. Cette objection est balayée par les deux points suivants :

on veut calculer le **gain en tension de l'étage** ! On considère donc notre montage comme un générateur de tension avec sa résistance interne, si grande soit-elle.

la transformation Norton / Thévenin nous permet de passer d'une représentation à l'autre simplement.

Ce schéma va nous permettre de définir les impédances d'entrée et de sortie de notre étage.

- **Impédance d'entrée.**

Par définition, et en se référant au schéma Fig. 16., l'impédance d'entrée est égale à :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} \quad [28]$$

Ici, le schéma est simple, le générateur d'entrée débite sur deux résistances en parallèle. On a donc :

$$Z_e = R_p // h_{11e} \quad [29]$$

On voit qu'on n'a pas intérêt à prendre un pont de base avec des valeurs trop faibles. Il faudra donc faire un compromis avec la condition de polarisation ($I_p \gg I_{Bo}$). En général, h_{11e} sera petit ($1k\Omega$ pour $I_{Bo} = 26\mu A$), donc cette impédance sera bien inférieure à R_p , et très souvent, elle sera insuffisante pour qu'on puisse interfacer des sources de tension (capteurs notamment) directement sur un étage émetteur commun.

- **Impédance de sortie.**

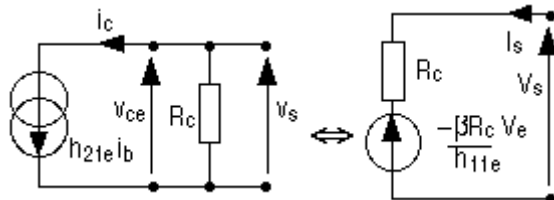


Fig. 17. Transformation Norton / Thévenin.

Si on transforme la sortie du montage [Fig. 15.](#) en celle du schéma [Fig. 16.](#) (transformation Norton / Thévenin), on obtient le schéma de la figure 17.

la résistance R_c qui était en parallèle sur le générateur de courant $h_{21e} i_b$ devient la résistance en série avec le générateur de tension. L'impédance de sortie est donc ici très simple à identifier :

$$Z_s = R_c \quad [30]$$

Cette valeur est assez élevée, et souvent, on ne pourra pas connecter le montage tel quel sur une charge.

- **Gain de l'étage en charge.**

Il y a deux manières de voir la chose :

On reprend le schéma équivalent de la [Fig. 15](#). et on rajoute R_{ch} en parallèle avec R_c . La formule du gain devient alors :

$$A_v = \frac{v_s}{v_e} = - \frac{\beta (R_c // R_{ch})}{h_{11e}} \quad [31]$$

On connaît l'impédance de sortie et la charge. D'après le schéma [Fig. 16](#), ces deux résistances forment un pont diviseur qui atténue la tension de sortie à vide. Le gain devient :

$$A_v = - \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \frac{R_{ch}}{(R_{ch} + R_c)} \quad [32]$$

On vérifiera que si on développe $R_c // R_{ch}$ dans la formule [31], on tombe bien sur la formule [32].

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Au final, le montage émetteur commun est un montage ayant :

une bonne amplification en tension (de l'ordre de plusieurs centaines).

une impédance d'entrée relativement faible (égale à h_{11e} , soit de l'ordre de plusieurs $k\Omega$), variable en fonction de la polarisation (plus I_{C0} est faible, plus l'impédance d'entrée est élevée).

une impédance de sortie assez élevée R_c qui va aussi dépendre du courant de polarisation I_{C0} .

Ce montage est l'amplificateur de base à transistor et sera donc utilisé comme sous-fonction dans des circuits plus complexes (discrets, ou intégrés comme dans l'amplificateur opérationnel). Par contre, il sera souvent inexploitable seul, et il faudra lui adjoindre des étages adaptateurs d'impédance.

C. MONTAGE COLLECTEUR COMMUN.

Dans ce montage, l'entrée est la base et la sortie l'émetteur. C'est le collecteur qui est le point commun entre l'entrée et la sortie. On notera que c'est faux pour la polarisation, car le collecteur est relié au +E et l'entrée se fait entre base et masse, et la sortie entre émetteur et masse. En fait, le collecteur est bien commun en alternatif, car le générateur de polarisation +E est un court circuit pour ce régime, et donc, le collecteur va se retrouver à la masse alternative : ce sera donc bien la patte commune entrée sortie.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

Comme pour le montage émetteur commun, il y a moyen de polariser le transistor avec une seule résistance de base, ce qui entraîne exactement les mêmes inconvénients. Nous passerons donc directement à la polarisation par pont de base, qui est la plus utilisée. Le schéma complet est donné sur la figure 18.

Par rapport au montage émetteur commun, on remarque que la résistance de collecteur a disparu. Le condensateur de découplage de R_E aussi, ce qui est normal,

car ici, la sortie est l'émetteur : il n'est donc pas question de mettre la sortie à la masse en alternatif !

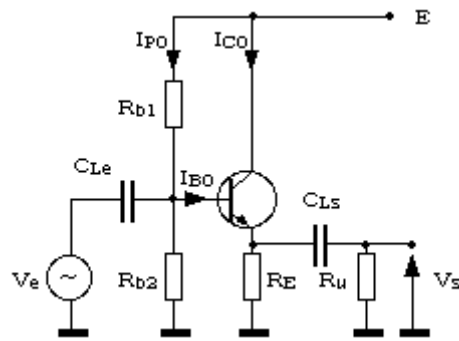


Fig. 18. Montage collecteur commun.

Pour la polarisation, on se reportera au paragraphe équivalent du montage émetteur commun, et on prendra en compte les différences suivantes :

En général, on fixera le potentiel de repos de l'émetteur à $E/2$ pour avoir la même dynamique pour les alternances positives et négatives.

On n'a pas à se préoccuper du potentiel de collecteur ni de sa polarisation car cette broche est à $+E$.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

Nous avons ici fait les mêmes simplifications de schéma que pour le montage émetteur commun. On voit bien sur le schéma résultant que le collecteur est le point commun entrée / sortie.

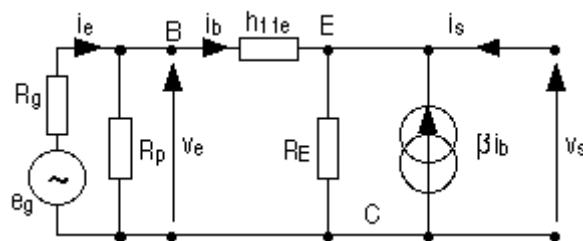


Fig. 19. Schéma équivalent collecteur commun.

On pourra remarquer que (en le réarrangeant) le schéma équivalent interne du transistor est le même que pour le montage émetteur commun.

Par rapport à ce dernier montage, on a rajouté la résistance interne du générateur d'attaque. En effet, on voit qu'ici, l'entrée et la sortie ne sont pas séparés, et donc, la charge va avoir un impact sur l'impédance d'entrée et l'impédance interne du générateur d'attaque influera sur l'impédance de sortie. Il ne faut pas oublier que cette dernière est l'impédance vue de la charge, donc englobe l'étage à transistor et le dispositif d'attaque.

Le paramètre h_{21e} a été remplacé par β , les gains statique et dynamique étant sensiblement les mêmes.

• Fonctionnement intuitif .

Considérons le schéma de la Fig. 18. Si on augmente la tension de base, la tension V_{BE} va augmenter, ainsi que le courant I_B , donc I_C , ce qui va créer

une chute de tension plus grande dans R_E . Le potentiel de l'émetteur va alors remonter, contrariant l'augmentation de V_{BE} , donc du courant I_C . Le potentiel de l'émetteur va ainsi suivre sagement (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles) le potentiel qu'on impose à la base.

Si on regarde bien le montage, on voit en fait que la tension de sortie est toujours inférieure à la tension d'entrée de la valeur V_{BE} . Quand on va appliquer un signal alternatif sur la base, on va le retrouver sur la résistance d'émetteur diminué de la variation de ΔV_{BE} qui va être très faible.

On voit donc qu'intuitivement, ce montage aura un gain positif mais inférieur à 1.

Ce n'est pas un montage amplificateur. On va voir que ses caractéristiques d'impédance d'entrée et de sortie le destinent à l'adaptation d'impédance.

- **Gain en tension.**

Si on applique la loi des nœuds au niveau de l'émetteur (Fig. 19.), on voit que le courant circulant dans R_E est égal à $(\beta+1) i_b$ et va de l'émetteur vers le collecteur. On peut alors poser les équations suivantes :

$$V_e = h_{11e} i_b + (\beta+1) R_E i_b \quad [33]$$

$$V_s = (\beta+1) R_E i_b \quad [34]$$

On remarquera au passage en analysant l'équation [33] que vu de la base, tout se passe comme si la résistance R_E était multipliée par le gain en courant.

On déduit le gain à vide des équations [33] et [34] :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{(\beta+1) R_E}{h_{11e} + (\beta+1) R_E} \quad [35]$$

Ce gain est légèrement inférieur à 1, et c'est normal, car la tension de sortie est égale à la tension d'entrée multipliée par le pont diviseur formé par h_{11e} et $(\beta+1)R_E$. En général, R_E est du même ordre de grandeur que h_{11e} , ce qui fait que le terme $(\beta+1) R_E$ est beaucoup plus grand que h_{11e} . A quelques centièmes près, **le gain sera quasiment égal à l'unité**. Pour cette raison, et aussi pour ce qui a été dit dans la rubrique fonctionnement intuitif, on appelle ce montage **émetteur suiveur**, car le potentiel d'émetteur suit celui imposé à la base (aux variations ΔV_{BE} près, qui sont très faibles).

Quand l'étage est chargé sur R_{ch} , il convient de remplacer R_E par $R_E // R_{ch}$ dans l'équation [35], ce qui change très peu le résultat, même si R_{ch} est égale ou même un peu inférieure à R_E (dans les mêmes conditions, le gain de l'étage émetteur commun aurait chuté d'un facteur supérieur ou égal à 2 !).

Ceci augure d'une bonne impédance de sortie : il ne faut pas oublier que ce paramètre mesure l'aptitude d'un montage à tenir la charge.

- **Impédance d'entrée.**

Le courant i_e est égal à i_b augmenté du courant circulant dans R_p .

L'impédance d'entrée va donc être égale à $R_p // (v_e/i_b)$. On peut tirer cette dernière valeur de l'équation [33] :

$$\frac{v_e}{i_b} = h_{11e} + (\beta+1) R_E \quad [36]$$

On en déduit la valeur de l'impédance d'entrée :

$$Z_e = (h_{11e} + (\beta+1) R_E) // R_p \quad [37]$$

On remarque que le premier terme est une valeur très élevée (de l'ordre de βR_E , h_{11e} étant négligeable), et que malheureusement, la valeur du pont de base vient diminuer cette impédance d'un facteur 10 environ. C'est donc la valeur de R_p qui va déterminer l'impédance d'entrée. Cette impédance est quand même au moins 10 fois supérieure à celle de l'émetteur commun.

On voit toutefois que là encore, la polarisation ne fait pas bon ménage avec le régime alternatif : tout sera une affaire de compromis, comme bien souvent en électronique. Il n'y aura jamais la bonne solution, mais une solution intermédiaire qui sera la mieux adaptée au fonctionnement désiré.

Il faut aussi remarquer que vu de la base, les impédances situées dans le circuit d'émetteur sont multipliées par le gain β du transistor. C'est une remarque très importante qui est toujours vraie.

L'impédance d'entrée a été ici calculée pour un montage fonctionnant à vide. Si on le charge par R_{ch} , cette résistance vient se mettre en parallèle sur R_E dans la formule [37]. Dans le cas général, l'impédance d'entrée dépend donc de la charge. Cette dépendance sera faible tant qu'on aura une polarisation par pont de base, car on a vu que R_p est le terme prépondérant. Il existe néanmoins des astuces pour éliminer l'effet du pont de base (montage bootstrap ou couplage direct de deux étages à transistor), et dans ce cas, il faudra tenir compte de la charge.

• Impédance de sortie.

Le calcul va être plus compliqué que pour l'émetteur commun. On remarquera qu'ici la sortie n'est pas séparée de l'entrée, ce qui fait que tout le circuit d'entrée va influencer sur l'impédance de sortie, y compris la résistance interne du générateur d'attaque R_g . Comme dans le cas général cette impédance n'est pas nulle, nous l'avons faite figurer sur le schéma [Fig. 19](#).

Là aussi, il faut calculer les caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent.

On peut écrire les équations suivantes :

$$V_s = R_E (i_s + (\beta+1) i_b) \quad [38]$$

$$V_s = V_e - h_{11e} i_b \quad [39]$$

Si on considère le générateur de Thévenin équivalent au générateur d'entrée plus R_p , on peut écrire :

$$V_e = e_g \frac{R_p}{R_g + R_p} - (R_g // R_p) i_b \quad [40]$$

Si on pose :

$$k = \frac{R_p}{R_g + R_p} \quad [41]$$

en injectant [40] et [41] dans [39], on obtient :

$$i_b = \frac{k e_g - V_s}{h_{11e} + R_p // R_g} \quad [42]$$

En remplaçant i_b par cette valeur dans [38], on a :

$$V_s = R_E (i_s + (\beta+1) \frac{k e_g - V_s}{h_{11e} + R_p // R_g}) \quad [43]$$

Après un développement laborieux, on peut mettre V_s sous la forme $A e_g + Z_s i_s$: ce sont les caractéristiques du générateur de Thévenin de sortie de l'étage. Le terme Z_s est le suivant :

$$Z_s = R_E // \frac{(R_g // R_p) + h_{11e}}{\beta+1} \quad [44]$$

R_E , R_g et h_{11e} étant du même ordre de grandeur, le terme divisé par $(\beta+1)$ va être le plus petit, et R_E va avoir un effet négligeable. On pourra aussi souvent négliger R_p par rapport à R_g . Z_s devient :

$$Z_s = \frac{R_g + h_{11e}}{\beta+1} \quad [45]$$

Cette impédance de sortie est relativement faible : le montage pourra tenir des charges plus faibles que le montage émetteur commun.

On peut faire une remarque similaire à celle qui a été dite dans le paragraphe sur l'impédance d'entrée : vu de la sortie, l'impédance du montage est égale à tout ce qui est en amont de l'émetteur divisé par le gain en courant.

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Un montage collecteur commun présente donc les caractéristiques suivantes :

gain en tension quasiment égal à l'unité .

impédance d'entrée élevée : environ β fois plus grande que celle de l'émetteur commun si on ne considère pas le pont de base (on verra qu'on peut l'éviter). La valeur typique est de **plusieurs dizaines à plusieurs centaines de $k\Omega$** en fonction du montage.

impédance de sortie faible (divisée par β environ par rapport à l'émetteur commun). Sa valeur est de l'ordre de **quelques dizaines d' Ω** .

Ce montage ne sera donc pas utilisé pour amplifier un signal, mais comme adaptateur d'impédance, situé en amont ou en aval d'un montage émetteur commun, qui, nous l'avons vu, n'a pas de bonnes caractéristiques d'entrée / sortie.

On pourra donc intercaler un tel montage entre un capteur à haute impédance de sortie et un montage émetteur commun sans que celui-ci ne perturbe le capteur.

On pourra aussi le mettre en sortie d'un montage émetteur commun que l'on doit interfacer avec une faible charge, et ceci, sans écrouler le gain en tension de l'étage.

D. MONTAGE BASE COMMUNE.

1. Polarisation. Point de fonctionnement.

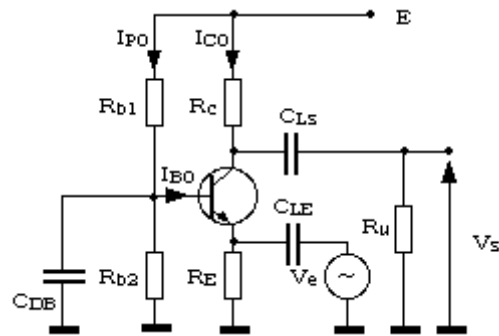


Fig. 20. Montage base commune.

Le montage commence à nous être familier : en effet, mis à part l'emplacement du générateur d'attaque et le condensateur de découplage qui est ici situé sur la base, le montage est le même que celui de l'émetteur commun.

La procédure de calculs des éléments de polarisation est donc identique, car seuls les éléments liés au régime alternatif changent.

La raison en est simple : l'amplification est basée sur une augmentation de I_C due à une augmentation de V_{BE} . Pour augmenter V_{BE} , on a le choix entre deux solutions :

soit on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant : c'est le montage émetteur commun.

soit on abaisse la tension d'émetteur à potentiel de base constant : c'est le montage base commune.

2. Fonctionnement en petits signaux alternatifs.

On va donc étudier ici le montage base commune. On voit tout de suite le défaut que va présenter ce montage : vu qu'on attaque côté émetteur, il faudra faire varier un courant important, donc, l'impédance d'entrée sera sûrement beaucoup plus faible que pour l'émetteur commun, qui n'était déjà pas brillant sur ce point. En fait, ce montage sera peu utilisé, sauf dans des applications hautes fréquences où il trouvera son seul avantage.

Le schéma équivalent est le suivant :

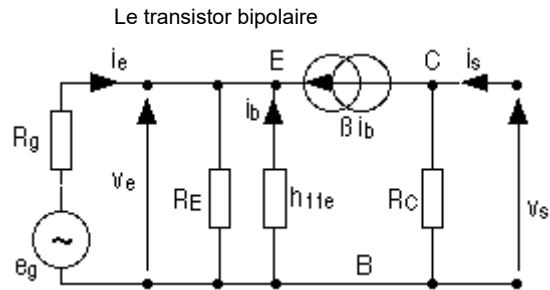


Fig. 21. Schéma équivalent base commune.

Le pont R_{b1} / R_{b2} disparaît car il est shunté en alternatif par le condensateur de découplage C_{DB} . La base est bien le potentiel commun entrée / sortie, et le schéma du transistor est le même que pour l'émetteur commun.

- **Fonctionnement intuitif .**

Le fonctionnement intuitif a déjà été ébauché dans le paragraphe relatif à la polarisation : il est rigoureusement le même que pour l'émetteur commun sauf qu'on attaque l'émetteur pour imposer les variations V_{BE} , avec un potentiel de base fixe.

On aura juste une différence de signe provenant du fait que quand on augmente la tension de base à potentiel d'émetteur constant, la tension V_{BE} augmente, et quand on augmente la tension d'émetteur à potentiel de base constant, elle diminue : une tension d'entrée positive dans les deux cas aura donc des effets contraires.

- **Gain en tension.**

Du schéma Fig. 21., on tire les équations suivantes :

$$V_s = - R_c \beta i_b \quad [46]$$

$$V_e = - h_{11e} i_b \quad [47]$$

D'où l'expression du gain en tension à vide :

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{\beta R_c}{h_{11e}} \quad [48]$$

Ce gain (au signe près) est le même que pour l'émetteur commun, ce qui est normal, vu que le fonctionnement est identique.

On peut bien entendu faire les mêmes remarques que pour l'émetteur commun et mettre le gain sous la forme donnée dans l'équation [27], au signe près.

Pour le gain en charge, rien de différent non plus, R_{ch} vient se mettre en parallèle sur R_c dans la formule du gain à vide.

- **Impédance d'entrée.**

Du circuit d'entrée, on tire l'équation suivante :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} - (\beta + 1) i_b \quad [49]$$

Si on tire i_b de l'équation [47] et qu'on le remplace par sa valeur dans [49], on obtient :

$$i_e = \frac{V_e}{R_E} + (\beta+1) \frac{V_e}{h_{11e}} \quad [50]$$

On en tire l'impédance d'entrée :

$$Z_e = \frac{V_e}{i_e} = R_E // \frac{h_{11e}}{\beta+1} \quad [51]$$

R_E étant du même ordre de grandeur que h_{11e} , le terme prépondérant est $h_{11e} / (\beta+1)$. Cette impédance d'entrée est très faible, environ β fois plus faible que celle de l'émetteur commun : ce montage, sauf cas très spécial, est inexploitable tel quel, il faudra un étage adaptateur d'impédance en entrée pour l'utiliser.

On peut remarquer que cette impédance d'entrée est quasiment la même que l'impédance de sortie du montage collecteur commun : si on se rappelle de ce qui a été dit à ce propos, l'impédance vue de l'émetteur est égale à tout ce qui est en amont divisé par le gain en courant : c'est exactement le cas ici, et on aurait donc pu prévoir facilement la valeur de l'impédance d'entrée sans calculs.

- **Impédance de sortie.**

Pour éviter de longs calculs inutiles, on ne tiendra pas compte de la résistance du générateur d'attaque R_g .

Du circuit de sortie, on peut tirer l'équation suivante :

$$V_s = R_c (i_s - \beta i_b) \quad [52]$$

L'équation [47] nous donne i_b en fonction de V_e ; en le remplaçant par sa valeur dans [52], on obtient :

$$V_s = R_c i_s + \frac{\beta R_c}{h_{11e}} V_e \quad [53]$$

C'est l'équation du générateur de Thévenin de sortie : on en déduit que $Z_s = R_c$.

Si on fait le calcul en tenant compte du générateur d'entrée, on démontre que le résultat reste le même, seul le terme multiplicatif de e_g va changer dans l'expression de la tension de sortie du générateur de Thévenin, et le terme multiplicatif de i_s reste R_c .

On a donc :

$$Z_s = R_c \quad [54]$$

On aurait pu prévoir ce résultat, car l'entrée est séparée de la sortie par un générateur de courant qui présente une impédance infinie (en pratique égale à $1/h_{22e}$, qui est très grand) : du point de vue des impédances, on se retrouve avec l'entrée séparée de la sortie.

- **Bilan. Utilisation du montage.**

Les caractéristiques sont donc les suivantes :

même gain en tension que pour l'émetteur commun (plusieurs centaines).

impédance d'entrée très faible : quelques dizaines d' Ω .

impédance de sortie moyenne : quelques $k\Omega$, la même que pour l'émetteur commun.

En pratique, ce montage sera très peu utilisé, sauf en haute fréquence où il va présenter une bande passante supérieure à celle du montage émetteur commun.

E. REMARQUES FONDAMENTALES.

Il faudra garder à l'esprit ces **deux remarques fondamentales**, qui permettront d'évaluer grossièrement mais sans calculs les impédances des montages à transistors :

tout ce qui est **vu de la base et situé en aval de l'émetteur est multiplié par le gain en courant**.

tout ce qui est **vu de l'émetteur et situé en amont de celui-ci est divisé par le gain en courant**.

Ces remarques sont fondamentales par le fait qu'on peut évaluer très rapidement les potentialités d'un montage sans faire de calculs sur le schéma alternatif petits signaux, qui, on l'a vu, sont particulièrement pénibles, et ne donnent pas beaucoup plus de précision que ce que l'on peut déterminer très simplement.

Cette façon d'appréhender les choses permet à l'électronicien de bâtir un schéma rapidement sans se noyer dans les calculs, et aussi, permettent de mieux comprendre le fonctionnement d'un étage à transistor, autrement que par le biais d'équations.

F. FONCTIONNEMENT EN HAUTE FRÉQUENCE

Tout ce qui a été dit jusqu'à présent ne concerne que le fonctionnement à faible fréquence (inférieure à quelques centaines de kHz). Pour des fréquences plus élevées, on utilise un schéma équivalent du transistor différent, rendant mieux compte de ce qui se passe physiquement.

Ce modèle introduit des capacités parasites, et donc, les paramètres du transistor deviennent complexes (au sens mathématique du terme !).

Dans ce cours, on se contentera de présenter le schéma équivalent en HF, et on exposera le théorème de Miller, qui est très important pour la compréhension des limitations du transistor en haute fréquence.

1. Schéma équivalent de Giacoletto.

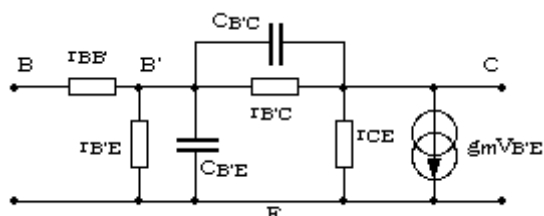


Fig. 22. Schéma de Giacoletto.

Le schéma ci-dessus présente en plus des éléments du montage basse fréquence :

une base B' virtuelle et interne au transistor. L'équivalent de h_{11e} est $r_{BB'} + r_{B'C}$. $r_{BB'}$ sera faible (moins de 100Ω en général), inférieure à $r_{B'E}$.

Une capacité base-émetteur $C_{B'E}$ qui viendra shunter $r_{B'E}$ en haute fréquence. Pour des petits transistors standards (2N2222 par exemple), elle est de l'ordre de 30pF.

Une résistance $r_{B'C}$ (très grande, qui sera souvent négligée) en parallèle avec $C_{B'C}$ qu'on appelle capacité Miller, situées entre l'entrée et la sortie (pour un montage émetteur commun) du montage. L'ordre de grandeur pour $C_{B'C}$ est de 10pF (2N2222). Elle est prépondérante dans la limitation en fréquence du fonctionnement du transistor.

la résistance r_{CE} tient la place de $1/h_{22e}$.

le gain en courant est remplacé par la pente g_m du transistor : elle est équivalente au terme $38,5 I_{C0}$ qu'on a défini dans le calcul du gain de l'émetteur commun.

Ce schéma est plus délicat à manipuler que celui utilisé jusqu'à présent dans ce cours, donc, on ne l'utilisera que quand ce sera nécessaire, soit pour des fréquences supérieures à 100 kHz.

Il permet de démontrer notamment la supériorité du montage base commune par rapport à l'émetteur commun en haute fréquence, ce qui était infaisable avec le schéma simplifié.

2. Théorème de Miller.

• Définition.

Si on place une impédance entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur de gain négatif $-A_v$ (inverseur, comme l'émetteur commun), alors, vue de l'entrée, cette impédance est multipliée par $-(A_v + 1)$.

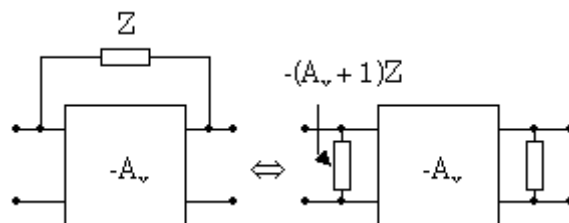


Fig. 23. Effet Miller.

• Application au schéma de Giacoletto.

On voit l'application immédiate au schéma de Giacoletto : la capacité $C_{B'C}$ située entre la base et le collecteur du transistor, donc entre l'entrée et la sortie d'un montage émetteur commun sera multipliée par le gain de l'étage : vue de l'entrée, elle vaudra plus d' 1nF !

Elle devient alors prépondérante devant $C_{B'E}$ et c'est elle qui va limiter le fonctionnement en HF.

- **Autres applications.**

Une autre application importante consiste à utiliser cette propriété dans la conception de circuits intégrés. On fabrique des capacités avec deux surfaces métallisées en regard et séparées par de l'isolant. La capacité est proportionnelle à la surface, et en pratique, elle sera très petite (impératifs de coûts du silicium, donc des composants).

On peut multiplier une capacité par effet Miller sur ces circuits, et gagner au choix de la surface de silicium ou augmenter la valeur de la capacité.

[\[Table des matières \]](#)