

LES AMPLIFICATEURS A UN TRANSISTOR

1. LES AMPLIFICATEURS A UN TRANSISTOR

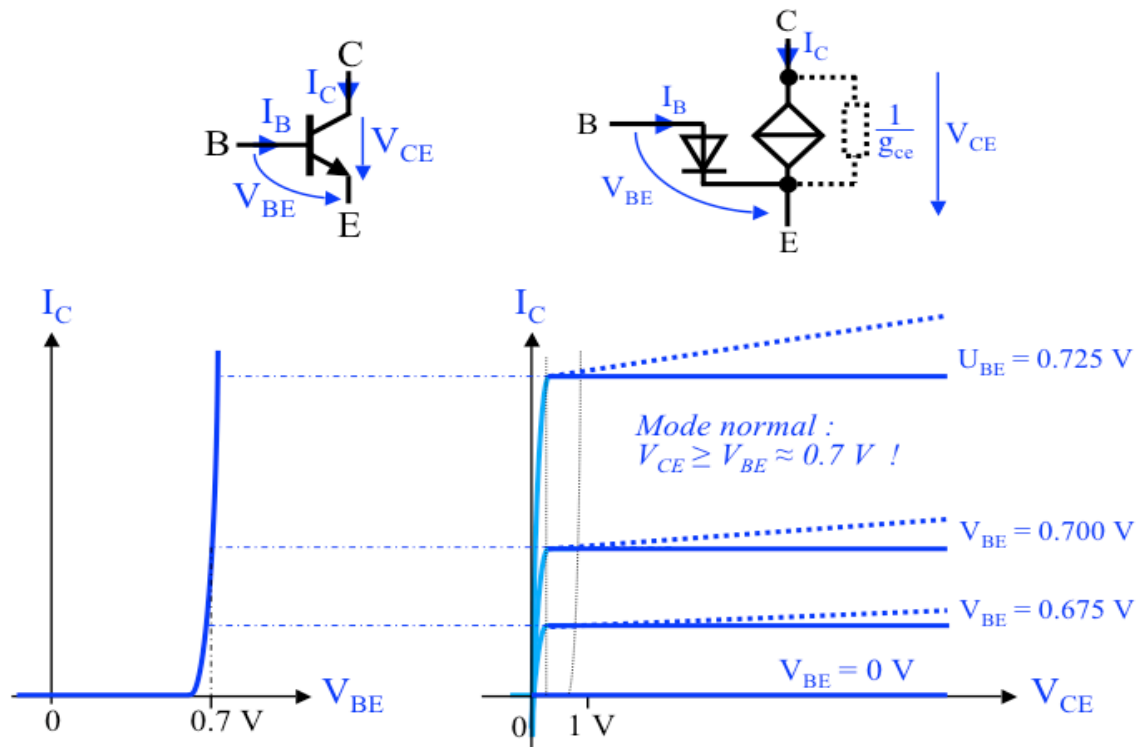
	page
1.1. MODELES NON LINEAIRES DES TRANSISTORS	3
1.1.1 Modèle non-linéaire du transistor bipolaire en mode normal direct	3
1.1.2 Modèle non-linéaire du transistor MOS en saturation	4
1.2. MODELE LINEAIRE DES TRANSISTORS	5
1.3. COMPARAISON BIPOLAIRE – MOS	5
1.4. MONTAGES DE BASE A UN TRANSISTOR	6
1.4.1 Définition des paramètres du quadripôle équivalent	6
1.4.2 Montage Emetteur Commun	7
1.4.3 Montage Base Commune	8
1.4.4 Montage Collecteur Commun	10
1.4.5 Montage Emetteur Commun Dégénéré	12
1.4.6 Montage Source Commune	14
1.4.7 Montage Grille Commune	15
1.4.8 Montage Drain Commun	16
1.4.9 Montage Source Commune Dégénérée	17
1.5. RESISTANCES AUX ACCES DES TRANSISTORS	19
1.5.1 Résumé synthétique des résistances aux accès du transistor bipolaire	19
1.5.2 Résumé synthétique des résistances aux accès du transistor MOS	20

1.1. MODELES NON LINEAIRES DES TRANSISTORS

Pour faire des fonctions analogiques, en particulier des amplificateurs, on utilise des transistors en source de courant commandée, c'est-à-dire en mode normal pour les transistors bipolaires, et en mode saturé pour les transistors à effet de champ JFET et MOS.

1.1.1 Modèle non-linéaire du transistor bipolaire en mode normal direct

Le modèle non-linéaire, appelé aussi modèle "grands signaux", du transistor NPN en mode normal est le suivant:



Les équations caractéristiques du modèle idéal (traits pleins) sont:

$$I_C = I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}} \quad \text{et} \quad I_C = \beta \cdot I_B \quad \text{tant que} \quad V_{CE} \geq V_{BE} \quad \text{avec:} \quad U_T = \frac{k \cdot T}{q} \approx 26 \text{ mV} \quad \text{à} \quad 300^\circ \text{K}$$

Où I_s et le gain en courant β sont des paramètres propres à chaque composant.

Pour modéliser le fait que les caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ réelles (pointillés) ne sont pas parfaitement horizontales, appelé effet Early, une conductance g_{ce} (en pointillé) est ajoutée en parallèle avec la source commandée, ce qui donne:

$$I_C = I_s \cdot e^{\frac{V_{BE}}{U_T}} + g_{ce} \cdot V_{CE}$$

Pour le transistor bipolaire PNP, la diode base-émetteur ainsi que tous les courants et tensions sont inversés par rapport au NPN. Ce qui donne pour le modèle idéal:

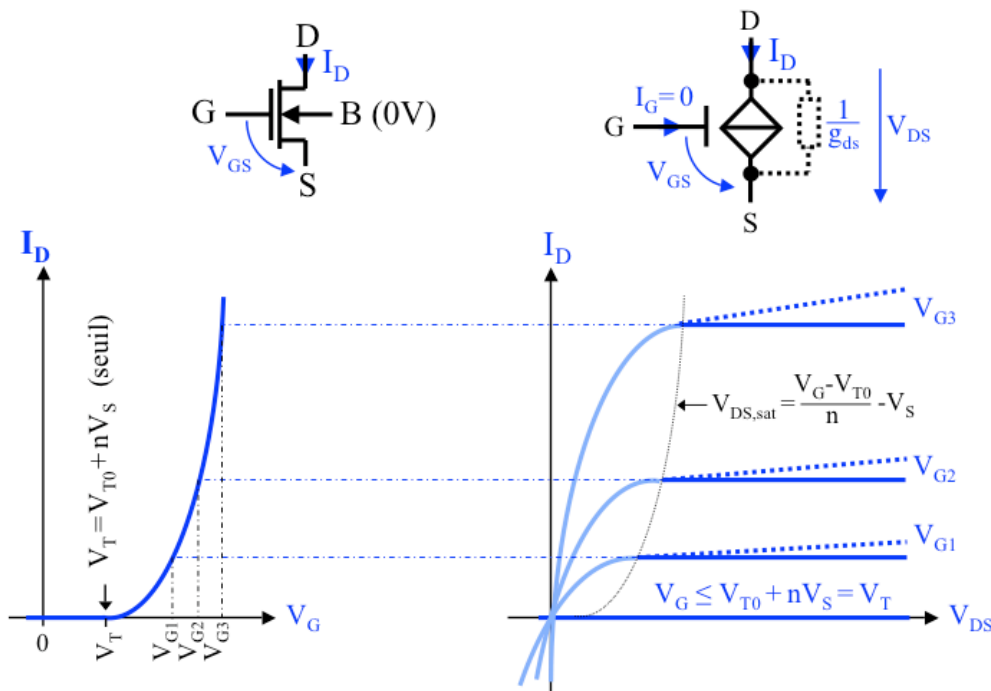
$$I_C = I_s \cdot e^{\frac{V_{EB}}{U_T}} \quad \text{et} \quad I_C = \beta \cdot I_B \quad \text{tant que} \quad V_{EC} \geq V_{EB}$$

Et en tenant compte de la conductance g_{ce} modélisant l'effet Early:

$$I_C = I_s \cdot e^{\frac{V_{EB}}{U_T}} + g_{ce} \cdot V_{EC}$$

1.1.2 Modèle non-linéaire du transistor MOS en saturation

Le modèle non-linéaire, appelé aussi modèle "grands signaux", du transistor MOS en saturation est le suivant:



Pour un transistor NMOS idéal (traits pleins) en forte inversion et saturation, c-à-d avec:

$$V_G \geq V_{T0} + nV_S \quad \text{et} \quad V_D \geq \frac{V_G - V_{T0}}{n}$$

$$I_D = \frac{\beta}{2n} \cdot (V_G - V_{T0} - nV_S)^2 \quad \text{avec} \quad \beta = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L}$$

V_{T0} , n , μ_n et C_{ox} sont des paramètres technologiques, W/L est le rapport largeur/longueur du canal. Pour un MOS discret, avec la source généralement reliée au substrat, et donc $V_S = 0$, ainsi que pour un MOS intégré dans une technologie moderne avec $n \approx 1$, les équations deviennent:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_{T0})^2 \quad \text{si} \quad V_{DS} \geq V_{GS} - V_{T0}$$

Pour modéliser le fait que les caractéristiques $I_D = f(V_{DS})$ réelles (pointillés) ne sont pas parfaitement horizontales, à cause de la modulation de la longueur du canal, une conductance g_{ds} (en pointillé) est ajoutée en parallèle avec la source commandée, ce qui donne:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_{T0})^2 + g_{ds} \cdot V_{DS}$$

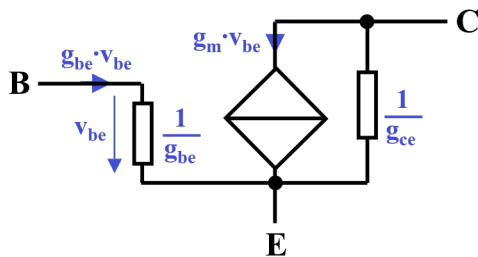
Pour le transistor PMOS, tous les courants et tensions sont inversés par rapport au NMOS, et les paramètres technologiques ont des valeurs différentes. Ce qui donne:

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{SG} - V_{T0})^2 \quad \text{si} \quad V_{SD} \geq V_{SG} - V_{T0} \quad \text{modèle idéal}$$

$$I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{SG} - V_{T0})^2 + g_{ds} \cdot V_{SD} \quad \text{avec modulation de longueur du canal}$$

1.2. MODELE LINEAIRE DES TRANSISTORS

Le modèle linéaire, appelé aussi "petits signaux", d'un transistor est obtenu en linéarisant (dérivant) les lois "grands signaux" autour d'un point de repos. On obtient ainsi:



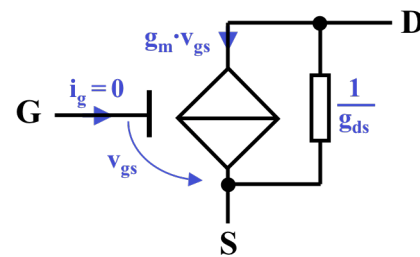
**Modèle "petits signaux"
du transistor bipolaire**

$$g_m = \frac{I_{C0}}{U_T} \quad g_{be} = \frac{I_{C0}}{\beta \cdot U_T} \quad g_{ce} \approx \frac{I_{C0}}{V_A}$$

Les paramètres "petits signaux" sont fonction du courant de repos et des paramètres technologiques et géométriques du transistor, dont la tension "Early" V_A .

Pour tout transistor bipolaire: $g_m \gg g_{be} \gg g_{ce}$

Le schéma "petit signaux" d'un PNP est identique à celui d'un NPN.



**Modèle "petits signaux"
du transistor MOS**

$$g_m = \sqrt{2 \cdot \beta \cdot I_{D0}} = \beta \cdot (V_{GS0} - V_{T0}) \quad g_{ds} \approx \frac{I_{D0}}{V_A}$$

Un MOS peut avoir g_m comparable à g_{ds}

Le schéma "petit signaux" d'un PMOS est identique à celui d'un NMOS.

1.3. COMPARAISON BIPOLAIRE - MOS

Avantage bipolaire:

- Loi exponentielle (et donc son inverse log) permettant la multiplication analogique.
- g_m plus élevé à courant donné.
- V_{BE} quasi constant ≈ 0.7 V.
- Densité de courant plus élevée par unité de surface.
- Moindre sensibilité aux variations du processus de fabrication.
- Zone utile $I_C = f(V_{CE})$ en source de courant plus étendue, en pratique dès que $V_{CE} \geq 0.2$ V.

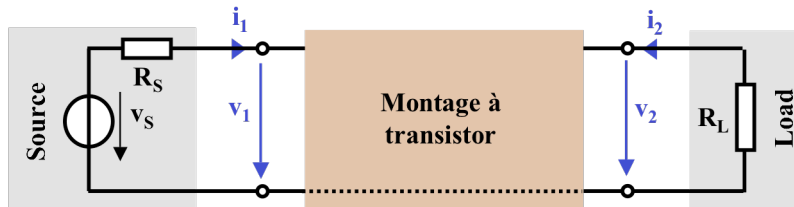
Avantage MOS:

- Surface minimale des dispositifs intégrés, très haute densité.
- Circuits à très faible puissance.
- Processus de fabrication à haut rendement.
- Courant de grille nul en DC et capacité de grille formant une mémoire intrinsèque.
- En circuit intégré, plusieurs modes de fonctionnement possibles: faible, moyenne ou forte inversion, suivant que V_G est inférieur, à peu près égal ou supérieur à V_{T0} , aboutissant à des comportements très différents (voir cours "Structures analogiques" du Prof. Kayal).

1.4. MONTAGES DE BASE A UN TRANSISTOR

1.4.1 Définition des paramètres du quadripôle équivalent

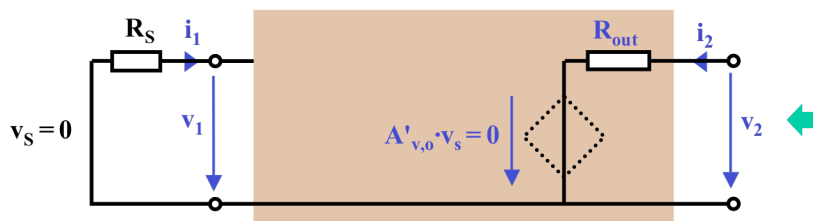
Un amplificateur à un transistor peut être représenté par un quadripôle, dont l'entrée est connectée à une source réelle (avec sa résistance interne), et la sortie à une charge. La source réelle peut aussi bien être représentée par son équivalent Thévenin, comme ci-dessous, que par son équivalent Norton.



On cherche à établir les relations liant les grandeurs pratiquement accessibles que sont v_1 , i_1 , v_2 et i_2 . On s'intéresse plus particulièrement aux paramètres suivants:

- le gain en tension: $A_v = \frac{v_2}{v_1}$ avec une charge R_L donnée
- la résistance d'entrée: $R_{in} = \frac{v_1}{i_1}$ avec une charge R_L donnée
- la résistance de sortie: $R_{out} = \frac{v_2}{i_2}$ avec $v_s = 0$ et une résistance de source R_s donnée

Pour déterminer R_{out} , il faut annuler la source indépendante à l'entrée, déconnecter la charge, et calculer ou mesurer la résistance vue des bornes de sortie.



On peut aussi définir :

- le gain en courant: $A_i = \frac{i_2}{i_1}$ avec une charge R_L donnée
- la transrésistance: $R_m = \frac{v_2}{i_1}$ avec une charge R_L donnée
- la transconductance: $G_m = \frac{i_2}{v_1}$ avec une charge R_L donnée

En outre, tout quadripôle satisfait les relations générales:

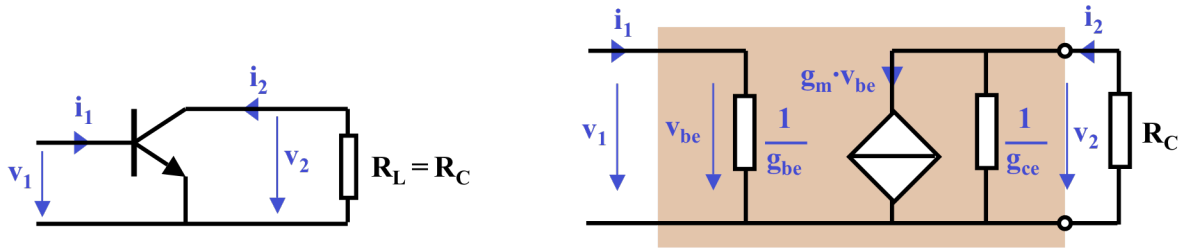
$$A_v = -\frac{A_i \cdot R_L}{R_{in}}$$

$$A_v = \frac{R_m}{R_{in}}$$

$$A_v = -G_m \cdot R_L$$

1.4.2 Montage Emetteur Commun

Dans le schéma "petits signaux", l'émetteur est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$v_1 = v_{be}$$

$$i_1 = g_{be} v_{be}$$

$$i_2 = g_m v_{be} + g_{ce} v_2$$

$$v_2 = -R_C i_2$$

D'où :

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-g_m R_C}{1 + g_{ce} R_C} = -g_m \left(R_C // \frac{1}{g_{ce}} \right) \quad \text{et} \quad A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\beta}{1 + g_{ce} R_C}$$

Suivant la valeur de la charge extérieure R_C , on peut simplifier ces expressions ainsi :

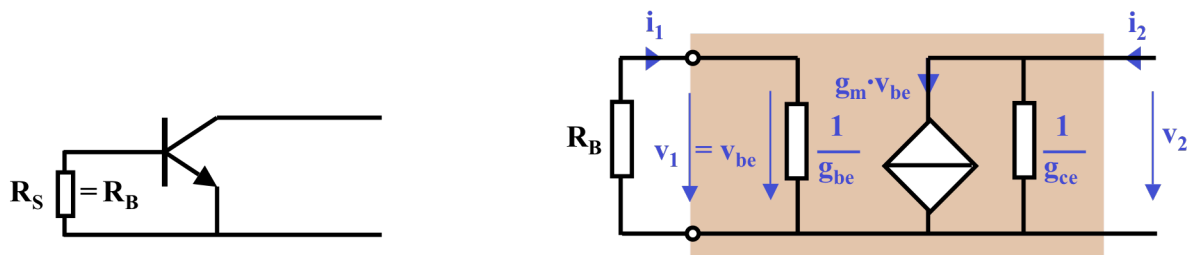
$$\text{si: } R_C \ll \frac{1}{g_{ce}} \quad A_v = -g_m R_C \quad A_i = \beta$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ce}} \ll R_C \quad A_v = -\frac{g_m}{g_{ce}} \quad A_i = \frac{\beta}{g_{ce} R_C}$$

La résistance d'entrée est simplement :

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1}{g_{be}} \quad \text{ne dépend pas de la charge extérieure } R_C.$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant:



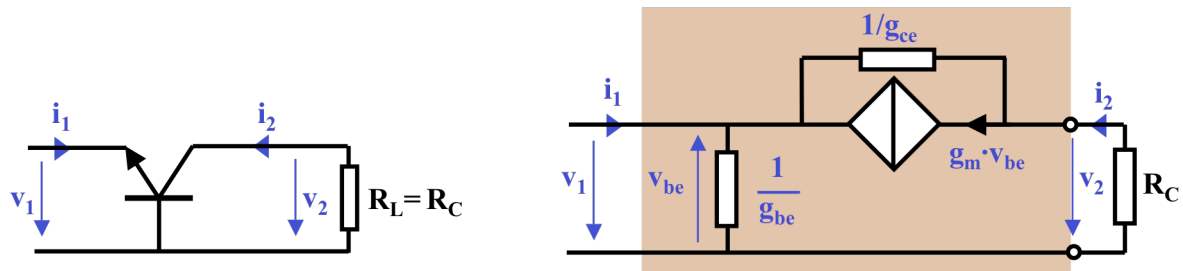
$$i_1 = g_{be} v_1 = -g_{be} R_B i_1 \quad \Rightarrow \quad i_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad v_{be} = v_1 = 0$$

$$i_2 = g_m v_{be} + g_{ce} v_2 \quad \Rightarrow \quad i_2 = g_{ce} v_2$$

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ce}} \quad \text{ne dépend pas de la résistance } R_B.$$

1.4.3 Montage Base Commune

Dans le schéma "petits signaux", la base est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$v_1 = -v_{be}$$

$$i_1 = g_{be}v_1 - g_m v_{be} - g_{ce}(v_2 - v_1) = g_{be}v_1 + g_m v_1 + g_{ce}(v_1 - v_2)$$

$$i_2 = g_m v_{be} + g_{ce}(v_2 - v_1) = -g_m v_1 - g_{ce}(v_1 - v_2)$$

$$v_2 = -R_C i_2$$

De ces équations, en tenant compte que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m R_C}{1 + g_{ce} R_C} = g_m \left(R_C \parallel \frac{1}{g_{ce}} \right)$$

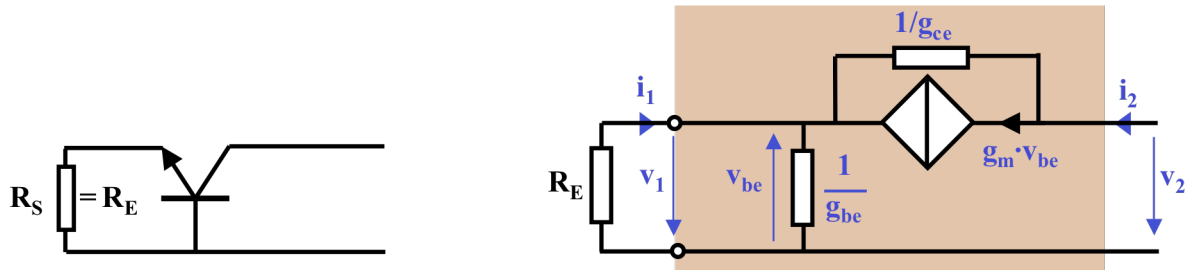
$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-1}{1 + \frac{g_{ce} R_C}{\beta}}$$

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1 + g_{ce} R_C}{g_m \left(1 + \frac{g_{ce} R_C}{\beta} \right)}$$

Suivant la valeur de la charge extérieure R_C , on peut simplifier ces expressions ainsi :

si: $R_C \ll \frac{1}{g_{ce}}$	$A_v = g_m R_C$	$A_i = -1$	$R_{in} = \frac{1}{g_m}$
si : $\frac{1}{g_{ce}} \ll R_C \ll \frac{\beta}{g_{ce}}$	$A_v = \frac{g_m}{g_{ce}}$	$A_i = -1$	$R_{in} = \frac{g_{ce} R_C}{g_m}$
si : $\frac{\beta}{g_{ce}} \ll R_C$	$A_v = \frac{g_m}{g_{ce}}$	$A_i = \frac{-\beta}{g_{ce} R_C}$	$R_{in} = \frac{1}{g_{be}}$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant:



$$v_1 = -v_{be} = i_2 \left(R_E // \frac{1}{g_{be}} \right) = i_2 \frac{R_E}{1 + g_{be} R_E}$$

$$i_2 = g_m v_{be} + g_{ce} (v_2 - v_1) = -g_m v_1 - g_{ce} (v_1 - v_2)$$

De ces équations, en tenant compte que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

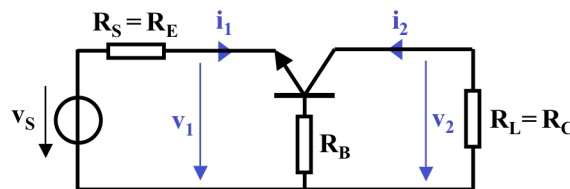
$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E}{1 + g_{be} R_E}$$

Suivant la valeur de la résistance globale d'émetteur R_E , R_{out} peut être simplifiée ainsi :

si : $R_E \ll \frac{1}{g_m}$	$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}}$
si : $\frac{1}{g_m} \ll R_E \ll \frac{1}{g_{be}}$	$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} g_m R_E$
si : $\frac{1}{g_{be}} \ll R_E$	$R_{out} = \frac{\beta}{g_{ce}}$

Remarque:

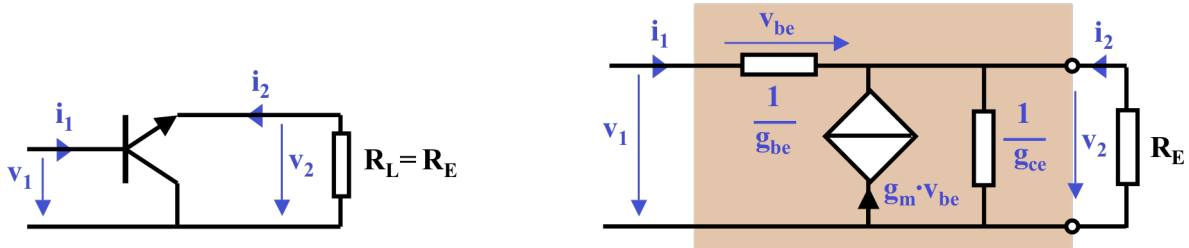
Dans la pratique, il arrive qu'il y aie une résistance R_B en série entre la base et la masse commune à l'entrée et à la sortie:



Tant que cette résistance R_B est bien inférieure à $1/g_{be}$, les résultats établis dans ce paragraphe restent valables.

1.4.4 Montage Collecteur Commun

Dans le schéma "petits signaux", le collecteur est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$i_1 = g_{be} v_{be}$$

$$v_1 = v_{be} + v_2$$

$$i_2 = -g_m v_{be} - g_{be} v_{be} + g_{ce} v_2$$

$$v_2 = -R_E i_2$$

De ces équations, en tenant compte que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E}$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-\beta}{1 + g_{ce} R_E}$$

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1}{g_{be}} + \frac{\beta R_E}{1 + g_{ce} R_E}$$

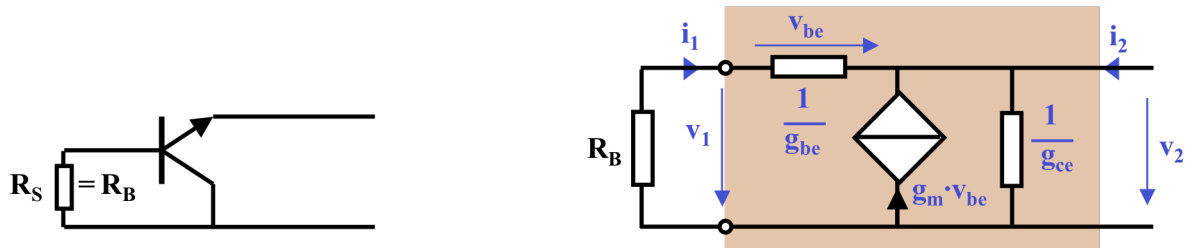
Suivant la valeur de la charge extérieure R_E , on peut simplifier ces expressions ainsi :

$$\text{si: } R_E \ll \frac{1}{g_m} \quad A_v = g_m R_E < 1 \quad A_i = -\beta \quad R_{in} = \frac{1}{g_{be}}$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_m} \ll R_E \ll \frac{1}{g_{ce}} \quad A_v = 1 \quad A_i = -\beta \quad R_{in} = \beta R_E$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ce}} \ll R_E \quad A_v = 1 \quad A_i = \frac{-\beta}{g_{ce} R_E} \quad R_{in} = \frac{\beta}{g_{ce}}$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant:



$$i_2 = -g_m v_{be} - g_{be} v_{be} + g_{ce} v_2 = -(\beta + 1)i_1 + g_{ce} v_2$$

$$v_2 = -i_1 \left(R_B + \frac{1}{g_{be}} \right)$$

De ces équations, en tenant compte que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

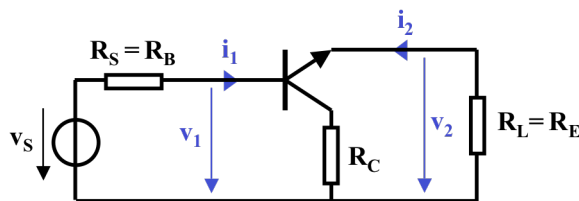
$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_B}{\beta} \right) \frac{1}{1 + g_{ce} R_B / \beta} \cong \left(\frac{1}{g_m} + \frac{R_B}{\beta} \right) // \frac{1}{g_{ce}}$$

Suivant la valeur de la résistance globale de source R_B , R_{out} peut être simplifiée ainsi :

si : $R_B \ll \frac{1}{g_{be}}$	$R_{out} = \frac{1}{g_m}$
si : $\frac{1}{g_{be}} \ll R_B \ll \frac{\beta}{g_{ce}}$	$R_{out} = \frac{R_B}{\beta}$
si : $\frac{\beta}{g_{ce}} \ll R_B$	$R_{out} = \frac{1}{g_{ce}}$

Remarque:

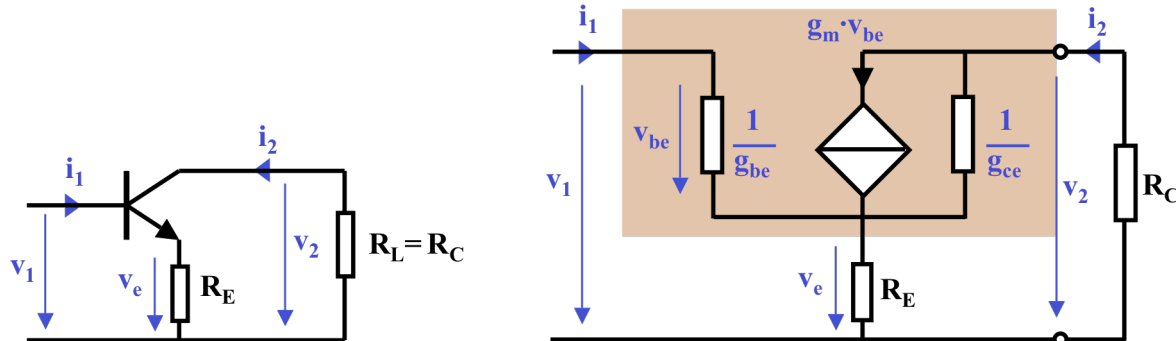
Dans la pratique, il arrive qu'il y aie une résistance R_C en série entre le collecteur et la masse commune à l'entrée et à la sortie:



Tant que cette résistance R_C est bien inférieure à $1/g_{ce}$, les résultats établis dans ce paragraphe restent valables.

1.4.5 Montage Emetteur Commun Dégénéré

Comme pour l'émetteur commun, l'entrée est sur la base et la sortie au collecteur. Mais dans le schéma "petits signaux", une résistance entre l'émetteur et la masse diminue (dégénère) le gain A_v .



$$i_1 = g_{be} v_{be}$$

$$v_1 = v_{be} + v_e$$

$$v_e = (g_m v_{be} + g_{be} v_{be} + g_{ce} (v_2 - v_e)) R_E$$

$$i_2 = g_m v_{be} + g_{ce} (v_2 - v_e)$$

$$v_2 = -R_C i_2$$

De ces équations, sachant que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-g_m R_C (1 - g_{ce} R_E / \beta)}{1 + g_m R_E + g_{ce} R_C (1 + g_{be} R_E)}$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \frac{\beta (1 - g_{ce} R_E / \beta)}{1 + g_{ce} (R_E + R_C)}$$

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1 + g_m R_E + g_{ce} R_C (1 + g_{be} R_E)}{g_{be} (1 + g_{ce} (R_E + R_C))}$$

Dans la pratique, R_E est presque toujours bien inférieure à β/g_{ce} . Le terme $g_{ce} R_E / \beta$ est alors négligeable p.r. à 1, et l'on peut établir les expressions simplifiées suivantes :

$$A_v = \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E + g_{ce} R_C (1 + g_{be} R_E)} = \frac{-g_m \left[R_C // \left(\frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E}{1 + g_{be} R_E} \right) \right]}{1 + g_m R_E}$$

$$A_i = \frac{\beta}{1 + g_{ce} (R_E + R_C)}$$

$$R_{in} = \frac{1 + g_m R_E + g_{ce} R_C (1 + g_{be} R_E)}{g_{be} (1 + g_{ce} (R_E + R_C))}$$

Pour des valeurs de la charge extérieure R_C pas trop élevées, ces expressions deviennent:

$$R_C \ll \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1+g_m R_E}{1+g_{be} R_E} \quad \Rightarrow \quad A_v = \frac{-g_m R_C}{1+g_m R_E} \quad \text{tendant vers : } A_v = -\frac{R_C}{R_E} \quad \text{si } \frac{1}{g_m} \ll R_E$$

$$R_{in} = \frac{1/g_{be} + \beta R_E}{1+g_{ce}(R_E + R_C)}$$

Si la somme $(R_E + R_C)$ reste plus petite que $1/g_{ce}$, R_{in} et A_i deviennent indépendants de la charge:

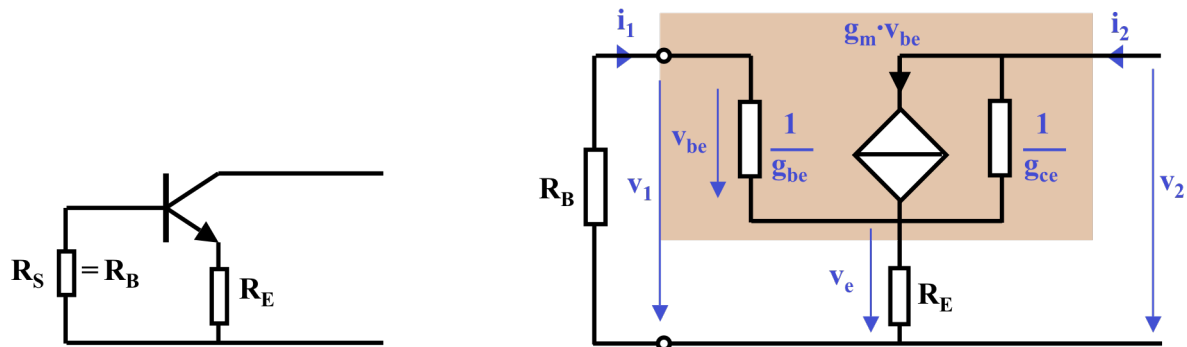
$$(R_E + R_C) \ll \frac{1}{g_{ce}} \quad \Rightarrow \quad R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + \beta R_E \quad \text{et} \quad A_i = \beta$$

Si, par contre, la valeur de la charge extérieure R_C est très élevée:

$$R_C \gg \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1+g_m R_E}{1+g_{be} R_E} \quad \Rightarrow \quad A_v = \frac{-g_m}{g_{ce}(1+g_{be} R_E)} \quad A_i = \frac{\beta}{g_{ce} R_C}$$

$$R_{in} = \frac{1}{g_{be}} + R_E$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant :



$$v_e = i_2 (R_E // (R_B + \frac{1}{g_{be}})) = i_2 \frac{R_E (1 + g_{be} R_B)}{1 + g_{be} (R_B + R_E)}$$

$$v_{be} = \frac{1/g_{be}}{R_B + 1/g_{be}} v_e = \frac{1}{1 + g_{be} R_B} v_e$$

$$v_2 = v_e + \frac{1}{g_{ce}} (i_2 - g_m v_{be})$$

De ces équations, en tenant compte que $g_{ce} \ll g_{be} \ll g_m$, on tire:

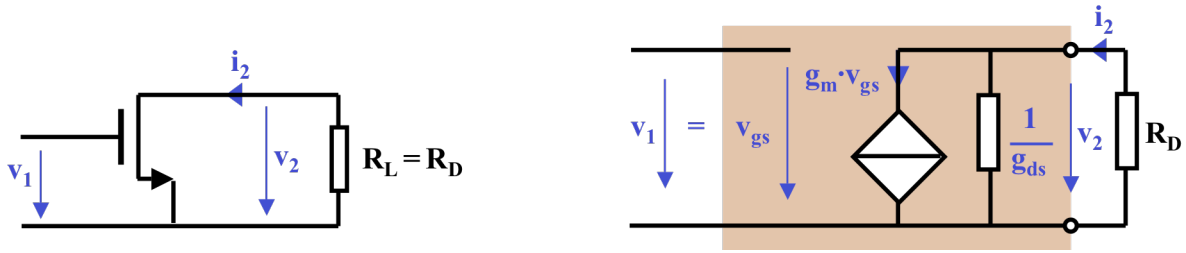
$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E + g_{be} R_B (1 + g_{ce} R_E)}{1 + g_{be} (R_B + R_E)} \quad \Rightarrow \quad \frac{1}{g_{ce}} \leq R_{out} \leq \frac{\beta}{g_{ce}}$$

Tant que R_E est inférieure à $1/g_{ce}$, cette expression se simplifie ainsi:

$$R_E \ll \frac{1}{g_{ce}} \quad \Rightarrow \quad R_{out} = \frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E + g_{be} R_B}{1 + g_{be} (R_B + R_E)}$$

1.4.6 Montage Source Commune

Dans le schéma "petits signaux", la source est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$v_2 = -g_m v_{gs} \left(\frac{1}{g_{ds}} // R_D \right) = -g_m v_1 \frac{R_D}{1 + g_{ds} R_D}$$

Le courant de grille est nul, c.-à-d. $i_1 = 0$

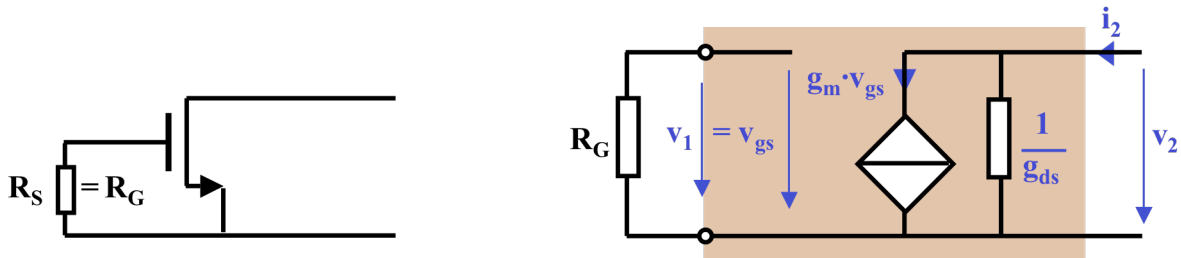
On en tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_{ds} R_D} = -g_m \left(R_D // \frac{1}{g_{ds}} \right) \quad \Rightarrow \quad \text{si : } R_D \ll \frac{1}{g_{ds}} \quad A_v = -g_m R_D$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ds}} \ll R_D \quad A_v = -\frac{g_m}{g_{ds}}$$

$$A_i = \infty \quad \text{et} \quad R_{in} = \infty$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant :



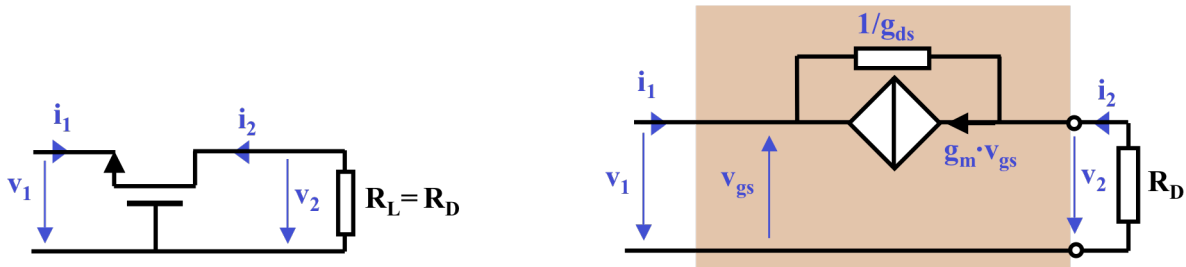
$$v_{gs} = v_1 = R_G i_g = 0$$

$$i_2 = g_m v_{gs} + g_{ds} v_2 \quad \Rightarrow \quad i_2 = g_{ds} v_2$$

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ds}} \quad \text{est indépendante de } R_G$$

1.4.7 Montage Grille Commune

Dans le schéma "petits signaux", la grille est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$v_1 = -v_{gs}$$

$$i_1 = -g_m v_{gs} - g_{ds}(v_2 - v_1) = g_m v_1 + g_{ds}(v_1 - v_2)$$

$$i_2 = +g_m v_{gs} + g_{ds}(v_2 - v_1) = -g_m v_1 - g_{ds}(v_1 - v_2)$$

$$v_2 = -R_D i_2$$

De ces équations, on tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{(g_m + g_{ds})R_D}{1 + g_{ds}R_D}$$

$$R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \frac{1 + g_{ds}R_D}{g_m + g_{ds}}$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = -1$$

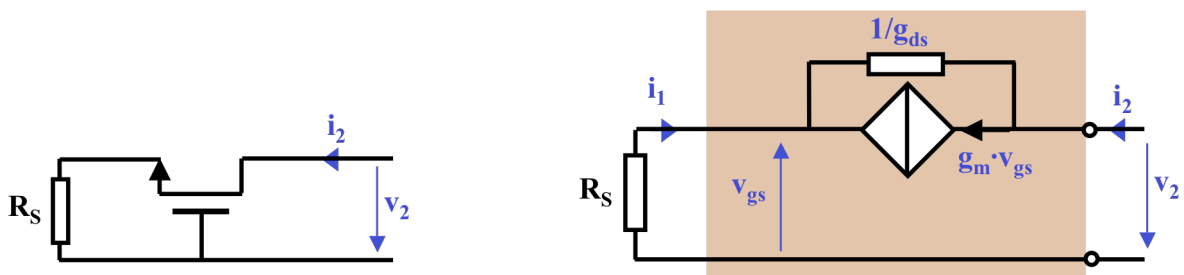
$$\Rightarrow \text{si : } R_D \ll \frac{1}{g_{ds}}$$

$$A_v = (g_m + g_{ds})R_D \quad \text{et} \quad R_{in} = \frac{1}{g_m + g_{ds}}$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ds}} \ll R_D$$

$$A_v = \frac{g_m + g_{ds}}{g_{ds}} \quad \text{et} \quad R_{in} = \frac{g_{ds}R_D}{g_m + g_{ds}}$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant :



$$-i_1 = i_2 = g_m v_{gs} + g_{ds}(v_2 + v_{gs})$$

$$v_{gs} = R_S i_1 = -R_S i_2$$

De ces équations, on tire:

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds})R_S]$$

$$\Rightarrow \text{si : } R_S \ll \frac{1}{g_m + g_{ds}}$$

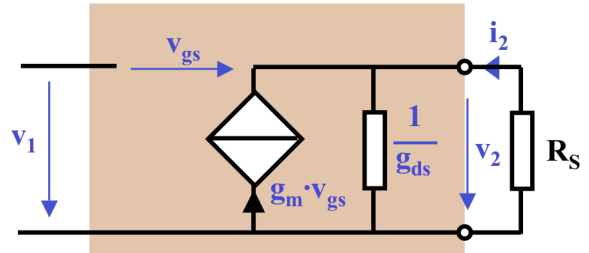
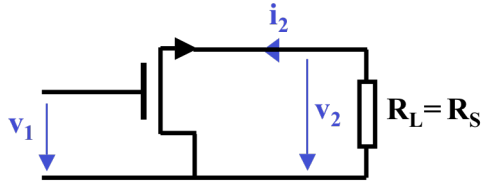
$$R_{out} = \frac{1}{g_{ds}}$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_m + g_{ds}} \ll R_S$$

$$R_{out} = \frac{(g_m + g_{ds})R_S}{g_{ds}}$$

1.4.8 Montage Drain Commun

Dans le schéma "petits signaux", le drain est à la masse, borne commune à l'entrée et à la sortie:



$$i_2 = -g_m v_{gs} + g_{ds} v_2$$

$$v_2 = -R_S i_2$$

$$v_1 = v_{gs} + v_2$$

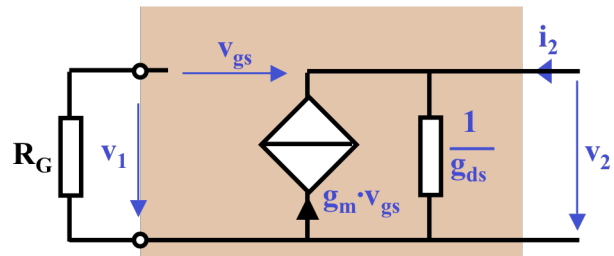
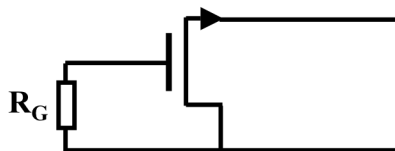
De ces équations, on tire:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{ds}) R_S} \quad \Rightarrow \quad \text{si : } R_S \ll \frac{1}{g_{ds}} \quad A_v = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ds}} \ll R_S \quad A_v = \frac{g_m}{g_m + g_{ds}}$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \infty \quad \text{et} \quad R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \infty$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant :



$$i_2 = -g_m v_{gs} + g_{ds} v_2$$

$$v_1 = 0$$

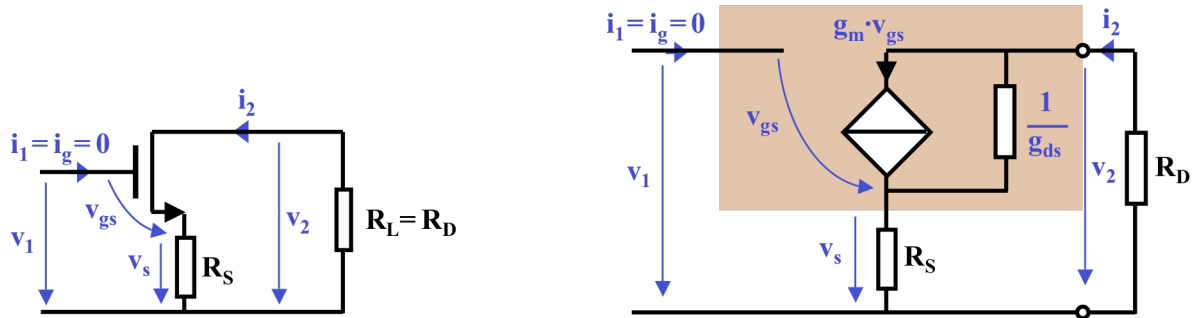
$$v_{gs} = v_1 - v_2 = -v_2$$

De ces équations, on tire:

$$R_{out} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_m + g_{ds}} \quad \text{est indépendante de } R_G$$

1.4.9 Montage Source Commune Dégénérée

Comme pour la source commune, l'entrée est sur la grille et la sortie au drain. Mais dans le schéma "petits signaux", une résistance entre la source et la masse diminue (dégénère) le gain A_v .



$$i_2 = g_m v_{gs} + g_{ds}(v_2 - v_s)$$

$$v_2 = -R_D i_2$$

$$v_s = i_2 R_S$$

$$v_1 = v_{gs} + v_s$$

De ces équations, on tire:

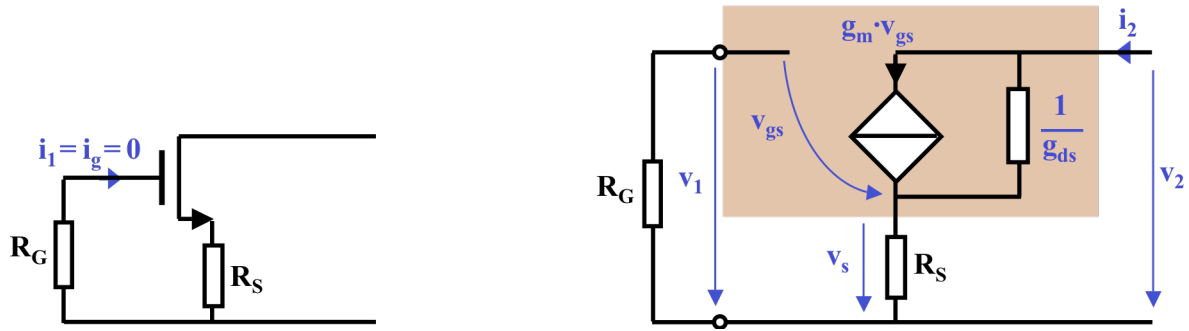
$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-g_m R_D}{1 + (g_m + g_{ds})R_S + g_{ds}R_D} = \frac{-g_m \left[R_D // \left(\frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds})R_S] \right) \right]}{1 + (g_m + g_{ds})R_S}$$

$$\Rightarrow \quad \text{si : } R_D \ll \frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds})R_S] \quad A_v = \frac{-g_m R_D}{1 + (g_m + g_{ds})R_S}$$

$$\text{si : } \frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds})R_S] \ll R_D \quad A_v = \frac{-g_m}{g_{ds}}$$

$$A_i = \frac{i_2}{i_1} = \infty \quad \text{et} \quad R_{in} = \frac{v_1}{i_1} = \infty$$

Pour le calcul de la résistance de sortie, le schéma "petits signaux" est le suivant :



$$i_2 = g_m v_{gs} + g_{ds}(v_2 - v_s)$$

$$v_s = i_2 R_S$$

$$v_1 = 0 \Rightarrow v_{gs} = v_1 - v_s = -v_s$$

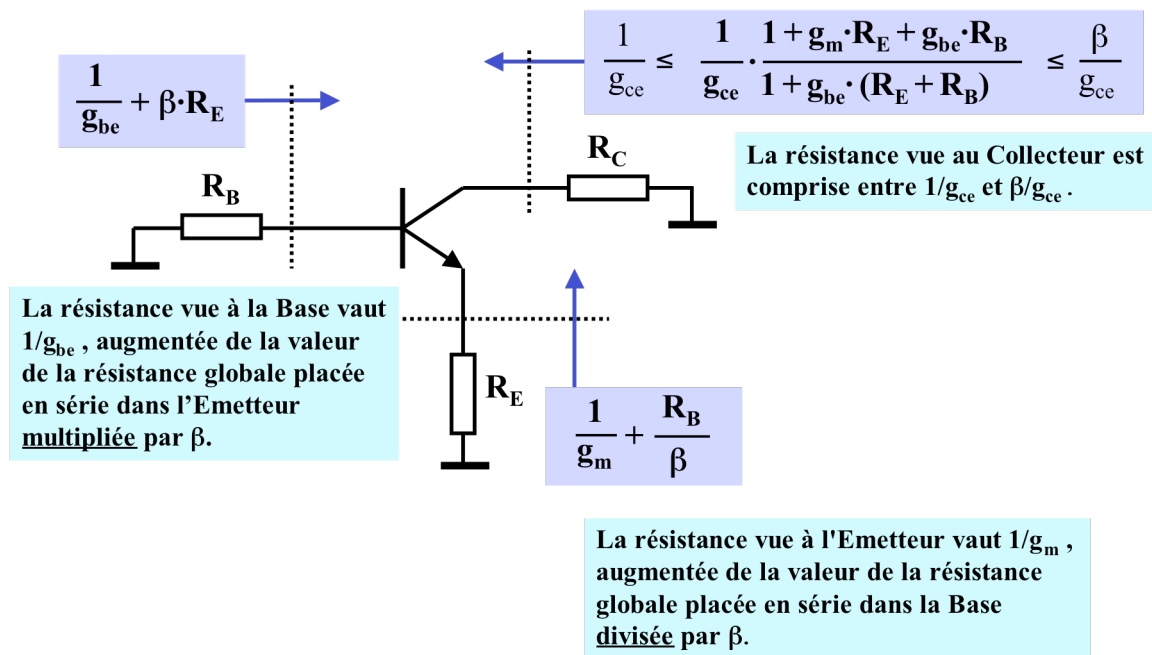
De ces équations, on tire:

$$R_{\text{out}} = \frac{v_2}{i_2} = \frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds})R_S] \Rightarrow \begin{array}{ll} \text{si : } R_S \ll \frac{1}{g_m + g_{ds}} & R_{\text{out}} = \frac{1}{g_{ds}} \\ \text{si : } \frac{1}{g_m + g_{ds}} \ll R_S & R_{\text{out}} = \frac{(g_m + g_{ds})R_S}{g_{ds}} \end{array}$$

1.5. RESISTANCES AUX ACCES DES TRANSISTORS

1.5.1 Résumé synthétique des résistances aux accès du transistor bipolaire

Dans des conditions d'utilisation courantes (attention aux limites de validité établies précédemment !), les résultats obtenus peuvent se résumer aux approximations de la figure ci-dessous :



Cette figure donne la résistance entre un accès du transistor et la masse en fonction des paramètres g_m , g_{be} et g_{ce} , et des résistances de charge des deux autres accès.

Pour rappel, le **gain en tension des montages classiques**, dans les mêmes conditions:

$$A_{v,EC} = \frac{v_C}{v_B} = \frac{-g_m R_C}{1 + g_{ce} R_C} = -g_m \left(R_C // \frac{1}{g_{ce}} \right)$$

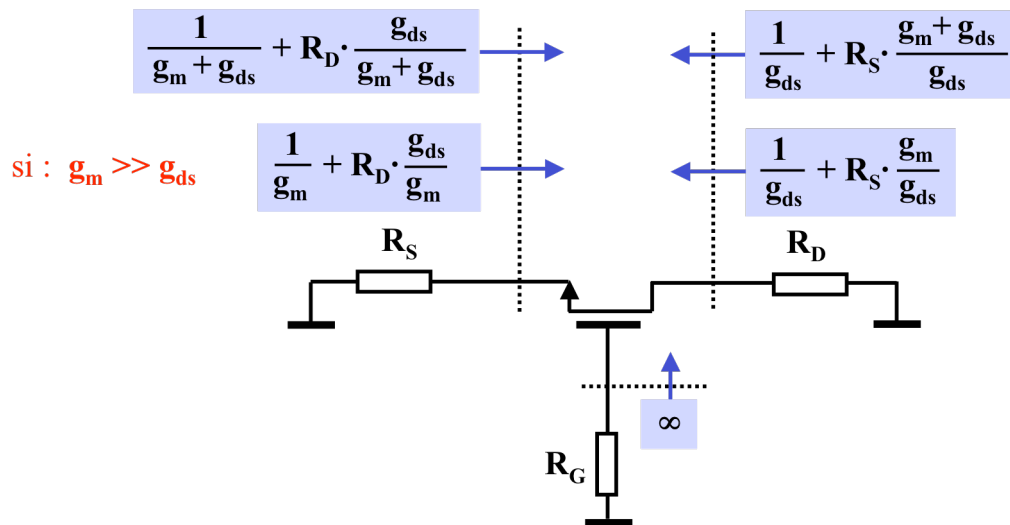
$$A_{v,BC} = \frac{v_C}{v_E} = \frac{g_m R_C}{1 + g_{ce} R_C} = g_m \left(R_C // \frac{1}{g_{ce}} \right)$$

$$A_{v,CC} = \frac{v_E}{v_B} = \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \quad \text{tendant vers l'unité lorsque } R_E > 1/g_m$$

$$A_{v,ECdégénéré} = \frac{v_C}{v_B} = \frac{-g_m R_C}{1 + g_m R_E + g_{ce} R_C (1 + g_{be} R_E)} = \frac{-g_m \left[R_C // \left(\frac{1}{g_{ce}} \cdot \frac{1 + g_m R_E}{1 + g_{be} R_E} \right) \right]}{1 + g_m R_E}$$

1.5.2 Résumé synthétique des résistances aux accès du transistor MOS

Les résultats obtenus précédemment peuvent être résumés dans la figure ci-dessous :



Cette figure donne la résistance entre un accès du transistor et la masse en fonction des paramètres g_m et g_{ds} , et des résistances de charge des deux autres accès.

Pour rappel, le **gain en tension des montages classiques**, dans les mêmes conditions:

$$A_{v,SC} = \frac{v_D}{v_G} = \frac{-g_m R_D}{1 + g_{ds} R_D} = -g_m \left(R_D // \frac{1}{g_{ds}} \right)$$

$$A_{v,GC} = \frac{v_D}{v_S} = \frac{(g_m + g_{ds}) R_D}{1 + g_{ds} R_D} = (g_m + g_{ds}) \left(R_D // \frac{1}{g_{ds}} \right)$$

$$A_{v,DC} = \frac{v_S}{v_G} = \frac{g_m R_S}{1 + (g_m + g_{ds}) R_S}$$

$$A_{v,SC \text{ dégénérée}} = \frac{v_D}{v_G} = \frac{-g_m R_D}{1 + (g_m + g_{ds}) R_S + g_{ds} R_D} = \frac{-g_m \left[R_D // \left(\frac{1}{g_{ds}} [1 + (g_m + g_{ds}) R_S] \right) \right]}{1 + (g_m + g_{ds}) R_S}$$