

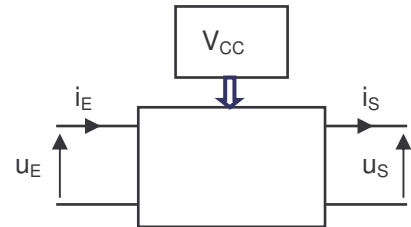
Amplificateurs de Signal à Transistors

1 . Introduction.

On nomme amplificateur de signal un étage pour lequel la puissance mise en jeu est très faible (quelques mW tout au plus)
 On rencontre ainsi des amplificateurs de tension (l'information est véhiculée par la tension u_E , mais avec un courant i_E d'intensité négligeable) ou des amplificateurs de courant (l'information est contenue dans le courant i_E et l'amplitude de u_E est très faible)

Les notions essentielles dont il convient de se soucier sont celles d'amplification ou de gain (en tension ou en courant), de linéarité, de réponse en fréquence.

Le comportement linéaire de tels étages doit conduire à la définition d'un modèle linéaire équivalent.



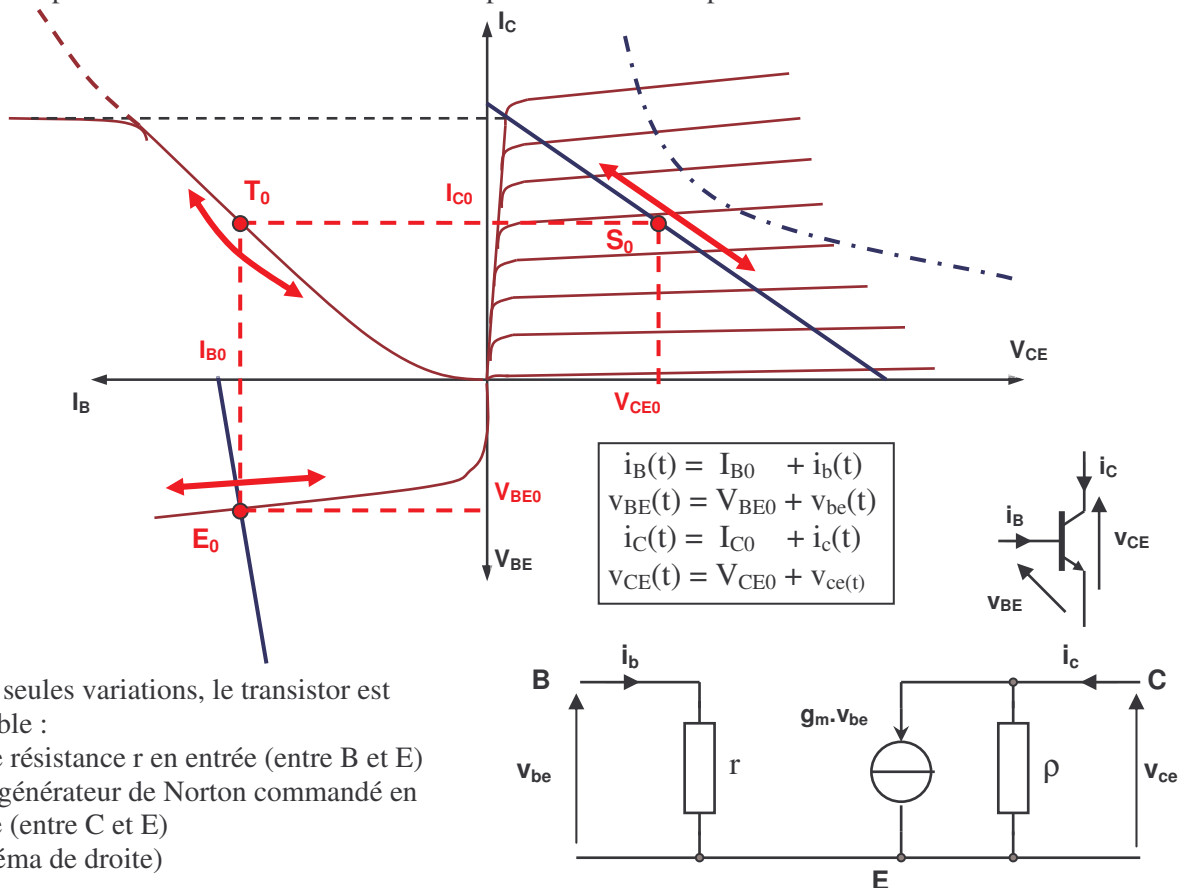
Dans le cas d'amplificateurs de signal élémentaires à un transistor, nous supposons ce transistor initialement polarisé en classe A.

2 . Modèle petits signaux du transistor bipolaire.

Soit un transistor fonctionnant en classe A ; idéalement, les coordonnées de son point de repos correspondent aux points E_0 , T_0 et S_0 du graphique ci-dessous.

Les coordonnées courantes de fonctionnement du transistor se composent de ses coordonnées de repos, auxquelles sont superposées des variations dépendant du temps, dont l'amplitude relative est faible (ce qu'on nomme « petits signaux »)

Dans ces conditions, le point de fonctionnement du transistor ondule autour des points de repos E_0 , T_0 et S_0 . Le rôle d'amplificateur de courant du transistor bipolaire est alors exploité.



Pour les seules variations, le transistor est assimilable :

- A une résistance r en entrée (entre B et E)
 - A un générateur de Norton commandé en sortie (entre C et E)
- (Cf. schéma de droite)

Ce schéma équivalent du transistor, pour les *variations* de ses grandeurs de fonctionnement, constitue un modèle de description linéaire appelé *modèle petits signaux*.

Il n'a de validité que si le point de fonctionnement balaie des portions de caractéristiques assimilables à des segments de droite, c'est à dire si l'amplitude des variations reste très faible devant les valeurs des coordonnées de repos du transistor.

Explicitons les éléments r , g_m et ρ de ce modèle :

$$\text{Soient : } r = \left(\frac{dv_{be}}{di_b} \right)_{\text{point de repos}} \quad g_m = \left(\frac{di_c}{dv_{be}} \right)_{\text{point de repos}} \quad \frac{1}{\rho} = \left(\frac{di_c}{dv_{ce}} \right)_{\text{point de repos}}$$

Pour le régime dynamique, r est nommée *résistance d'entrée* du transistor (valeur en Ω), g_m est sa *conductance de transfert*, ou *pente* (valeur en S ou plus généralement en mA/V) ; ρ est la *résistance de sortie* du transistor (en Ω). (r , g_m et ρ correspondent à des *dérivées des variations* des grandeurs électriques relatives au transistor.)

Pour des intensités i_B inférieures à quelques mA, $i_B \approx I_S e^{\frac{\lambda v_{BE}}{U_T}}$, avec $U_T \approx 26\text{mV}$ à 300K et $\lambda \approx 0,9$ pour le silicium, d'où $\frac{di_b}{dv_{be}} = \lambda \frac{i_b}{U_T}$; on peut ainsi déduire r :

$$r = \frac{U_T}{\lambda I_{B0}} \approx \frac{30\text{mV}}{I_{B0}}$$

De même, pour des intensités i_C inférieures à 10mA environ, $i_C = I_{C0} e^{\lambda \frac{v_{BE}}{U_T}}$, où $\lambda \approx 0,9$ pour le silicium.

Il vient $\frac{di_c}{dv_{BE}} = \frac{\lambda}{U_T} i_C$, d'où on tire g_m :

$$g_m = \frac{\lambda}{U_T} \cdot I_{C0} \approx 35 I_{C0}$$

Remarques :

- On déduit que $r \cdot g_m \approx \frac{I_{C0}}{I_{B0}} = \beta$: parfois la source commandée du modèle est notée βi_b
- Dans la zone de fonctionnement linéaire du transistor, le courant i_C varie peu avec v_{CE} ; $1/\rho$ est donc très faible ; en pratique ρ est compris entre 20 et 200k Ω .
- Les paramètres r et g_m dépendent largement des coordonnées de repos du transistor : La polarisation d'un amplificateur à transistor conditionne ses performances dynamiques !

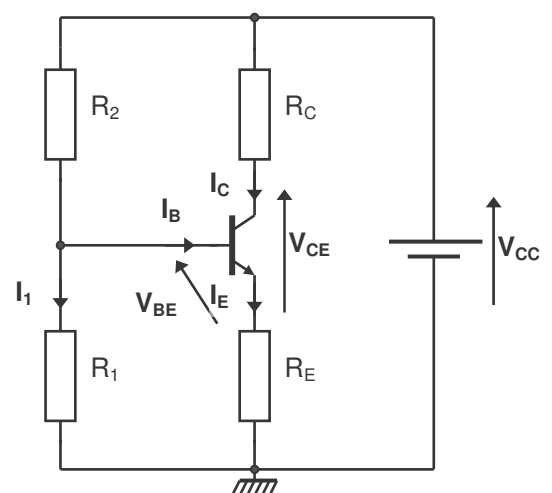
3 . Amplificateurs de signal à transistor bipolaire (classe A).

3.1 Polarisation .

Pour les étages envisagés ici, on adopte une polarisation par pont de résistances ; Moyennant un choix convenable des 4 résistances, il est en effet possible de rendre ce montage à peu près indépendant du β du transistor, ce qui est un gage de stabilité des performances.

Principe : Les 3 électrodes du transistor sont accessibles ; il y a donc 3 possibilités pour superposer des variations aux grandeurs continues dans ce montage : Attaque sur la base, l'émetteur ou le collecteur. En pratique, seule l'injection sur la base et l'émetteur sont utilisées.

Le prélèvement des signaux amplifiés s'effectue essentiellement sur le collecteur ou sur l'émetteur
Afin de ne pas modifier le comportement du transistor pour le régime continu, la liaison entre le générateur qui injecte les variations et le transistor est généralement capacitive ; il en est de même pour le prélèvement des signaux en sortie.



Hypothèses de raisonnement :

L'étude des amplificateurs qui suit suppose que les signaux variables sont de fréquence telle que les différents condensateurs de liaison puissent être assimilés à des fils pour ces signaux.

L'amplitude de ces signaux variables est suffisamment faible pour valider le modèle « petits signaux » du transistor.

3.2 Amplificateur émetteur commun.

Schéma structurel :

L'injection des variations sinusoïdales (u_E) s'effectue sur la base du transistor, à travers la capacité de liaison C_1 . Le prélèvement des ondulations est fait sur l'émetteur, au travers d'une capacité de liaison (C_2).

La résistance d'émetteur est *découplée* pour l'alternatif par la capacité $C_{déc}$.

Le découplage n'est efficace que si $C_{déc}$ est d'impédance négligeable devant R_E .

Schéma « petits signaux » :

Ce schéma est établi par application du théorème de superposition : On neutralise la source continue qui impose les grandeurs continues (polarisation) ; pour les variations créées par $u_E(t)$, le transistor est remplacé par son modèle « petits signaux ».

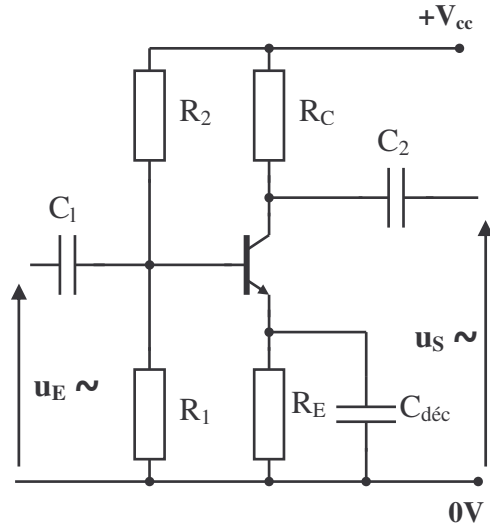
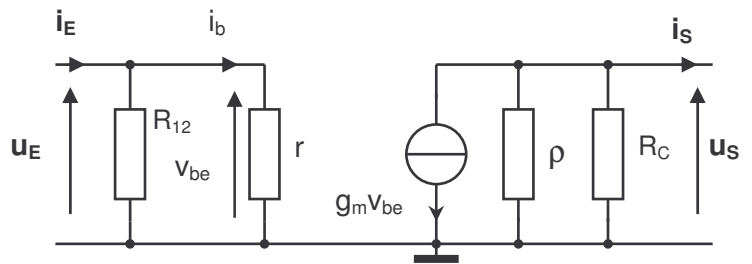


Schéma dynamique



En appelant R_{12} la résistance équivalente aux résistances R_1 et R_2 associées en parallèle, on aboutit au schéma « petits signaux » ci-contre : (Parfois appelé « schéma dynamique »)

Performances.

Amplification en tension à vide, A_{v0} :

Pour $i_s = 0$, $u_S = -g_m v_{be} \times \frac{\rho R_C}{\rho + R_C} \approx -g_m v_{be} R_C$, dans la mesure où la résistance de sortie du transistor est grande devant R_C . (cas général)

D'autre part, $u_E = v_{be}$

D'où
$$A_{v0} = \left(\frac{u_S}{u_E} \right)_{i_s=0} \approx -g_m R_C$$

Amplification en courant à sortie en court-circuit, A_{icc} :

En court-circuit, $u_S = 0$ et $i_S = -g_m v_{be}$

A l'entrée, $u_E = v_{be} = \frac{r R_{12}}{r + R_{12}} \cdot i_E$

D'où
$$A_{icc} = \left(\frac{i_S}{i_E} \right)_{u_S=0} = -g_m \frac{r R_{12}}{r + R_{12}} = -\beta \frac{R_{12}}{r + R_{12}}$$

Résistance d'entrée :

$$R_{ent} = \frac{u_E}{i_E} = \frac{r R_{12}}{r + R_{12}}$$

Résistance de sortie :

Lorsqu'on neutralise u_E , on annule v_{be} et i_b ; en conséquence, la source $g_m v_{be}$ disparaît également ; l'impédance équivalente entre les bornes de sortie est ainsi $R_S = \{ \rho // R_C \} \approx R_C$

Ordres de grandeur :

R_{ent} et R_S : quelques $k\Omega$

A_{V0} : de -100 à -200 ; A_{icc} de l'ordre de grandeur de β

L'étage émetteur commun amplifie donc fortement en tension (à vide) et en courant (en court-circuit)

3.3 Émetteur commun sans découplage de la résistance d'émetteur.

Schéma structurel :

Voisin de l'émetteur commun précédent, si ce n'est l'absence de C_{dec} .

(Il existe une variante pour laquelle seule une fraction de R_E est découplée ; l'étude en est très voisine)

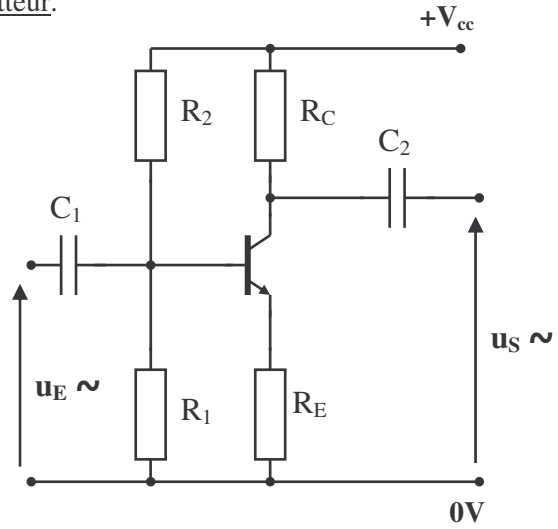
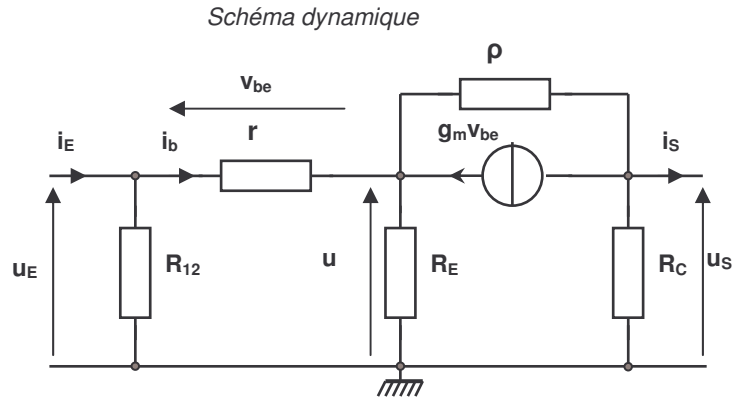


Schéma « petits signaux » :

On l'établit par application du théorème de superposition.

En appelant R_{12} la résistance équivalente aux résistances R_1 et R_2 associées en parallèle, on aboutit au schéma « petits signaux » ci-contre : (Parfois appelé « schéma dynamique »)



Performances.

Amplification en tension à vide A_{V0}

En admettant que la résistance de sortie ρ du transistor est grande devant les autres résistances, $u_S \approx -g_m v_{be} \cdot R_C$

Dans la mesure où $g_m v_{be} \gg i_b$, on peut écrire : $u \approx g_m v_{be} \cdot R_E$

D'autre part, $u_E = u + v_{be} \approx (g_m R_E + 1) v_{be}$

Il vient ainsi : $A_{V0} \approx \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E}$, valeur plus faible que pour l'émetteur commun (≈ 10 à 50 fois moins)

Résistance d'entrée : Il est plus habile de calculer l'admittance d'entrée $\frac{1}{R_{ent}} = \frac{i_E}{u_E}$:

$$\frac{1}{R_E} = \frac{1}{R_{12}} + \frac{i_b}{u_E} = \frac{1}{R_{12}} + \frac{i_b}{(1 + g_m R_E) v_{be}} ; \text{ or } \frac{i_b}{v_{be}} = \frac{1}{r} \text{ et finalement : } R_{ent} = \{ R_{12} // r(1 + g_m R_E) \}$$

Par rapport à l'émetteur commun, la valeur de R_{ent} est plus grande (≈ 1 à plusieurs dizaines de $k\Omega$)

Résistance de sortie :

Le calcul direct est complexe ; on sait cependant qu'à vide, la tension de sortie s'écrit $u_{S0} = -g_m \cdot v_{be} \cdot R_C$.

Le courant de sortie en court-circuit i_{SCC} est, de façon évidente : $i_{SCC} = -g_m \cdot v_{be}$

La résistance de sortie est alors : $R_S = \frac{u_{S0}}{i_{SCC}} = R_C$

Il n'y a aucune différence pour la résistance de sortie par rapport à l'étage émetteur commun.

3.4 Base commune.

Schéma structurel :

L'injection se fait sur l'émetteur, le prélèvement sur le collecteur (via deux capacités de liaison C_1 et C_2)
 Les résistances R_1 et R_2 sont découplées pour l'alternatif par la capacité $C_{déc}$ (de valeur suffisante)

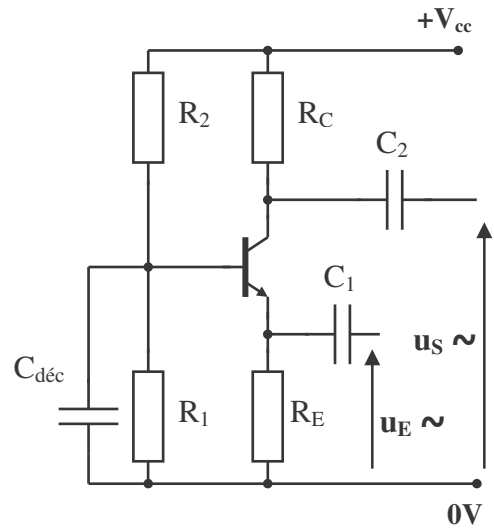
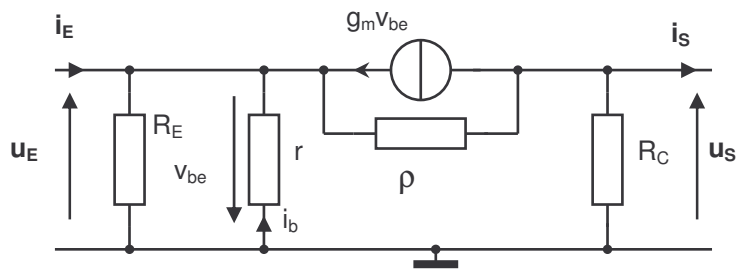


Schéma dynamique

Schéma « petits signaux » :

Il est toujours obtenu de la même façon :
 On neutralise la source de polarisation V_{CC} , les condensateurs sont assimilés à des fils, et le transistor est remplacé par son modèle « petits signaux ».



Performances.

Amplification en tension à vide A_{V0}

En sortie à vide on a sensiblement $u_{S0} \approx -g_m R_C v_{be}$
 alors qu'en entrée, $u_E = -v_{be}$

Il vient immédiatement :

$$A_{V0} \approx + g_m \cdot R_C$$

Valeur identique *au signe près* à l'amplification en tension à vide de l'étage émetteur commun. L'étage base commune amplifie donc fortement en tension (+ 100 à + 200)

Résistance d'entrée.

R_{ent} correspond à la mise en parallèle de R_E , de r et de la partie du schéma dynamique située à la droite de r . Ces 3 dipôles sont soumis à la même tension $u_E = -v_{be}$; or, lorsque r est traversée par i_b , le dipôle de droite est traversé par $g_m v_{be} = \beta i_b$; c'est donc qu'il équivaut à une résistance β fois plus faible que r !

En résumé, on obtient : $R_{ent} = \{ R_E // r // (r/\beta) \}$ et comme $\beta \gg 1$, $r // (r/\beta) \approx r/\beta$

Finalement $R_{ent} \approx \{ R_E // (r/\beta) \} \approx \{ R_E // (1/g_m) \} \approx 1/g_m$ (en général $R_E \gg r/\beta = 1/g_m$)

Ordre de grandeur : Très faible valeur ; de 10 à 50Ω en pratique.

Résistance de sortie.

Comme pour les étages précédents, la sortie est prise dans la même configuration ; en conséquence, la résistance de sortie est identique :

$$R_S \approx R_C$$

Amplification en courant pour une sortie en court-circuit.

Courant de court-circuit de sortie : $i_{SCC} \approx -g_m \cdot v_{be}$

Courant d'entrée : $i_E = u_E / R_{ent} \approx -v_{be} \cdot g_m$

Conclusion évidente : A sortie court-circuitée, $A_{iCC} \approx 1$ l'étage base commune n'amplifie pas en courant !

3.5 Collecteur commun.

Schéma structurel :

L'injection s'effectue sur la base et le prélèvement sur l'émetteur, à travers deux capacités de liaison C_1 et C_2 .

C'est maintenant la résistance de collecteur R_C qui est découplée pour l'alternatif par la capacité $C_{d\acute{e}c}$.

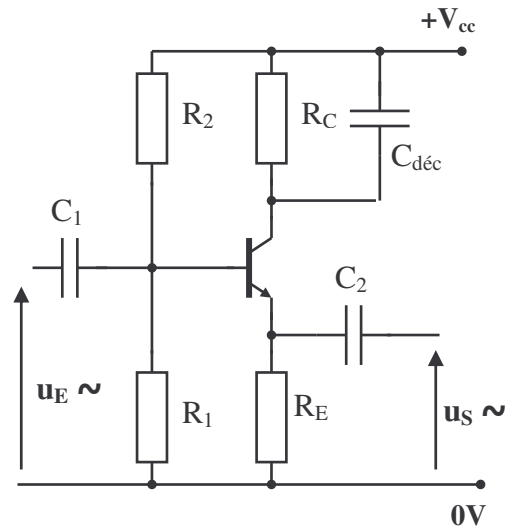
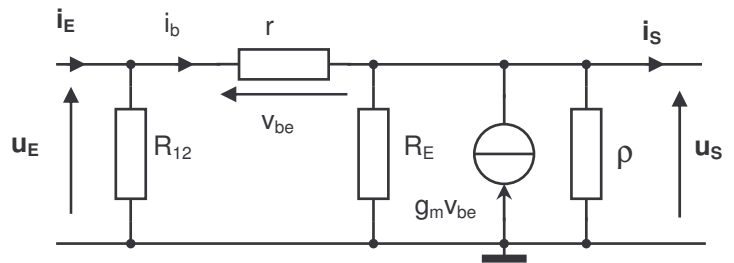


Schéma « petits signaux » :

Il est toujours obtenu de la même façon :
On neutralise la source de polarisation V_{CC} , les condensateurs sont assimilés à des fils, et le transistor est remplacé par son modèle « petits signaux ».

Schéma dynamique



Performances.

Amplification en tension à vide.

Compte tenu des approximations habituelles, $u_S \approx g_m \cdot v_{be} \cdot R_E$
et $u_E = u_S + v_{be} \approx v_{be} \cdot (g_m \cdot R_E + 1)$

Il vient donc:

$$A_{v0} \approx \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \approx 1$$

L'étage collecteur commun n'amplifie pas en tension !

Résistance d'entrée (pour une sortie à vide).

C'est R_{12} en parallèle avec le reste du montage !

A droite de R_{12} : $u_E = v_{be} + g_m \cdot v_{be} \cdot R_E \approx v_{be} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$ avec $v_{be} = r \cdot i_b$, soit $R_{\acute{e}q} = u_E / i_b \approx r \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$

Finalement, $R_{ent} \approx \{ R_{12} // r \cdot (1 + g_m \cdot R_E) \}$ Attention, R_{ent} va dépendre de la résistance de charge de l'étage.

Cette expression est la même que celle obtenue pour la résistance d'entrée de l'étage émetteur commun à résistance d'émetteur non découplée ; sa valeur se situe donc aux environs de 1 à plusieurs dizaines de $k\Omega$.

Amplification en courant pour une sortie en court-circuit

En court-circuit, $i_{SCC} \approx g_m \cdot v_{be}$ et $R_{entCC} = R_{12} // r = u_E / i_E$ avec $u_E \approx v_{be} \cdot (1 + g_m \cdot R_E)$

$$D'o\grave{u} : A_{icc} = \frac{i_{scC}}{i_E} \approx \frac{g_m \cdot r \cdot R_{12}}{r + R_{12}}$$

Cette valeur est très supérieure à l'unité : L'étage collecteur commun amplifie fortement en courant.

Résistance de sortie.

Supposons une commande de l'amplificateur par un générateur d'impédance interne R_G ; en général $R_G \ll R_{12}$; R_S correspond à la résistance équivalente à 3 branches en parallèle : R_E ; $r + R_G$ traversées par i_b et la source $g_m \cdot v_{be} = \beta \cdot i_b$. La source de courant équivaut ainsi à une résistance $(r + R_G) / \beta$.

Finalement, $R_S \approx \{ R_E // (r + R_G) / \beta \}$ La valeur de R_S est de l'ordre de quelques dizaines d'ohms.

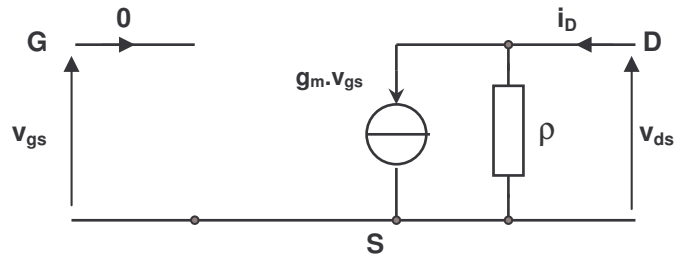
L'étage collecteur commun s'apparente ainsi à un étage suiveur de tension.

4. Amplificateurs de signal à transistor JFET.
(Ce sont également des étages à liaisons capacitives)

4.1 Modèle petits signaux d'un JFET.

Le JFET est commandé par la tension v_{gs} , avec un courant d'entrée négligeable. (jonction polarisée en inverse) : Son modèle d'entrée est donc un circuit ouvert entre grille et source.
Le réseau des caractéristiques de sortie d'un JFET est sensiblement identique au réseau de sortie d'un transistor bipolaire.

Il apparaît logique que le modèle « petits signaux » d'un JFET soit le même, côté sortie : Source de courant commandée par v_{gs} et résistance de sortie élevée.



4.2 Etage source commune.

Polarisation.

L'étage utilise un système de polarisation « automatique ».
La résistance R_G , traversée par aucun courant, porte la grille du transistor au potentiel 0V.
Dans la mesure où un courant de drain circule dans R_D et R_S , la source est portée à un potentiel positif ; la tension V_{GS} de repos est ainsi rendue négative.

Schéma structurel

L'injection et le prélèvement des signaux variables s'effectuent respectivement sur la grille et le drain du transistor, au travers de capacités de liaison C_1 et C_2 .
La résistance de source R_S est découplée pour l'alternatif par la capacité $C_{déc}$.

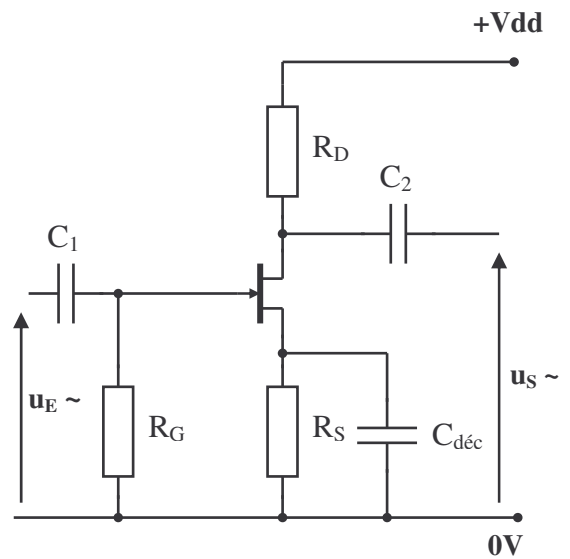
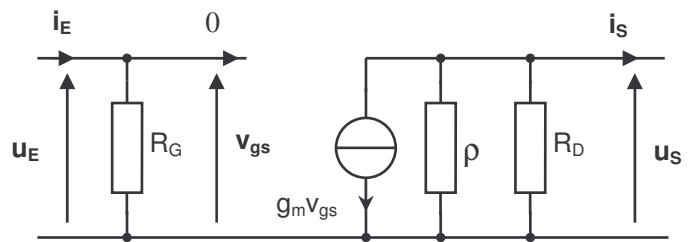


Schéma dynamique

Schéma « petits signaux »

On retrouve un schéma analogue à celui de l'étage émetteur commun à transistor bipolaire, si ce n'est la résistance d'entrée du transistor, maintenant infinie.



Performances.

Amplification en tension à vide

$u_E = v_{gs}$; à vide, $u_S \approx -g_m \cdot v_{gs} \cdot R_D$ d'où $A_{v0} = \frac{u_S}{u_E} \approx -g_m \cdot R_D$

Résistance d'entrée.

Il vient trivialement : $R_{ent} = R_G$

Résistance de sortie

Neutralisons $u_E = v_{gs}$; la source commandée $g_m \cdot v_{gs}$ disparaît également et il subsiste $R_{sort} \approx R_D$

Ordres de grandeur : La pente g_m d'un JFET est bien plus faible que celle d'un transistor bipolaire : Quelques mA/V. En conséquence, l'étage source commune amplifie modérément en tension (-2 à -20 environ)
Par contre, son intérêt réside dans sa résistance d'entrée qui peut facilement prendre des valeurs élevées (0,5MΩ à 5MΩ)

4.3 Drain commun.

Schéma structurel.

Cet étage est le pendant de l'étage collecteur commun. Injection sur la grille et prélèvement sur la source, via deux condensateurs de liaison C_1 et C_2 . C_{dec} assure le découplage de R_D pour l'alternatif.

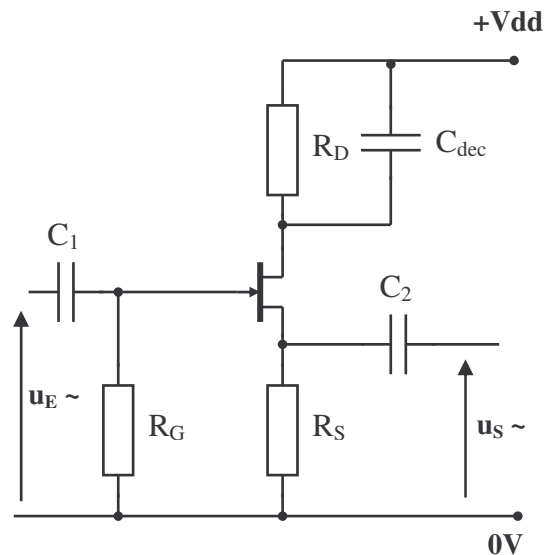
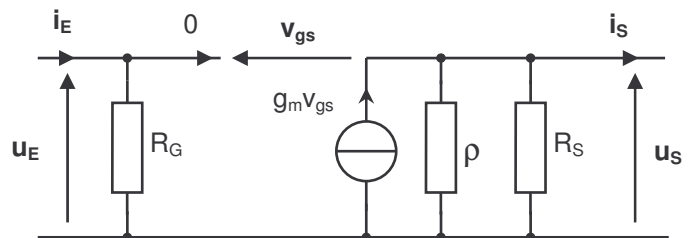


Schéma « petits signaux ».

Nous l'obtenons grâce à la méthode habituelle.

Schéma dynamique



Performances.

Amplification en tension à vide.

A vide, $u_S \approx g_m \cdot v_{gs} \cdot R_S$ et $u_E = u_S + v_{gs} \approx v_{gs} \cdot (1 + g_m R_S)$

$$D'o\grave{u} \quad A_{v0} = \frac{u_S}{u_E} \approx \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \approx 1$$

Résistance d'entrée.

Comme pour l'étage source commune, on obtient $R_{ent} = R_G$

Résistance de sortie.

Si on neutralise u_E , la grille se retrouve au potentiel 0V, et la source $g_m \cdot v_{gs}$ est alors soumise à v_{gs} ; elle est donc équivalente à une résistance $1/g_m$.

Vu de la sortie, le dipôle ainsi constitué équivaut à la résistance $R_{sort} \approx \{ R_S // (1/g_m) \}$

On obtient un comportement d'étage suiveur de tension, comme l'étage collecteur commun; la résistance de sortie est toutefois ici moins faible ($\approx 50\Omega$).

5. Réponse en fréquence des étages fondamentaux à transistor.

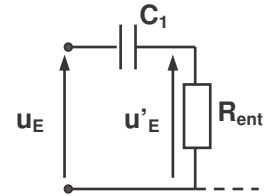
Les études menées aux paragraphes 3 et 4 supposaient que les différents condensateurs (liaison et découplage) pouvaient être assimilables à des fils pour l'alternatif. Cette hypothèse ne tient plus aux « faibles » fréquences. D'autre part, nous n'avons pas pris en considération les phénomènes capacitifs au sein des jonctions des transistors. Ils vont se faire sentir aux fréquences « élevées ».

5.1 Comportement aux fréquences basses.

• Côté entrée

Le schéma équivalent de l'amplificateur doit tenir compte de la capacité de liaison C_1 : Dans ces conditions, C_1 et la résistance d'entrée de l'étage forment un filtre passe haut

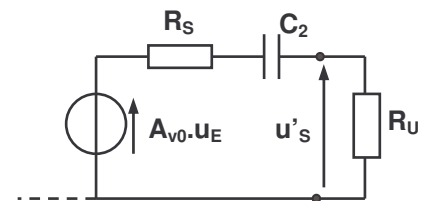
du 1^{er} ordre dont la fréquence de coupure basse s'écrit : $f_{b1} = \frac{1}{2\pi R_{ent} \cdot C_1}$



• Côté sortie

Le schéma de sortie doit tenir compte de la capacité de liaison C_2 : La tension de sortie $A_{v0} \cdot u_E$ est bien sûr modifiée par la présence de la charge R_U de l'étage, mais la résistance de sortie R_S , la charge R_U et C_2 forment également un filtre passe haut du 1^{er} ordre, dont la

fréquence de coupure basse s'écrit : $f_{b2} = \frac{1}{2\pi(R_S + R_U) \cdot C_2}$



• Limitation du découplage

Prenons l'exemple de l'étage émetteur commun.

On a vu que l'amplification de l'étage chutait de $A_{v0} = -g_m \cdot R_C$ à $A_{v0} \approx \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E}$ selon que le découplage par

C_{dec} était idéal ou n'existait pas.

Or, l'effet du découplage varie comme l'impédance équivalente à l'association parallèle de la résistance d'émetteur et de la capacité de découplage lorsque la fréquence décroît. Il est ainsi possible de déterminer une valeur de

fréquence de coupure basse f_{b3} pour laquelle l'amplification en tension à vide de l'étage vaut $\frac{-g_m \cdot R_C}{\sqrt{2}}$

• Conclusion

Ces 3 phénomènes sont en réalité superposés ; ils contribuent tous 3 à l'existence d'une fréquence de coupure basse pour un étage amplificateur à transistor à liaisons capacitives.

5.2 Comportement aux fréquences élevées.

Du côté des fréquences élevées, il est également possible de mettre en évidence l'existence d'une fréquence de coupure haute dans la réponse en fréquence d'un amplificateur à transistor : Il faut pour cela faire intervenir le *Théorème de Miller*.

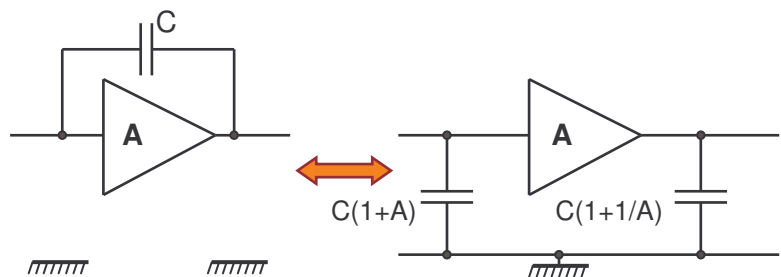
• Théorème de Miller

Le schéma d'un amplificateur, rebouclé par une impédance telle qu'une capacité C , peut être remplacé par un schéma dans lequel la capacité C est remplacé par 2 capacités, placées respectivement à l'entrée et à la sortie de l'étage.

Ces capacités sont $C_{ent} = C(1 + A)$ et $C_{sort} = C(1 + 1/A)$, avec A amplification de l'étage.

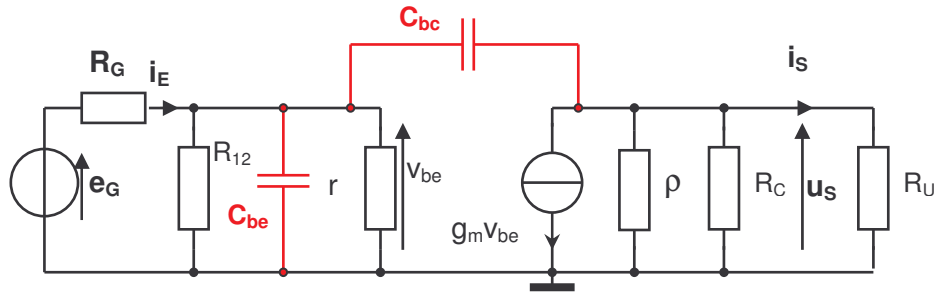
La capacité ramenée à l'entrée est de valeur d'autant plus importante que l'étage a un gain important.

Si $A \gg 1$, alors $C_{ent} \approx A \cdot C$ et $C_{sort} \approx C$.

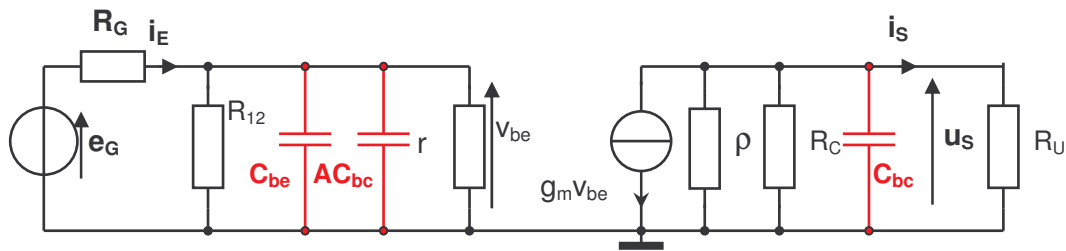


• Application au cas de l'émetteur commun.

Si nous faisons intervenir les capacités des jonctions C_{be} et C_{bc} du transistor, le schéma dynamique de l'étage devient :



On y a fait figurer le générateur de commande et sa résistance interne R_G , ainsi que la résistance de charge R_U . L'application du théorème de Miller permet d'aboutir au second schéma ci-dessous :



Côté entrée, nous observons un circuit RC passe bas du 1^{er} ordre, avec $R = \{R_G // R_{12} // r\}$ et $C = C_{be} + A.C_{bc}$ (Rappel : à vide, $A = |A_{v0}| = g_m.R_C$ pour l'émetteur commun)

Ce circuit entraîne une fréquence de coupure haute $f_{h1} = \frac{1}{2\pi\{R_G // R_{12} // r\}(C_{be} + AC_{bc})}$

Côté sortie, nous observons de même un circuit RC passe bas, avec $R = \{\rho // R_C // R_U\}$ et $C = C_{bc}$;

nous pouvons définir une seconde fréquence de coupure haute $f_{h2} = \frac{1}{2\pi\{\rho // R_C // R_U\}.C_{bc}}$

La fréquence de coupure haute de l'amplificateur est généralement plus proche de f_{H1} que de f_{H2} .

5.3 Conclusion.

Un étage amplificateur à transistor à liaison capacitive est caractérisé par une réponse passe-bande : La fréquence de coupure basse dépend des capacités de liaison dans une large mesure ; la fréquence de coupure haute provient du transistor et de ses capacités parasites internes.