



**3EE200**  
**Techniques et dispositifs pour l'électronique  
analogique et numérique**

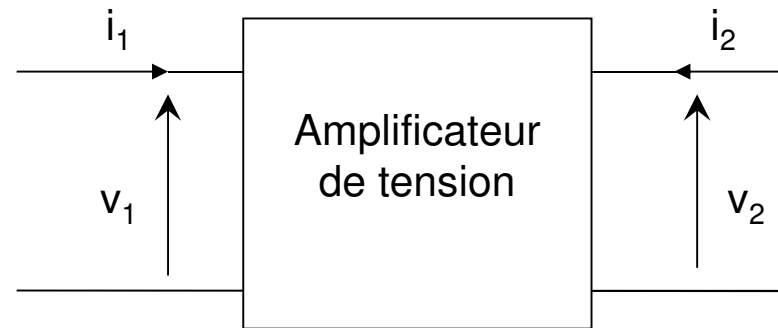
**Chapitre n° 4 :**  
**Fonctions Analogiques à Transistors**





# Amplification de Tension

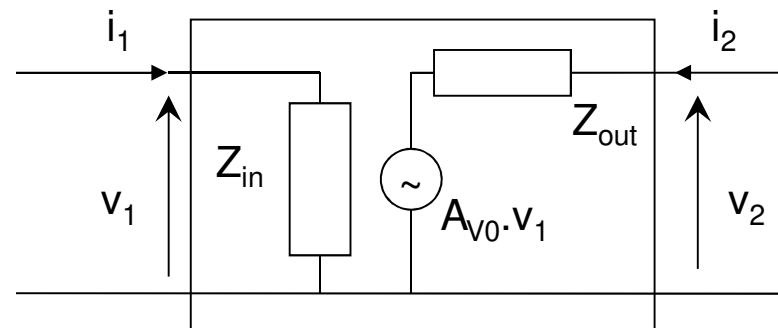
- Amplificateur de tension



## – Schéma équivalent

- Gain en tension à vide

$$A_{V0} = \frac{v_2}{v_1 | i_2=0}$$



- Impédance d'entrée

$$Z_{in} = \frac{v_1}{i_1}$$

- Impédance de sortie

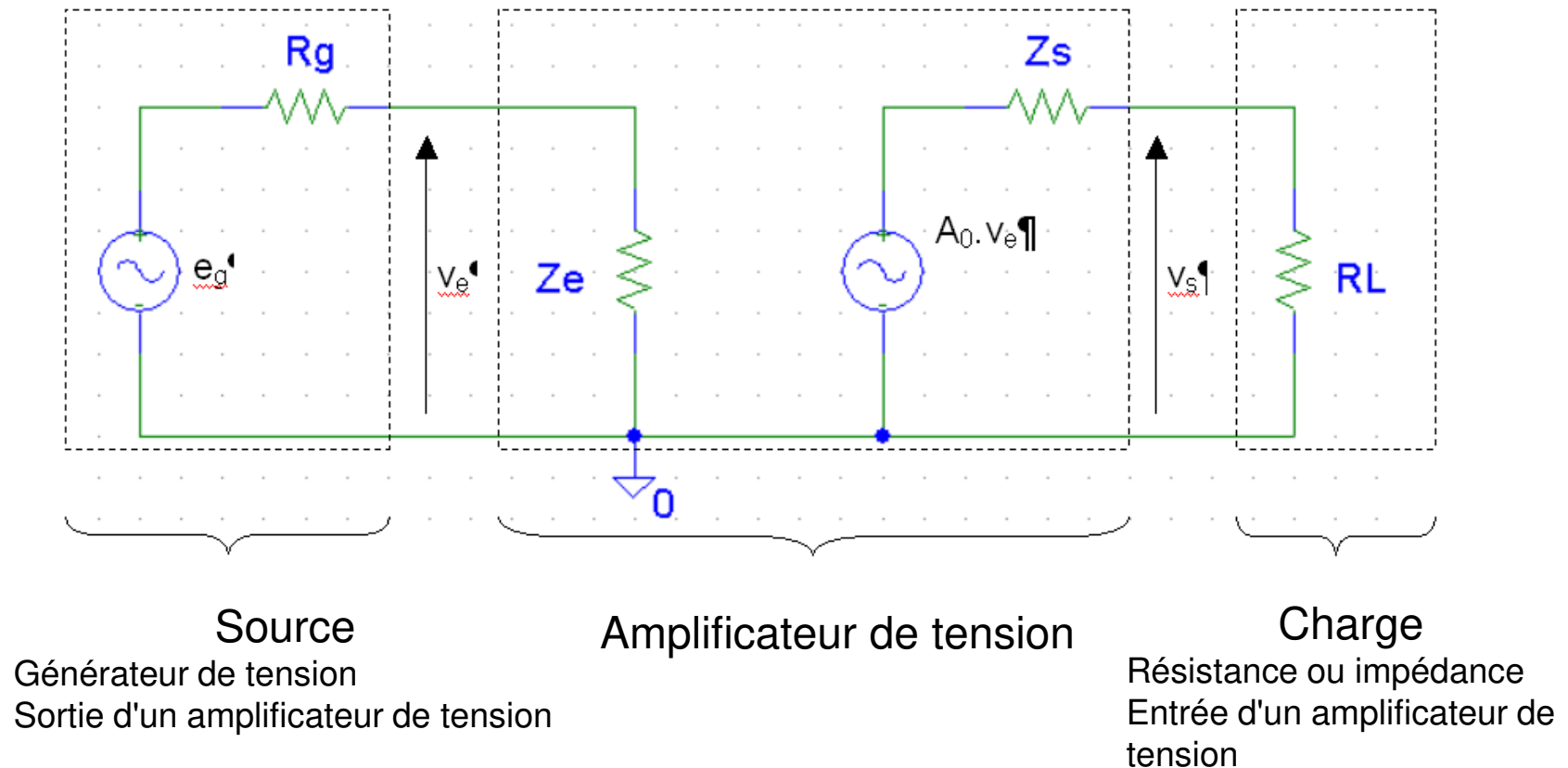
$$Z_{out} = \frac{v_2}{i_2 | v_1=0}$$





# Amplification de Tension

- Influence de la source et de la charge

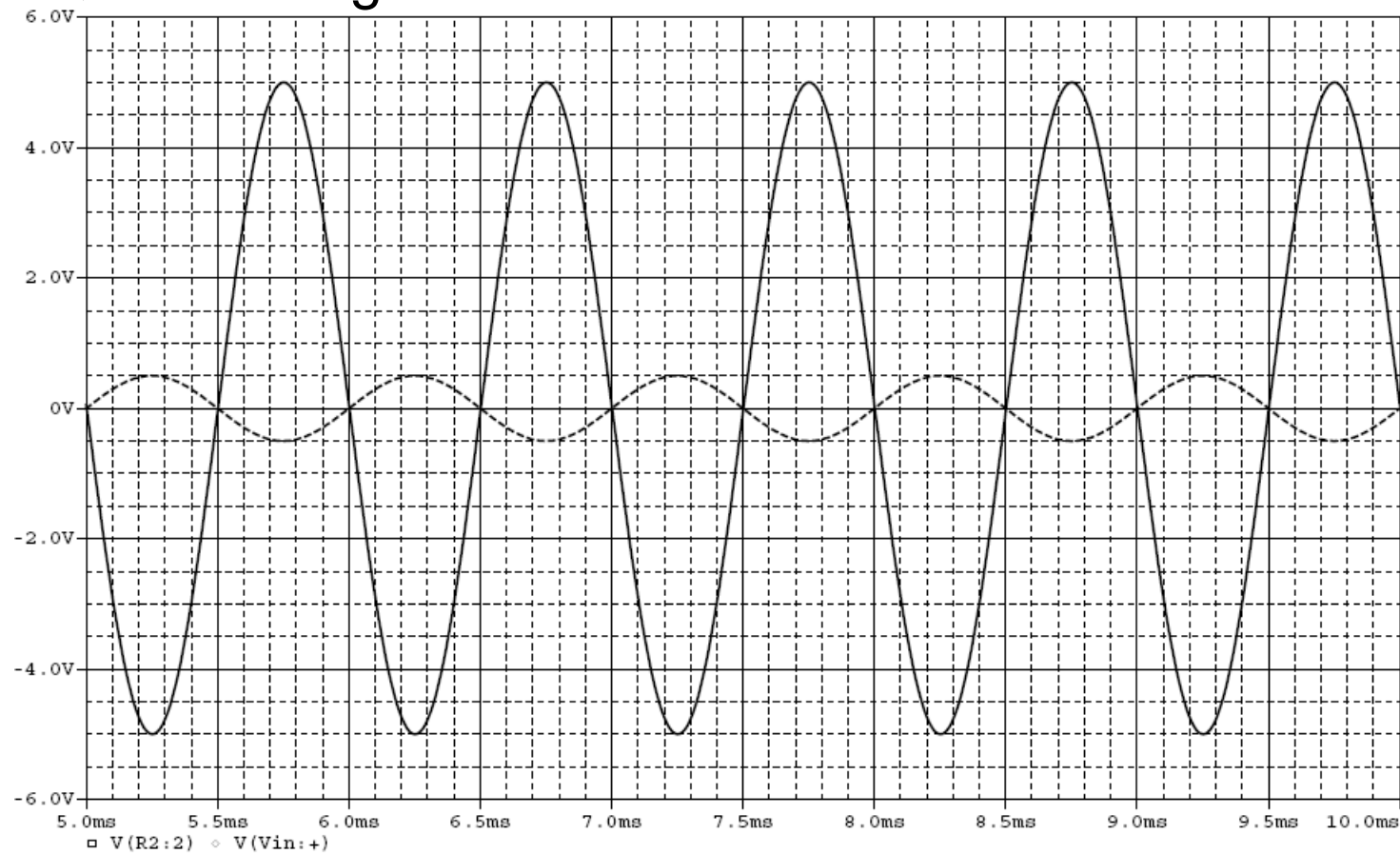


$$V_s = A_0 \cdot v_e \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_s} \rightarrow V_s = A_0 \cdot \frac{Z_e}{R_g + Z_e} \cdot \frac{R_L}{R_L + Z_s} \cdot e_g$$



# Linéarité

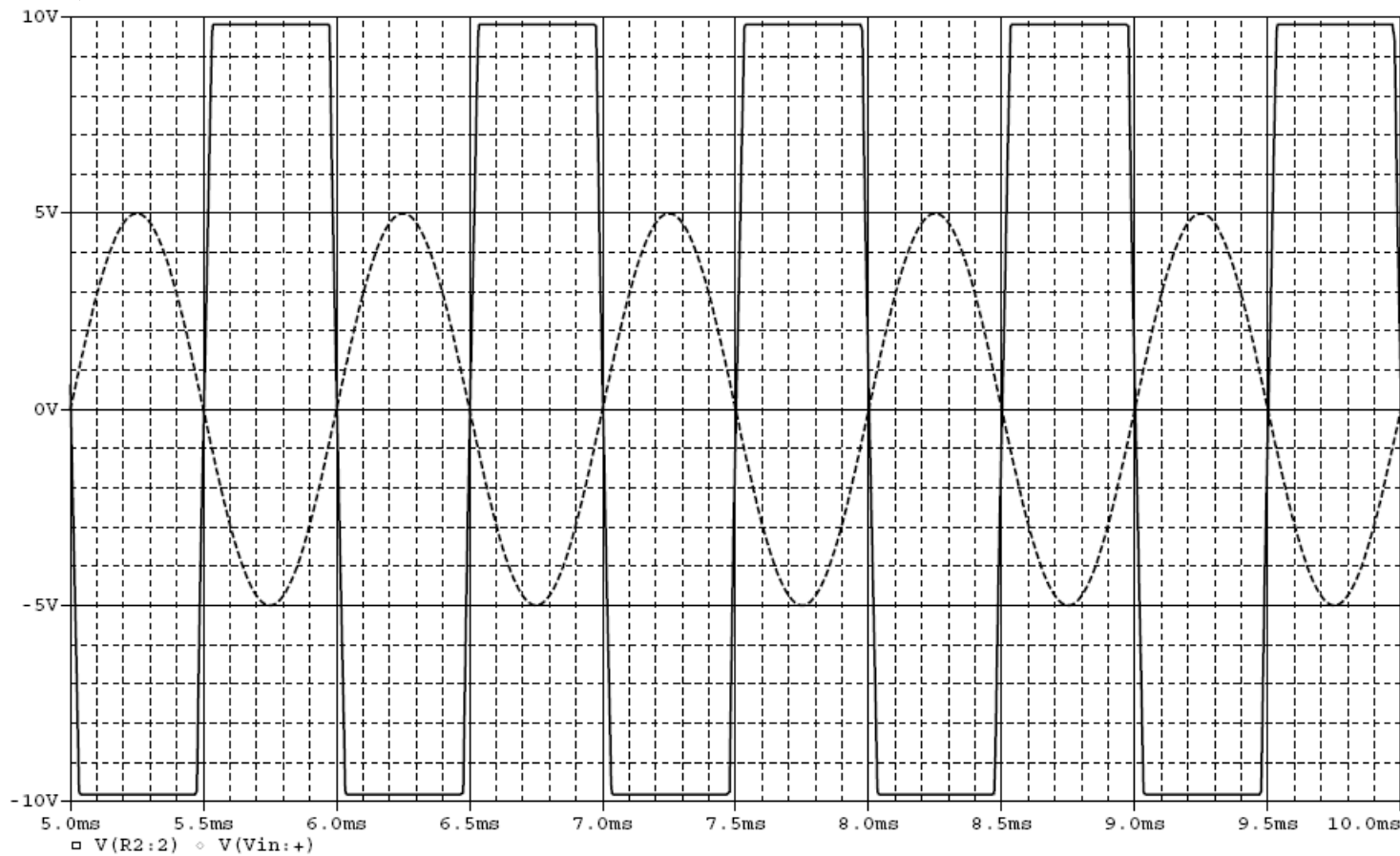
- Linéaire
  - Quel est le gain en tension ?





# Linéarité

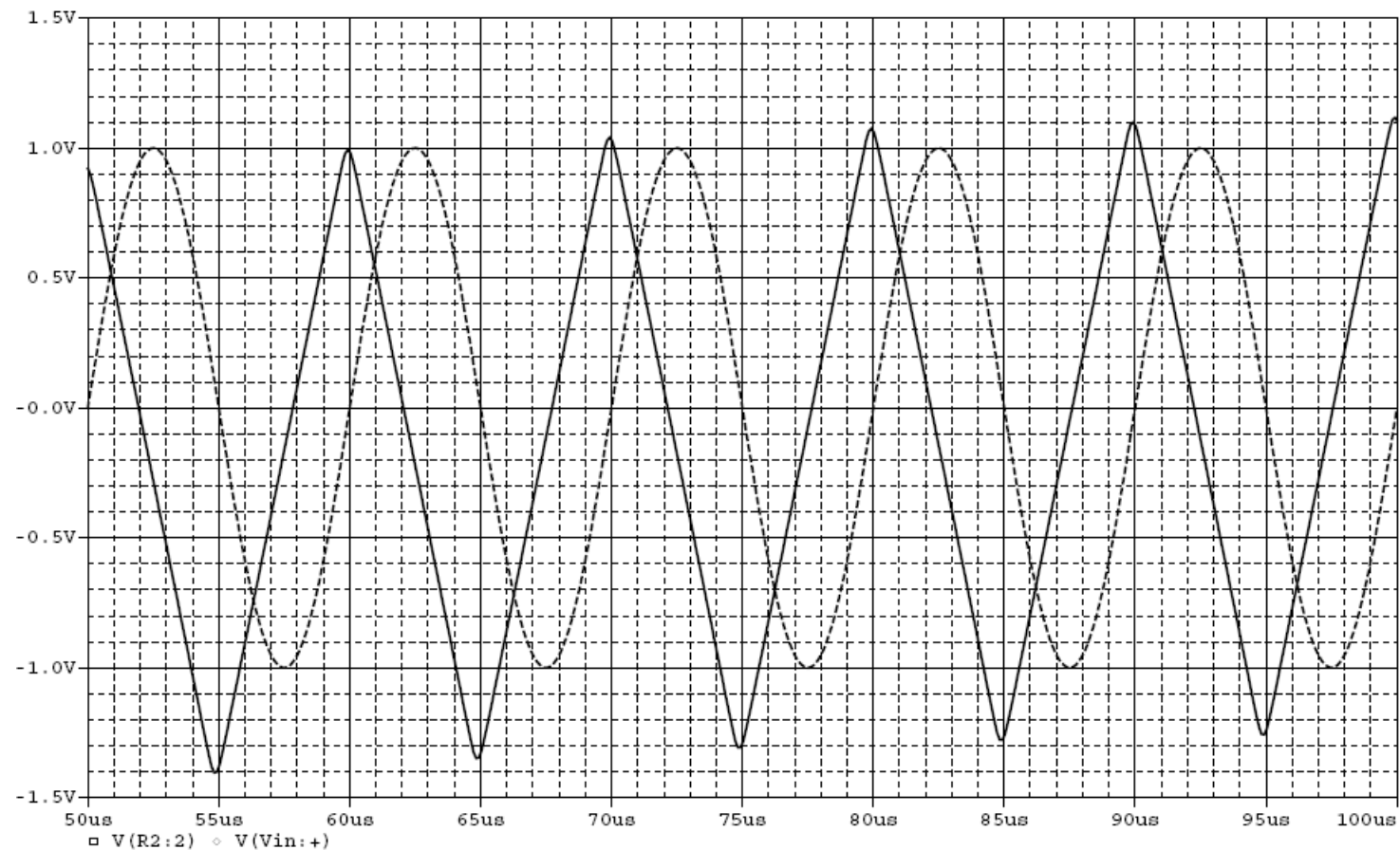
- Non Linéaire (Problème d'alimentation)
  - Quelle est l'alimentation du circuit ?





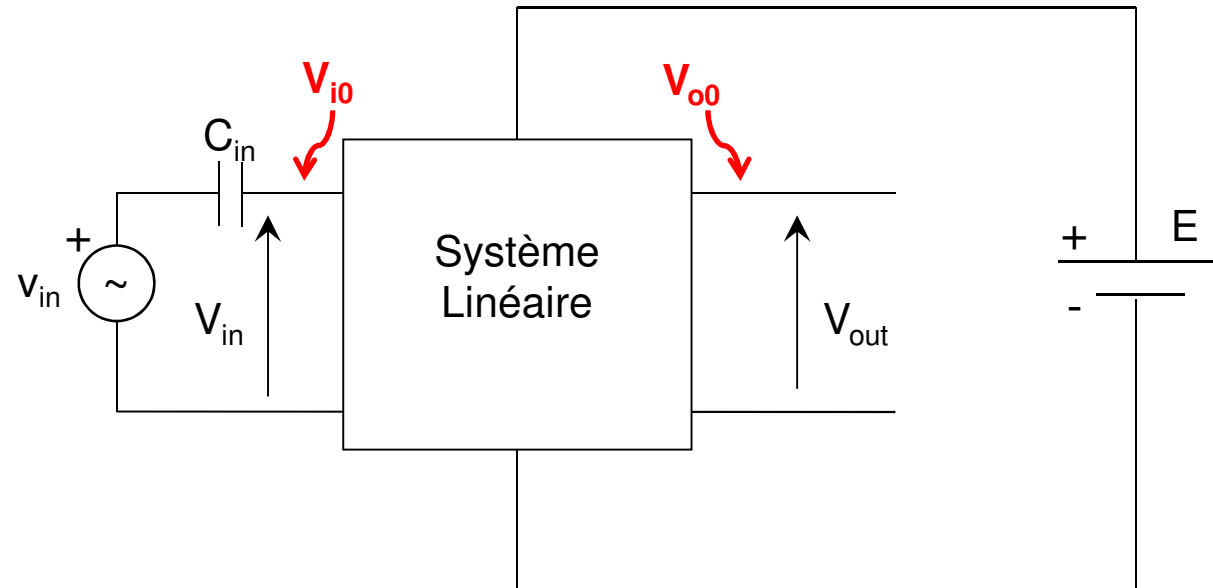
# Linéarité

- Non Linéaire (Problème de rapidité)
  - Que se passe-t-il si la fréquence augmente ?





# Analyse



$$V_{in}(t) = V_{i0} + v_{in}(t)$$

$$V_{out}(t) = V_{o0} + v_{out}(t)$$

En courant continu :

$$V_{in}(t) = V_{i0}$$

$$V_{out}(t) = V_{o0}$$

En courant alternatif :

$$V_{in}(t) = v_{in}(t)$$

$$V_{out}(t) = v_{out}(t)$$

En régime fréquentiel:

$$v_{out}(f) = A(f) \cdot v_{in}(f)$$

En régime sinusoïdal:

$$v_{in}(t) = e_0 \cdot \sin(2\pi f_0 t)$$

$$v_{out}(t) = e_0 \cdot |A(f_0)| \sin(2\pi f_0 t + \text{Arg}(A(f_0)))$$





# Expression des Courants

- Courants dans le NMOS

- Régime bloqué

$$i_{DS} = 0$$

- Régime ohmique  $V_{GS} \geq V_{Tn}$  et  $V_{DS} \leq V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn}$

$$i_{DS} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{Tn}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

- Limite Régime ohmique-saturé  $V_{GS} \geq V_{Tn}$  et  $V_{DS} = V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn}$

$$i_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{DSsat}^2$$

- Régime saturé  $V_{GS} \geq V_{Tn}$  et  $V_{DS} \geq V_{DSsat} = V_{GS} - V_{Tn}$

$$i_{DS} = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn})^2 (1 + \lambda [V_{DS} - V_{DSsat}])$$







# Expression des Courants

- Courants dans le PMOS

- Régime bloqué

$$i_{SD} = 0$$

- Régime ohmique  $V_{SG} \geq |V_{Tp}|$  et  $V_{SD} \leq V_{SDsat} = V_{SG} - |V_{Tp}|$

$$i_{SD} = \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{SG} - |V_{Tp}|) V_{SD} - \frac{V_{SD}^2}{2} \right]$$

- Limite Régime ohmique-saturé  $V_{SG} \geq |V_{Tp}|$  et  $V_{SD} = V_{SDsat} = V_{SG} - |V_{Tp}|$

$$i_{SD} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{Tp}|)^2$$

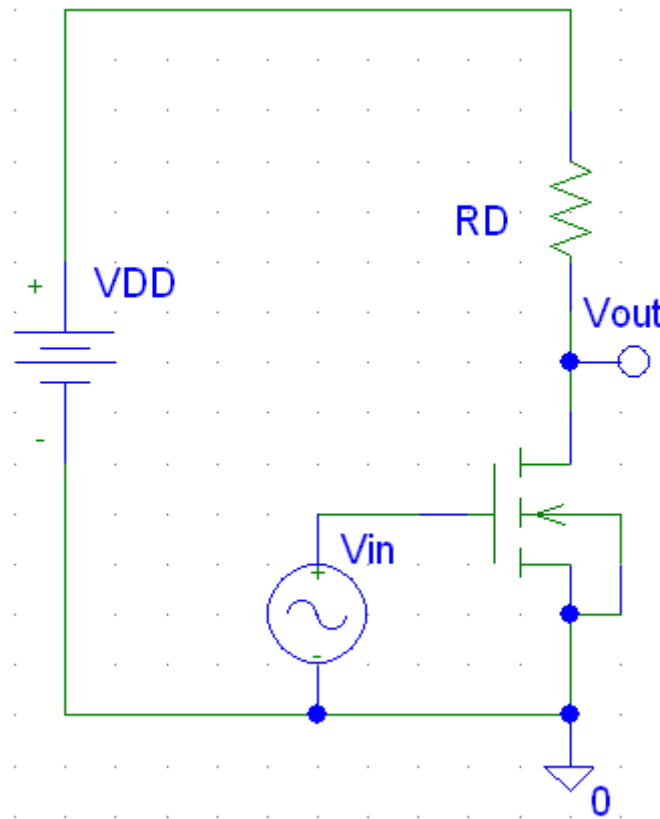
- Régime saturé  $V_{SG} \geq |V_{Tp}|$  et  $V_{SD} \geq V_{SDsat} = V_{SG} - |V_{Tp}|$

$$i_{SD} = \frac{1}{2} \mu_p C_{ox} \frac{W}{L} (V_{SG} - |V_{Tp}|)^2 (1 + \lambda [V_{SD} - V_{SDsat}])$$





# Montage Source Commune

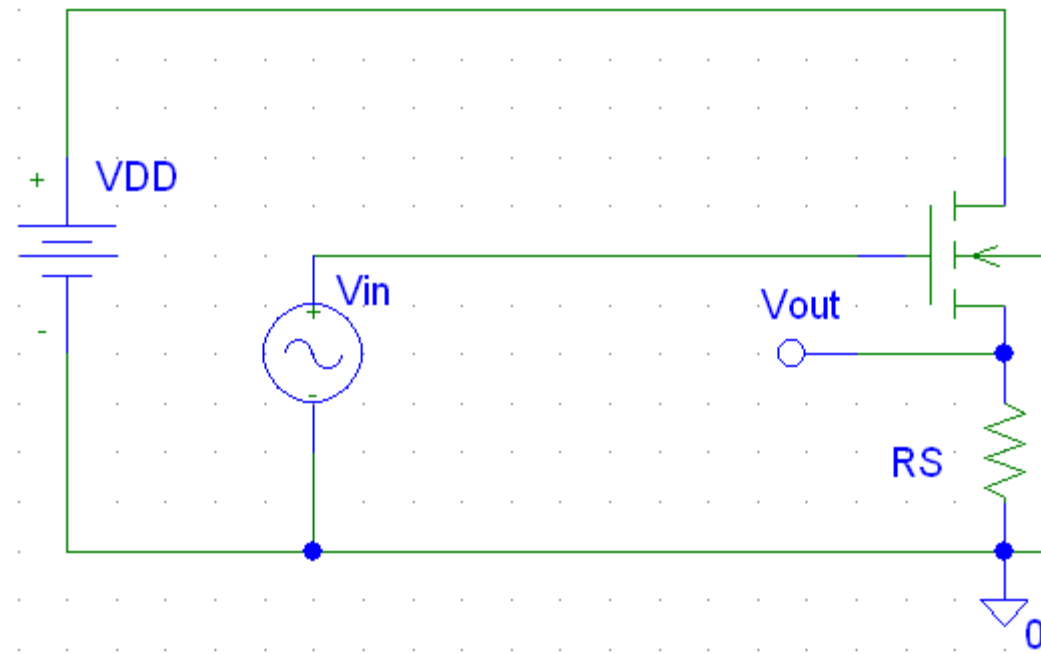


**NMOS**;  $L = 2\mu\text{m}$ ;  $W = 30\mu\text{m}$ ;  $\mu_n \cdot C_{\text{ox}} = 120\mu\text{A} \cdot \text{V}^{-2}$ ;  
 $V_{\text{Tn0}} = 1\text{V}$ ;  $\lambda = 0.01\text{V}^{-1}$ ;  $R_D = 3,3\text{k}\Omega$ ;  $E = 5\text{V}$



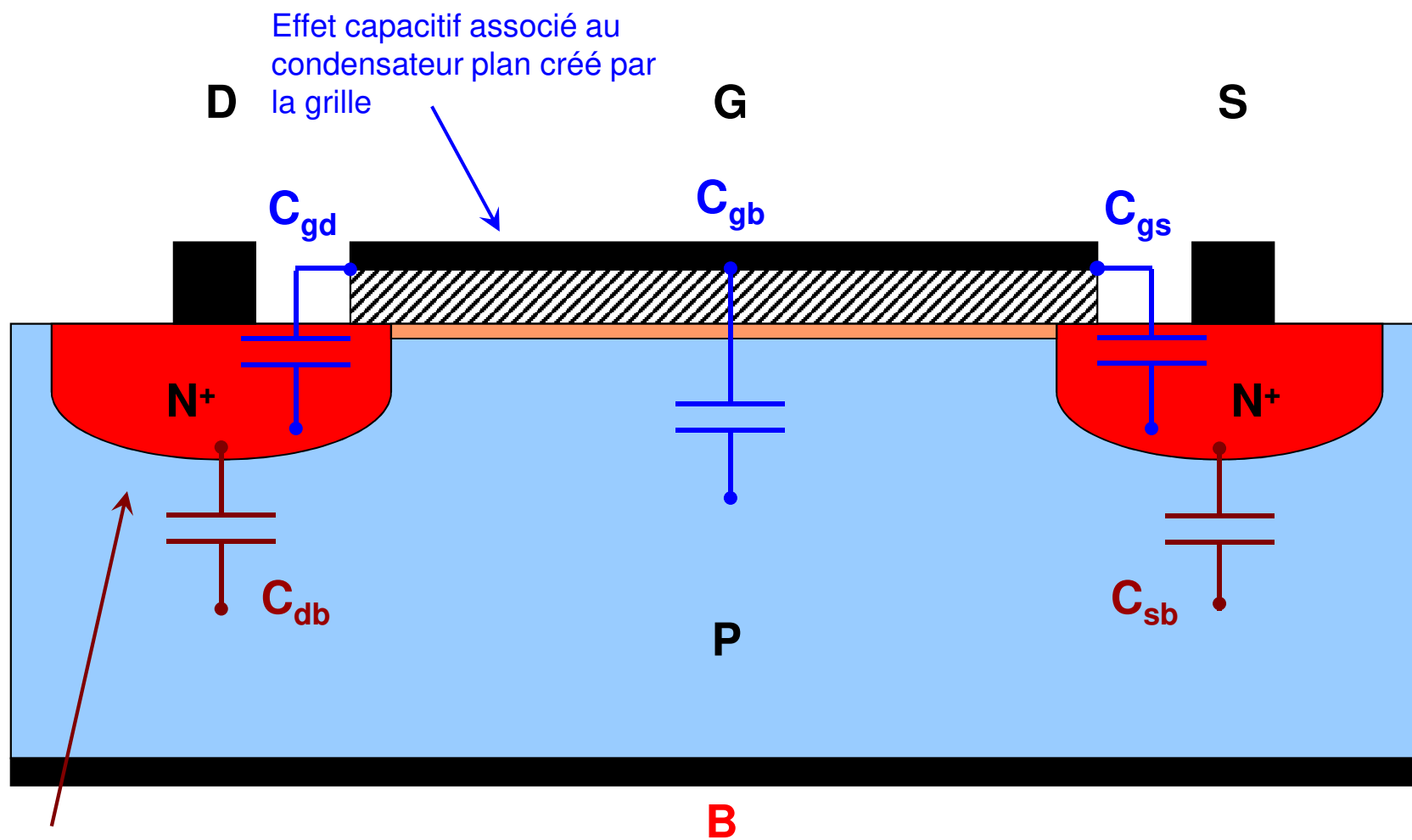


# Montage Drain Commun





# Capacités internes



Effet capacitif associé au condensateur plan créé par la grille

Effet capacitif associé à la jonction PN<sup>+</sup>



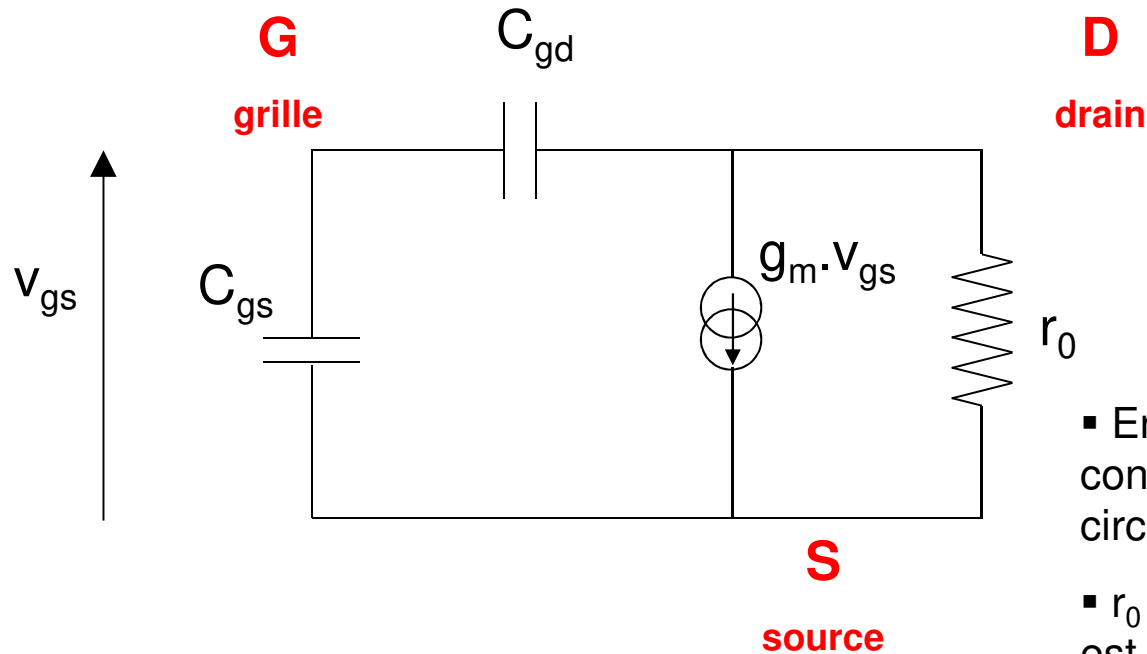


# Le MOSFET en HF

- Si on néglige les effets du substrat

$$g_m = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{GS}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{Tn}) = \frac{2 I_{DS}}{(V_{GS} - V_{Tn})}$$

$$r_{ds} = \frac{1}{\frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}} = \frac{1}{\lambda I_{DS}} = \frac{V_{AF}}{I_{DS}}$$



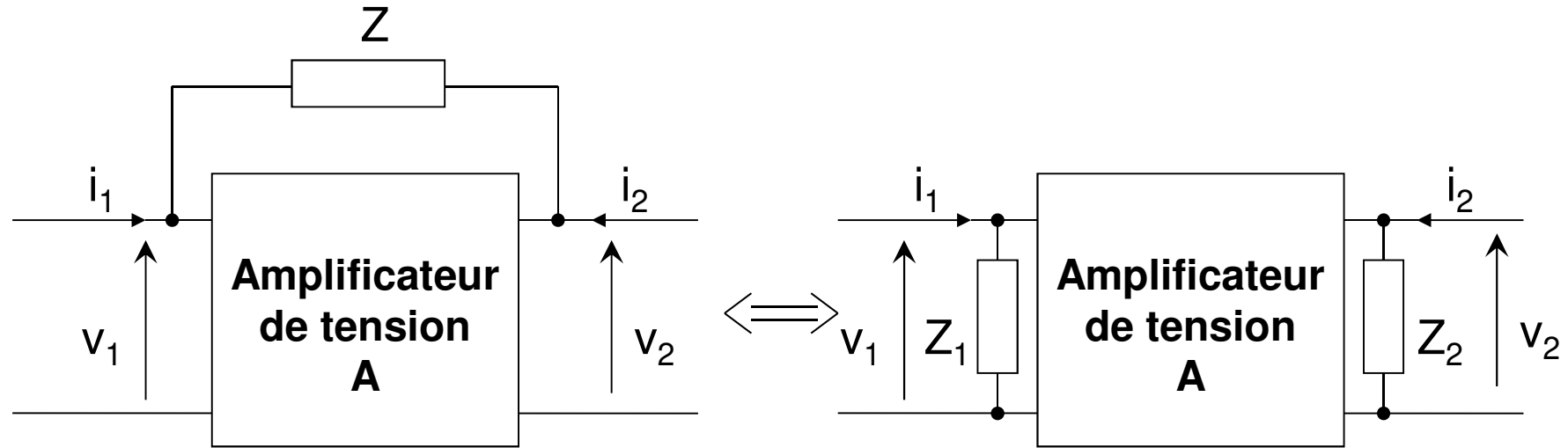
- En basses fréquences on néglige les condensateurs, considérés comme des circuits ouverts

- $r_0$  est fonction de la tension d'Early  $V_{AF}$  et est souvent considérée comme un circuit ouvert





# Théorème de Miller



$$\frac{v_1 - v_2}{Z} = \frac{v_1}{Z_1}$$

$$\Rightarrow \frac{v_1 (1 - A)}{Z} = \frac{v_1}{Z_1}$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_1 = \frac{Z}{(1 - A)}}$$

$$\frac{v_2 - v_1}{Z} = \frac{v_2}{Z_2}$$

$$\frac{v_2 \left(1 - \frac{1}{A}\right)}{Z} = \frac{v_2}{Z_2}$$

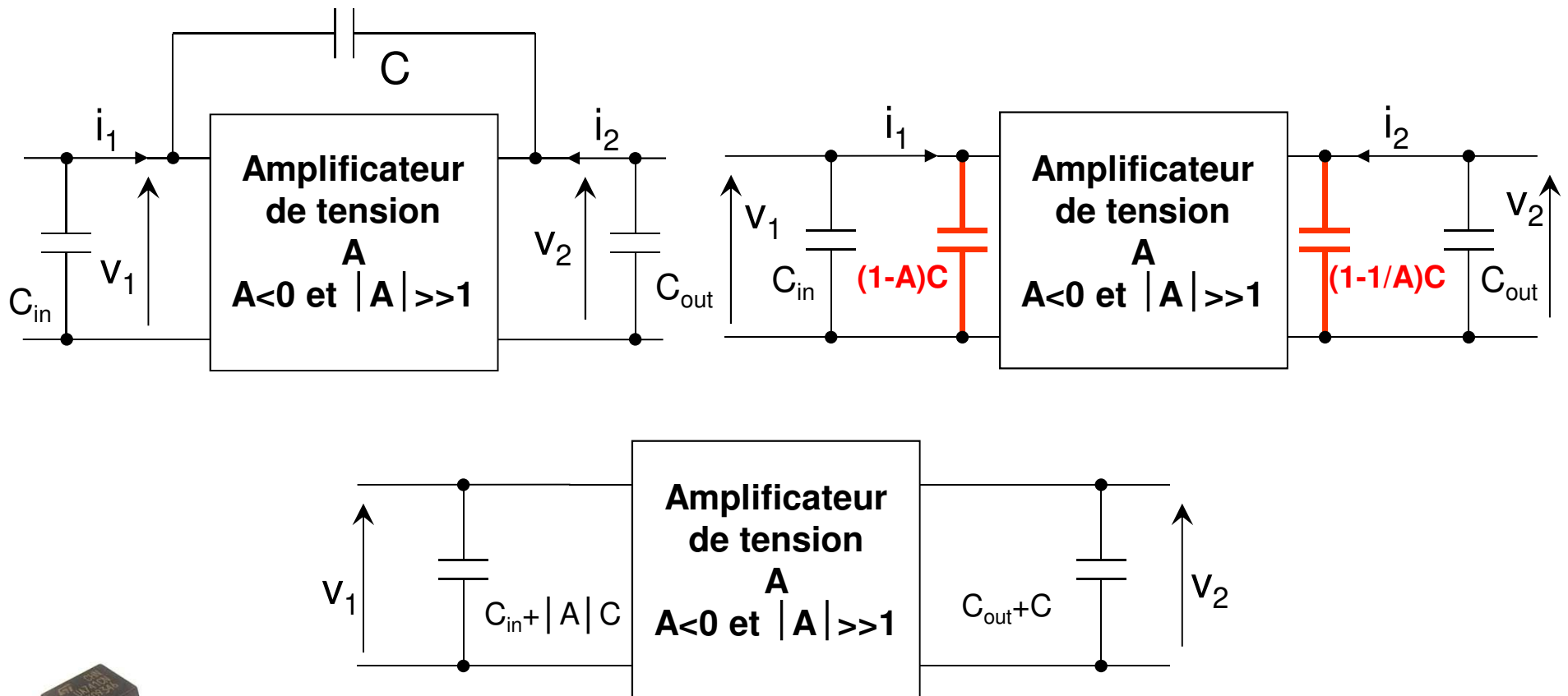
$$\boxed{Z_2 = \frac{Z}{\left(1 - \frac{1}{A}\right)}}$$





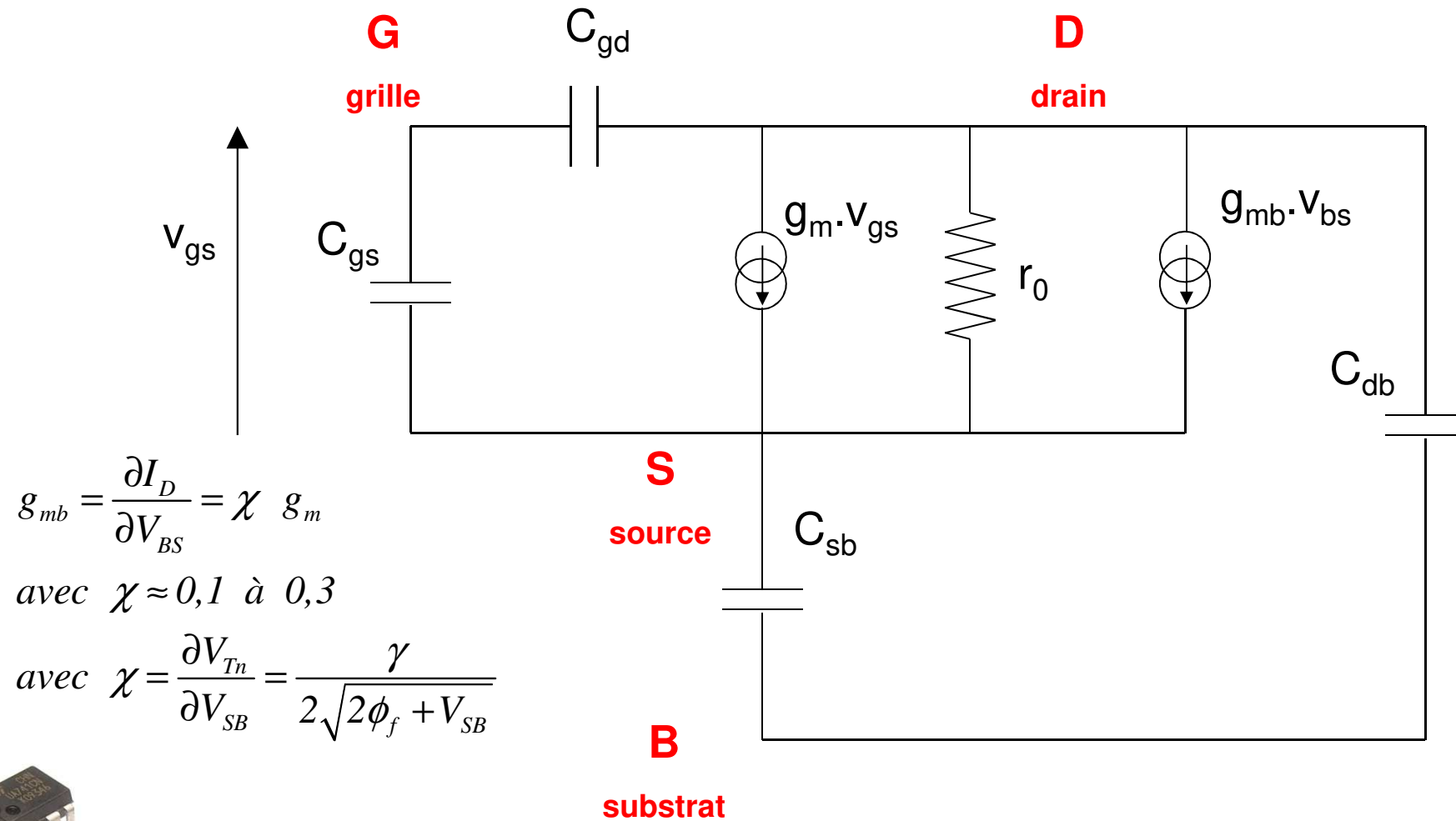
# Théorème de Miller

- Application aux effets capacitifs dans les amplificateurs de tension





# Effet du substrat



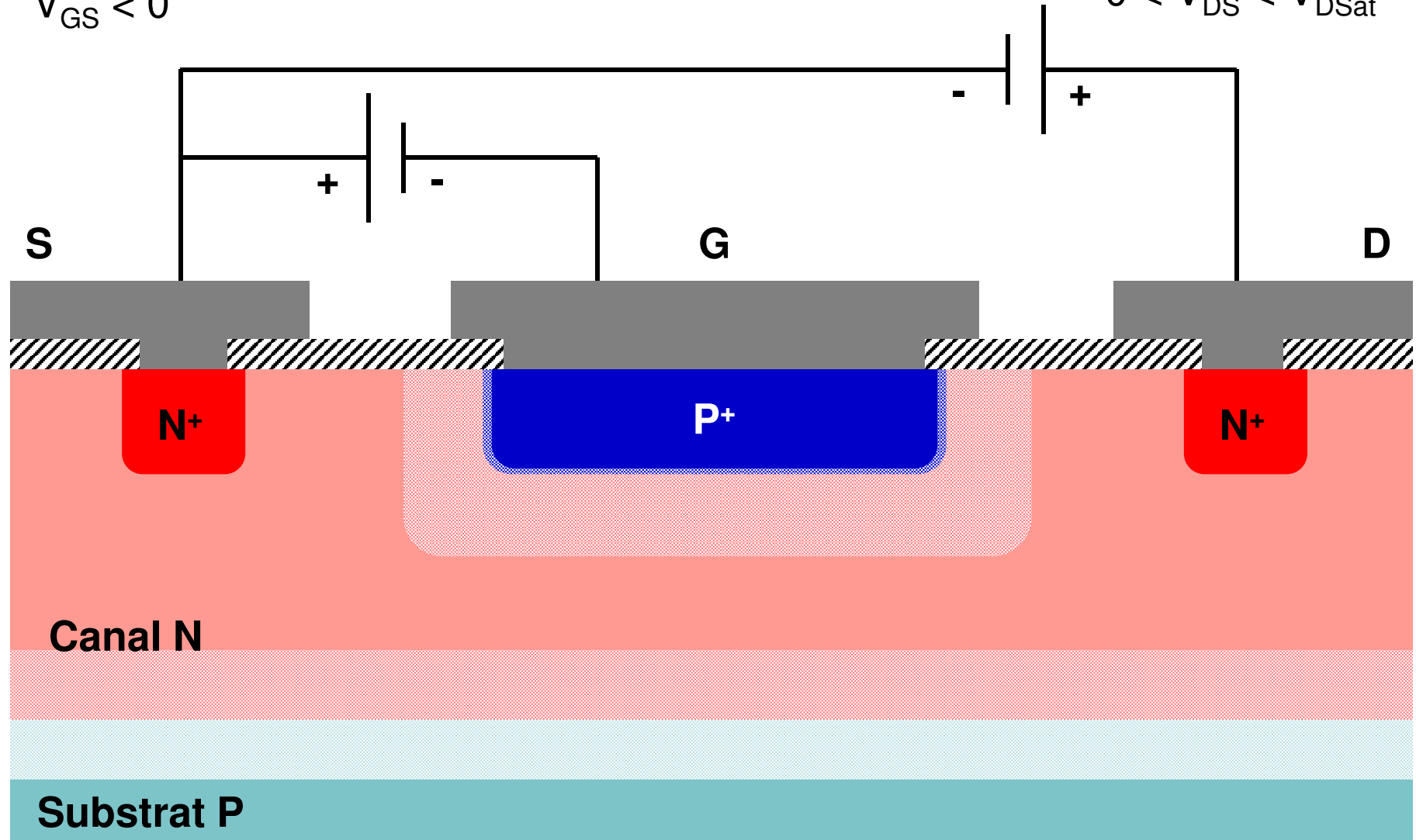




## 12. JFET

$$V_{GS} < 0$$

$$0 < V_{DS} < V_{DSat}$$

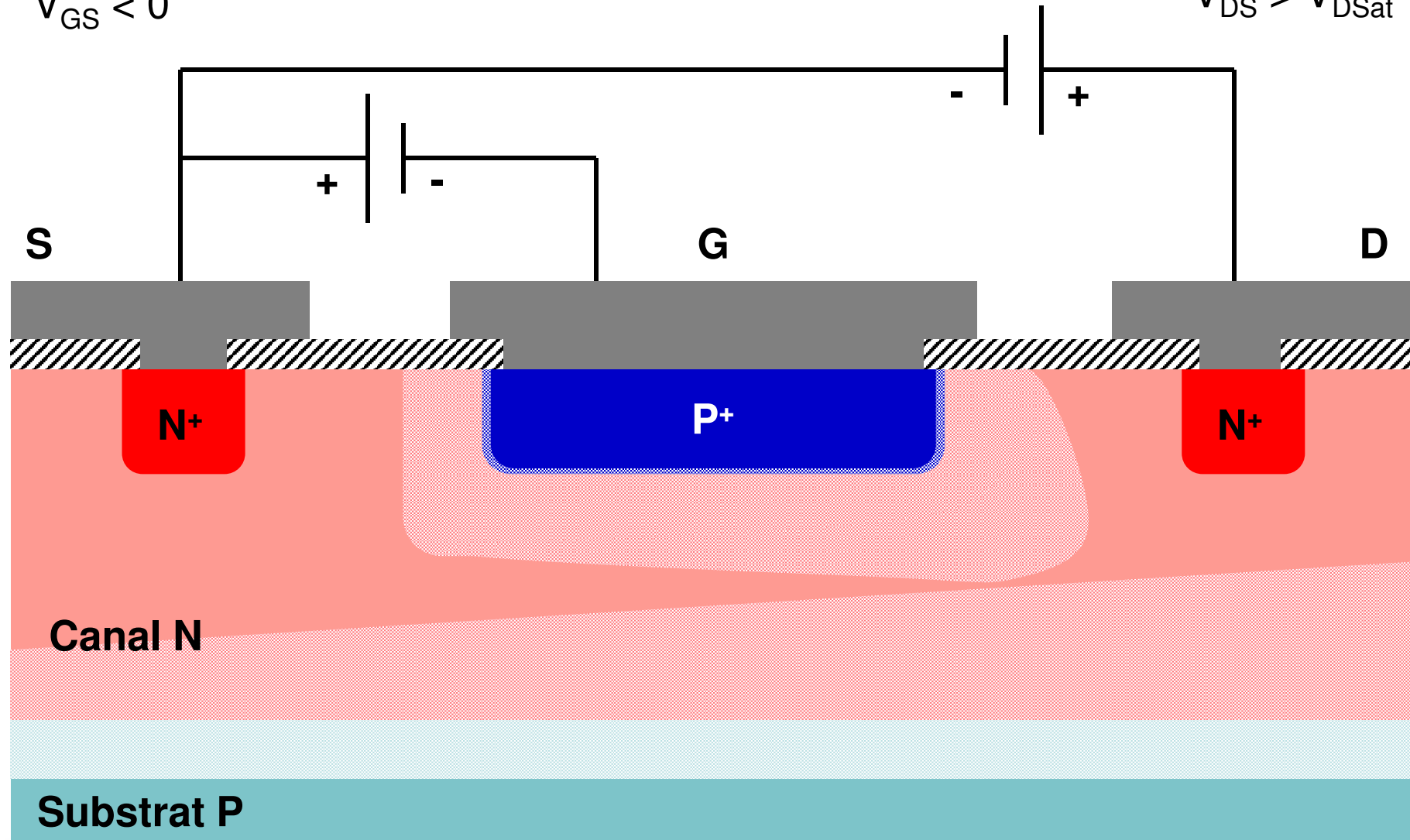




## 12. JFET

$$V_{GS} < 0$$

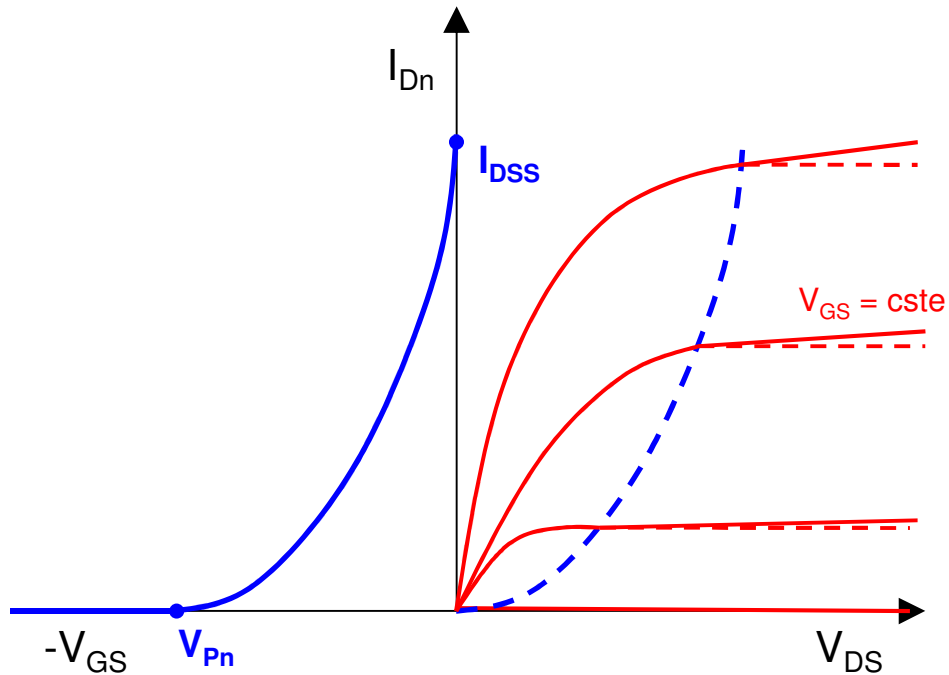
$$V_{DS} > V_{DSat}$$



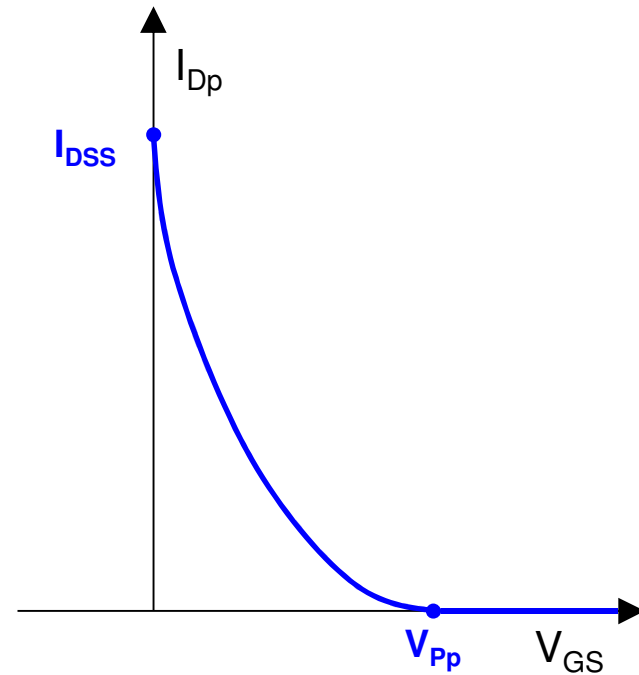


## 12. JFET

- Caractéristiques courant-tension



Canal N



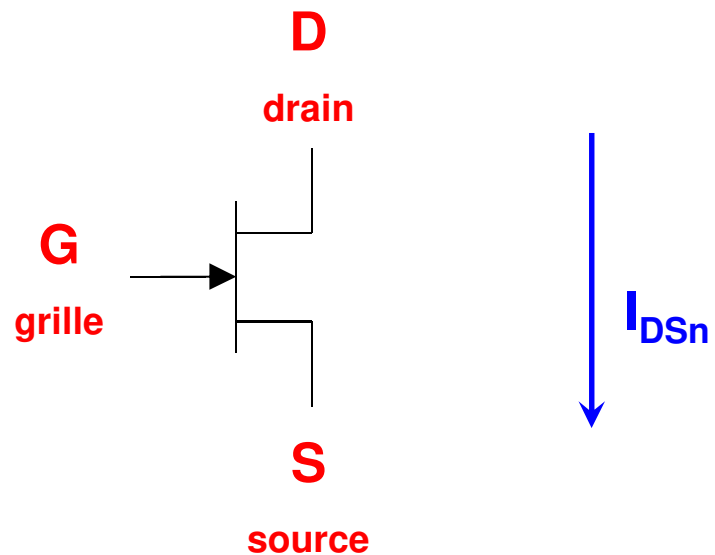
Canal P



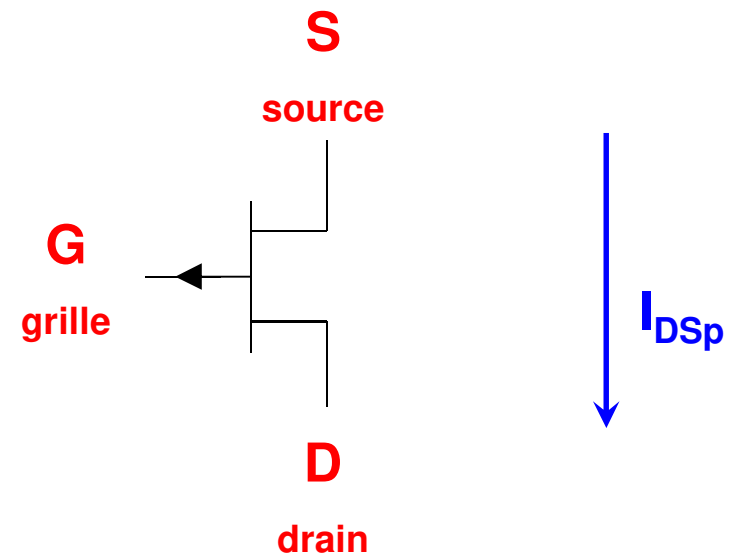


## 12. JFET

- Symboles électriques



Canal N



Canal P





## 12. JFET

Si  $V_P \leq V_{GS} \leq 0$      $I_D \geq 0$

On pose  $V_{DSsat} = V_{GS} - V_P$

$V_P = -2V$  à  $-8V$

$I_{DSS} = \text{qqes mA}$

- Régime ohmique : Si  $V_{DS} \leq V_{DSsat}$

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left[ 2 \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right) \cdot \left| \frac{V_{DS}}{V_P} \right| - \left( \frac{V_{DS}}{V_P} \right)^2 \right]$$

- Régime saturé : Si  $V_{DS} \geq V_{DSsat}$

$$I_D = I_{DSS} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^2$$

**Remarques :**

- On néglige l'effet de modulation de largeur

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = -2 \cdot \frac{I_{DSS}}{V_P} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] = -2 \cdot \frac{I_{DSS}}{V_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$





## 12. JFET

- Régime ohmique : Le JFET est considéré comme une résistance  $R_{DS}$  fonction de la tension de commande  $V_{GS}$

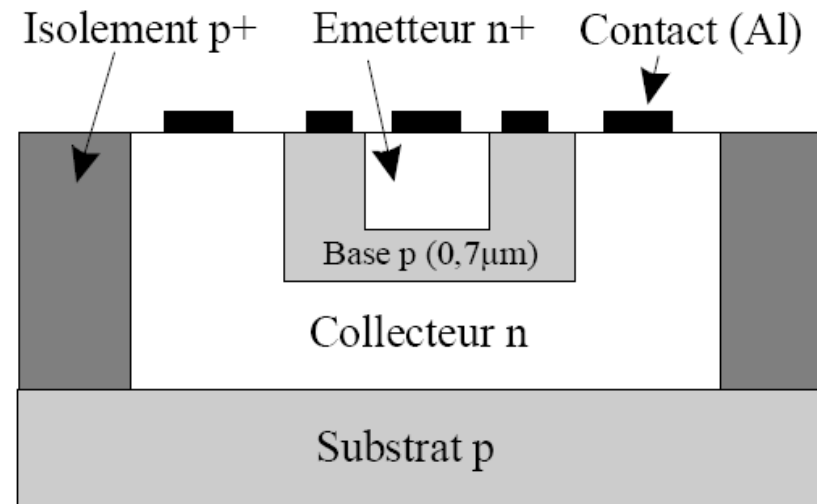
$$R_{DS}(V_{GS}) = \frac{1}{\frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \big|_{V_{DS}=0}}$$

- Si  $V_{GS} \rightarrow 0$ ,  $R_{DS} \rightarrow R_{DSmin}$
- Si  $V_{GS} \rightarrow -\infty$ ,  $R_{DS} \rightarrow \infty$

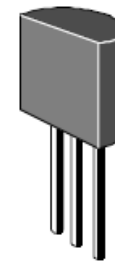




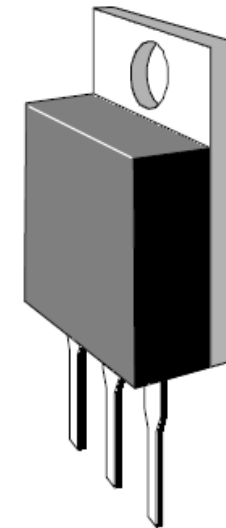
# 13. Le BJT



Coupe transversale d'un transistor de type "planar" réalisé par diffusion



transistor  
petits signaux

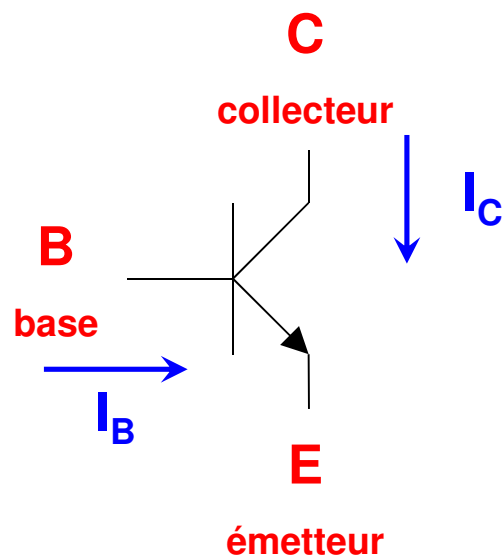


transistor  
de puissance

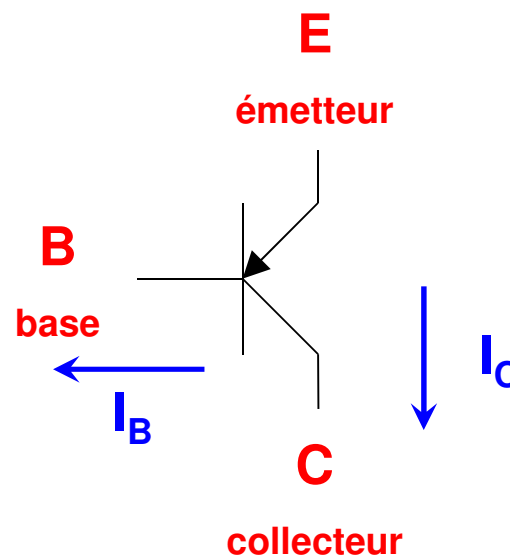




## 13.1 Symboles électriques du BJT



**NPN**



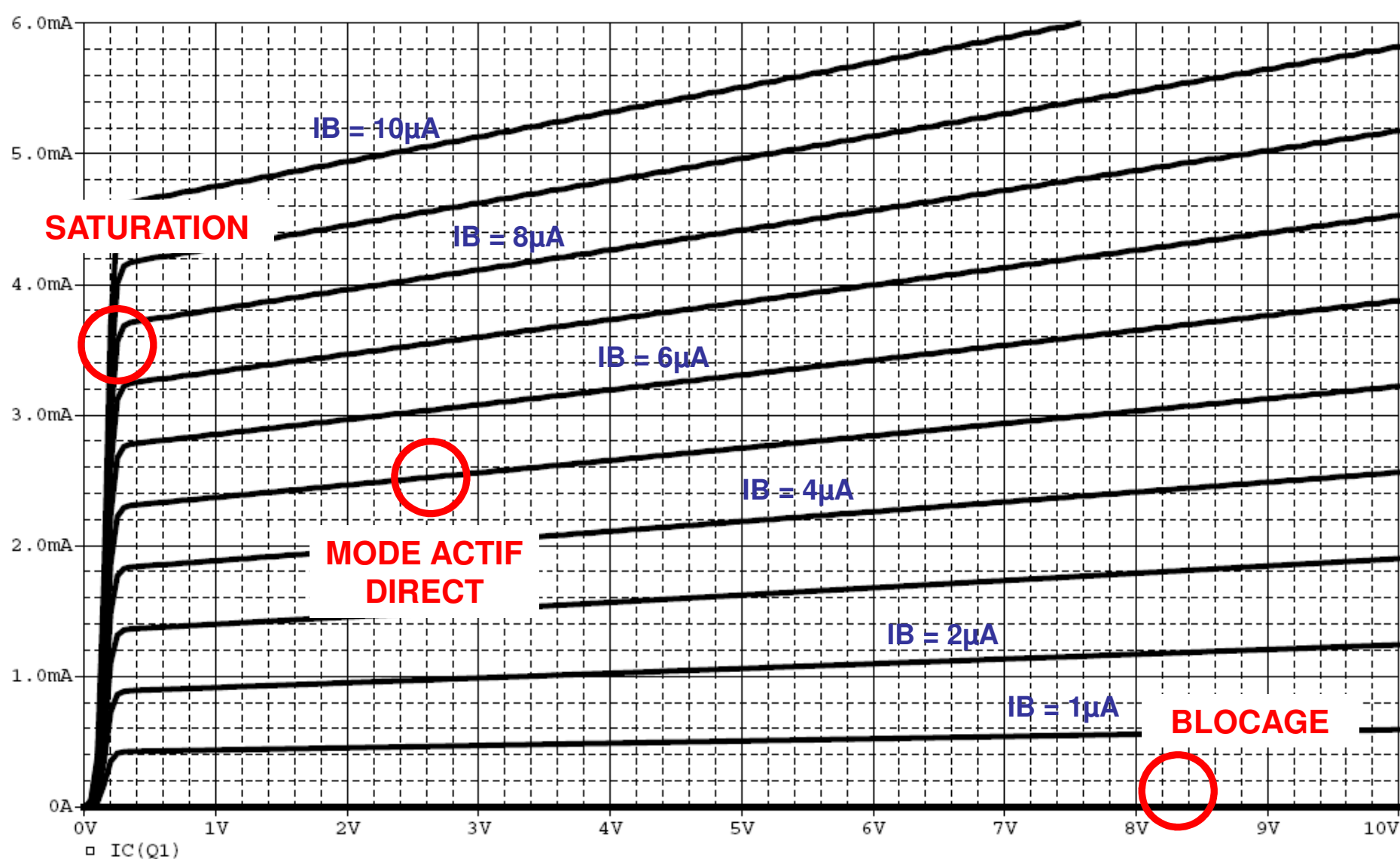
**PNP**







## 13.2 Caractéristiques Courant-Tension

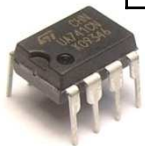


Caractéristique du BC548C  $I_C(V_{CE})$  à  $I_B = \text{constante}$  (pas de  $1\mu A$ )



## 13.3 Modes de fonctionnement du BJT

Mode de fonctionnement	Polarisation de la Jonction BE	Polarisation de la Jonction BC	Relations
Mode Actif Direct	Directe	Inverse	$V_{BE} = 0,6 \text{ V}$ $I_C = \beta_F \cdot I_B$
Mode Bloqué	Inverse	Inverse	$I_C = I_B = I_E = 0$
Mode Saturé	Directe	Directe	$V_{CE} = 0 \text{ V}$ $I_C < \beta_F \cdot I_B$
Mode Actif Inverse	Inverse	Directe	$V_{BC} = 0,6 \text{ V}$ $I_E = \beta_R \cdot I_B$

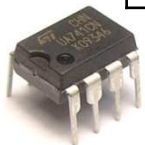


- $\beta_F \sim 50 \text{ à } 500$
- $\beta_R \sim 1 \text{ à } 5$



## 13.3 Modes de fonctionnement du BJT

Mode de fonctionnement	Polarisation de la Jonction EB	Polarisation de la Jonction CB	Relations
Mode Actif Direct	Directe	Inverse	$V_{EB} = 0,6 \text{ V}$ $I_C = \beta_F \cdot I_B$
Mode Bloqué	Inverse	Inverse	$I_C = I_B = I_E = 0$
Mode Saturé	Directe	Directe	$V_{EC} = 0 \text{ V}$ $I_C < \beta_F \cdot I_B$
Mode Actif Inverse	Inverse	Directe	$V_{CB} = 0,6 \text{ V}$ $I_E = \beta_R \cdot I_B$



- $\beta_F \sim 50 \text{ à } 500$
- $\beta_R \sim 1 \text{ à } 5$



## 13.4 Le BJT en courant alternatif

- Schéma équivalent courant alternatif - Giacoletto

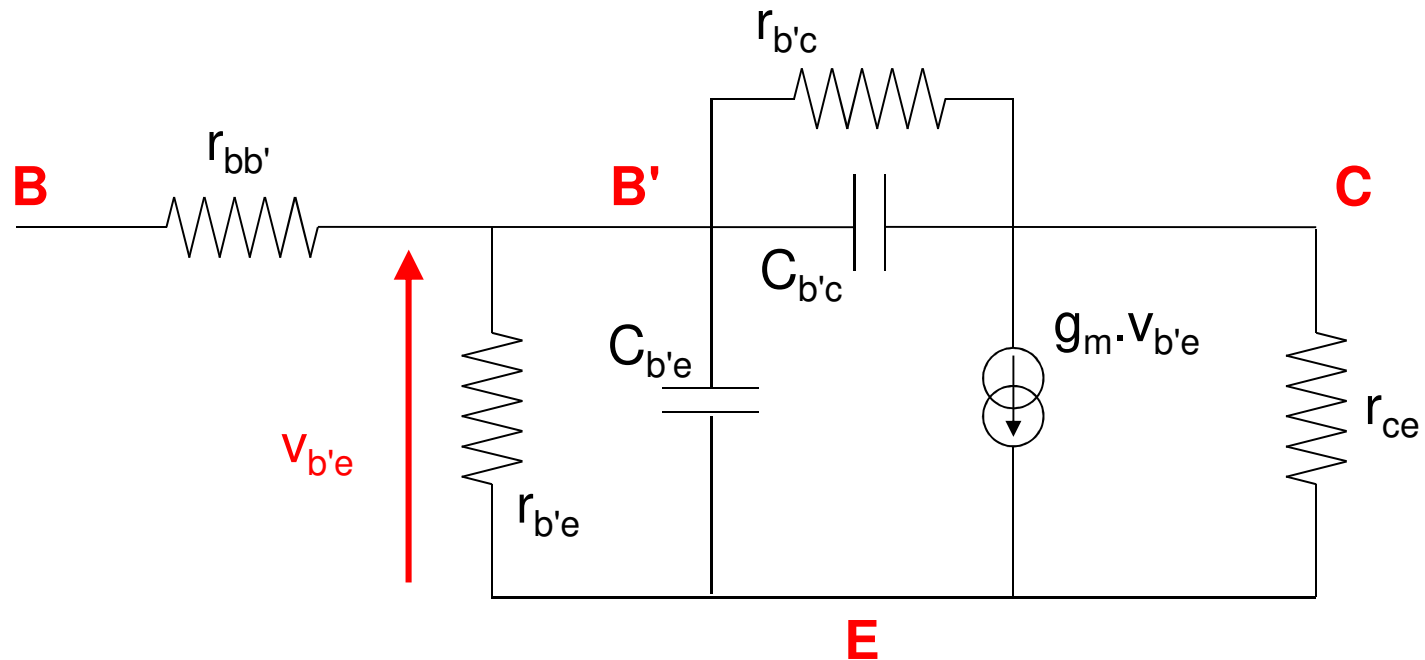
$$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$$

$$r_{b'e} = \frac{V_T}{I_{B0}} = \beta \cdot \frac{V_T}{I_{C0}}$$

$$r_{ce} = \frac{|V_{AF}|}{I_{C0}}$$

$$r_{bb'} \ll r_{b'e}$$

$$r_{b'c} \approx M\Omega$$



En BF :  $C_{b'e}$  et  $C_{b'c}$  considérées comme circuit ouvert

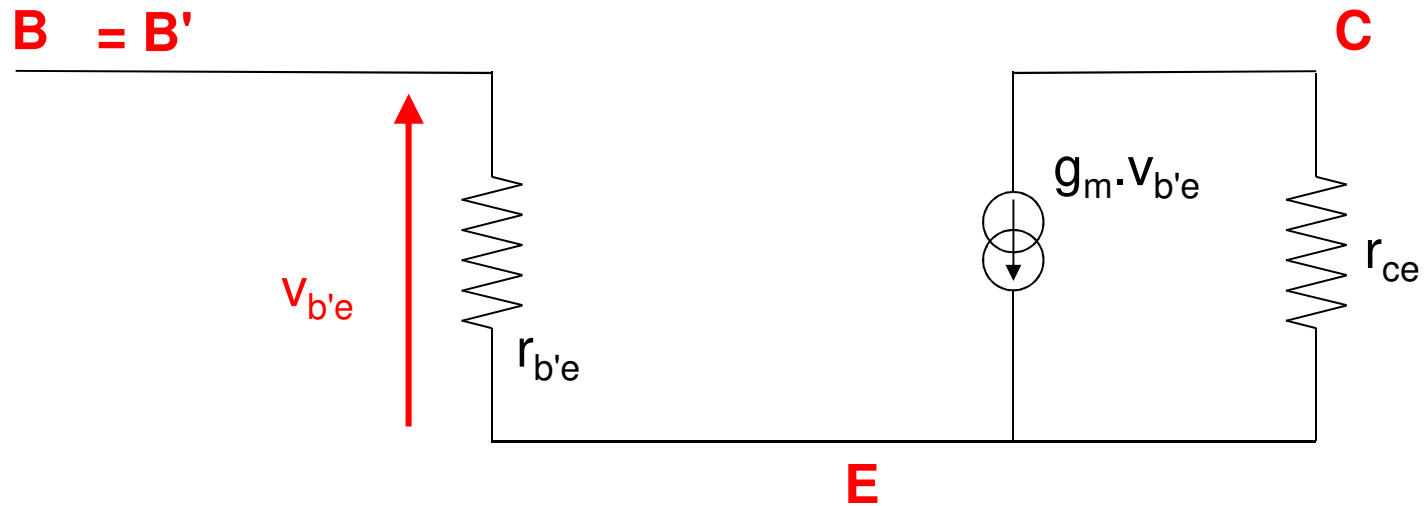




## 13.4 Le BJT en courant alternatif

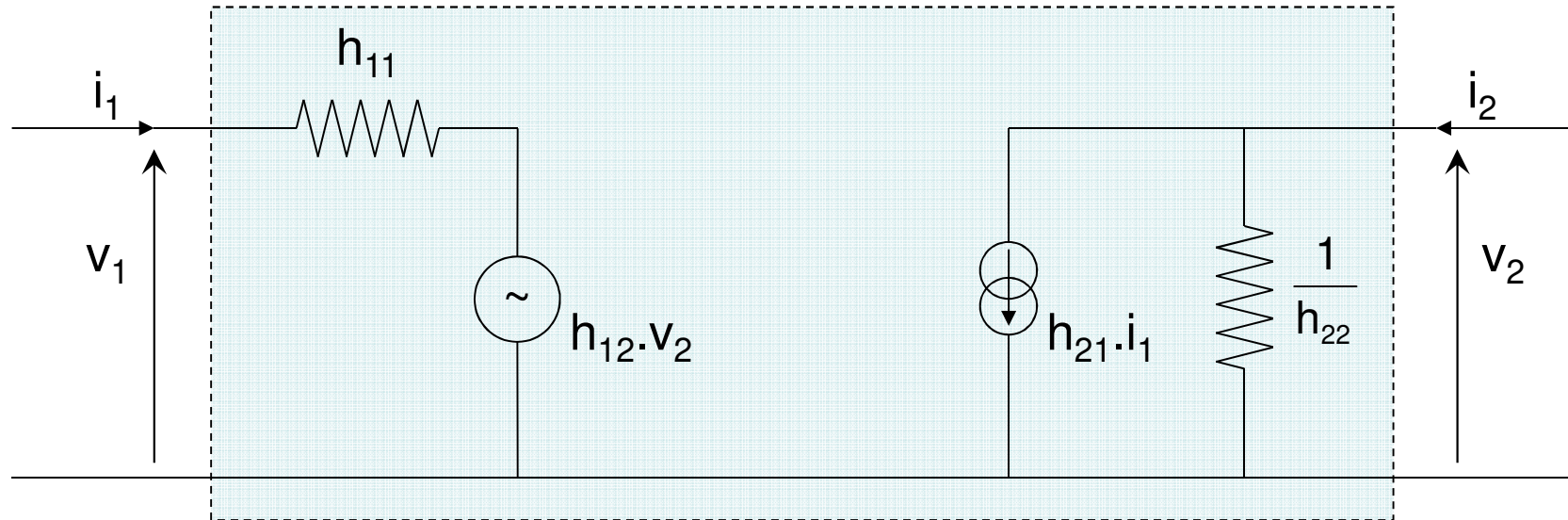
- Schéma équivalent courant alternatif - BF

$$g_m = \frac{I_{C0}}{V_T}$$
$$r_{b'e} = \frac{V_T}{I_{B0}} = \beta \cdot \frac{V_T}{I_{C0}}$$
$$r_{ce} = \frac{|V_{AF}|}{I_{C0}}$$





## 13.5 Modèle paramètres hybrides



$$\begin{cases} v_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{cases}$$

Généralement  $h_{12}$  nul

- $h_{11}$  résistance d'entrée  $\Omega$
- $h_{21}$  gain en courant
- $h_{22}$  conductance de sortie  $\Omega^{-1}$

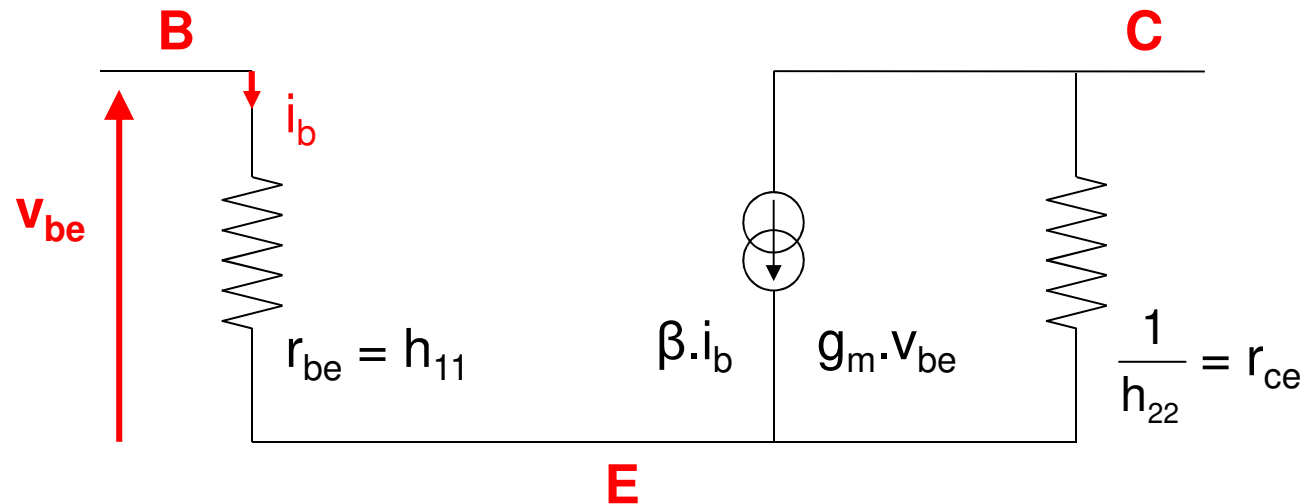




## 13.5 Modèle paramètres hybrides

$$h_{11} = \frac{V_T}{I_B} = \beta \cdot \frac{V_T}{I_C} \quad \frac{1}{h_{22}} = \frac{|V_{AF}|}{I_C} = \infty \text{ si } V_{AF} \rightarrow \infty \quad h_{21} = \beta \quad h_{12} = 0$$

On retrouve le schéma simplifié de Giacoletto en BF





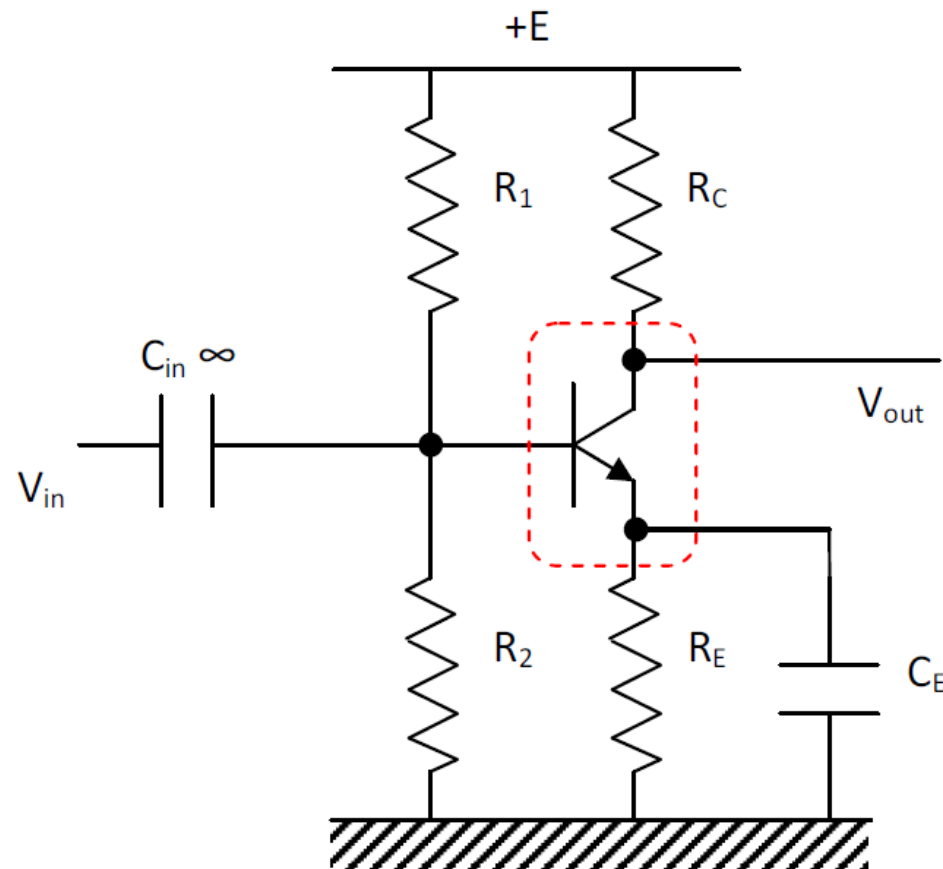
## 14.1 Amplificateur Emetteur Commun à Résistance d'Emetteur

**En courant continu :**

$$I_{C0} = \frac{E - V_{CE0}}{R_C + R_E}$$

$$V_{B0} = V_{BE0} + R_E \cdot I_{C0}$$

$$V_{B0} \approx E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$







## 14.1 Amplificateur Emetteur Commun à Résistance d'Emetteur

En courant alternatif :  $V_{out} = -R_C \cdot \beta i_b$  (1)  $V_{in} = h_{11} i_b + (\beta + 1) i_b R_E$  (2)

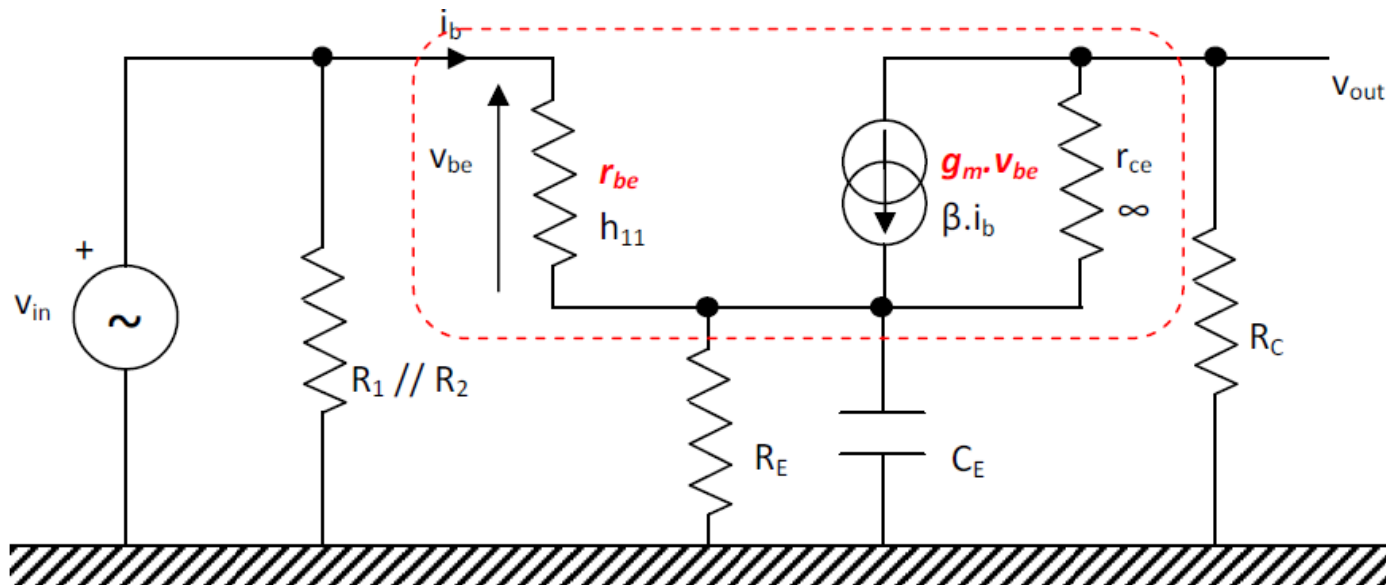
$$\rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{\beta R_C}{h_{11} + (\beta + 1) \left( R_E // \frac{1}{j\omega C_E} \right)} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{V_{out}}{h_{11} + \frac{(\beta + 1) R_E}{1 + j\omega R_E C_E}}$$

▪ Si  $C_E = 0$  (circuit ouvert):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{\beta R_C}{h_{11} + (\beta + 1) R_E} \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

▪ Si  $C_E = \infty$  (court-circuit):

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{\beta R_C}{h_{11}}$$





## 14.1 Amplificateur Emetteur Commun à Résistance d'Emetteur

Si  $V_{in} = 0$ ,  $i_b = 0 \rightarrow \mathbf{Z_{out} = R_C}$

▪ Si  $C_E = 0$  (circuit ouvert):

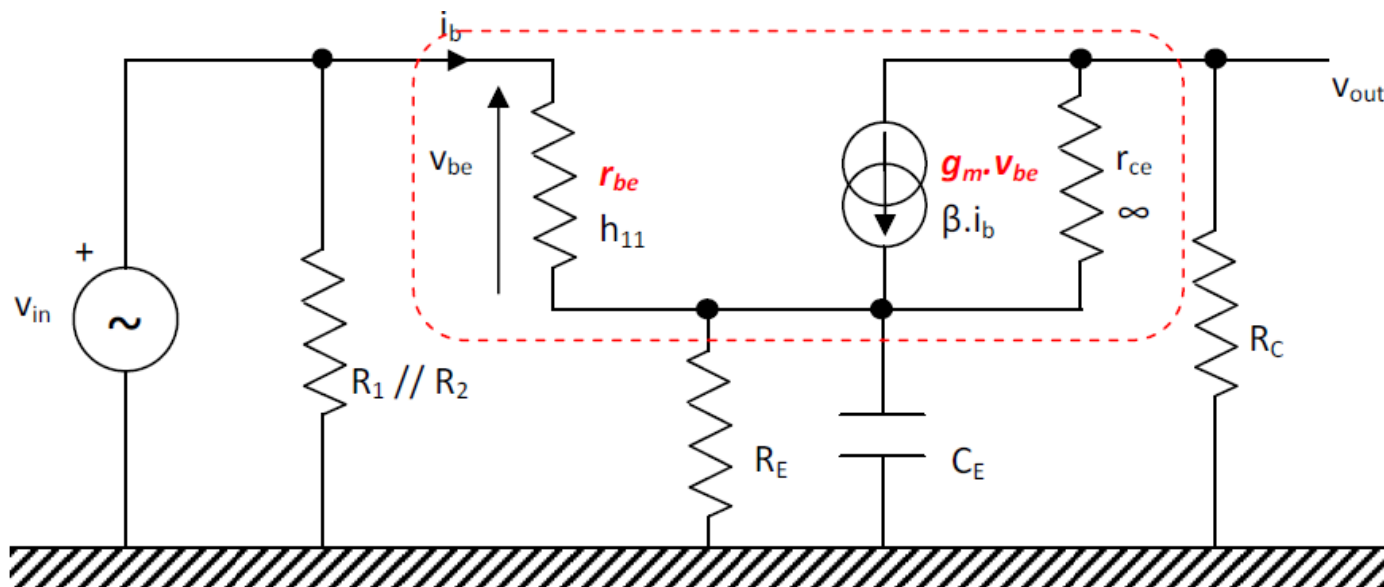
$$i_{in} = \frac{V_{in}}{R_1 // R_2} + \frac{V_n}{h_{11} + (\beta + 1) R_E}$$

$$Z_{in} = R_1 // R_2 // (h_{11} + (\beta + 1) R_E)$$

▪ Si  $C_E = \infty$  (court-circuit):

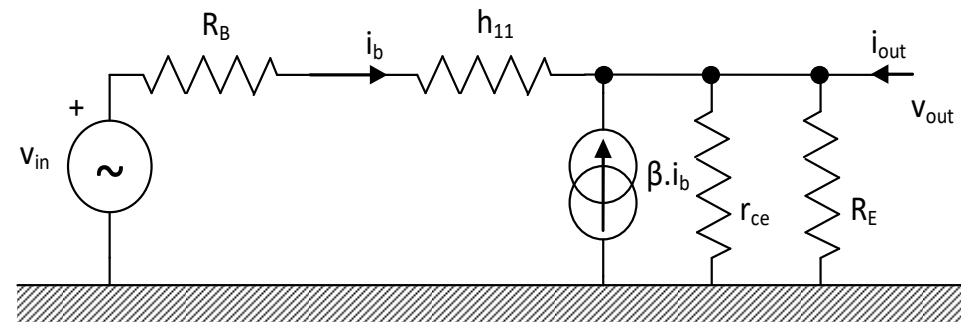
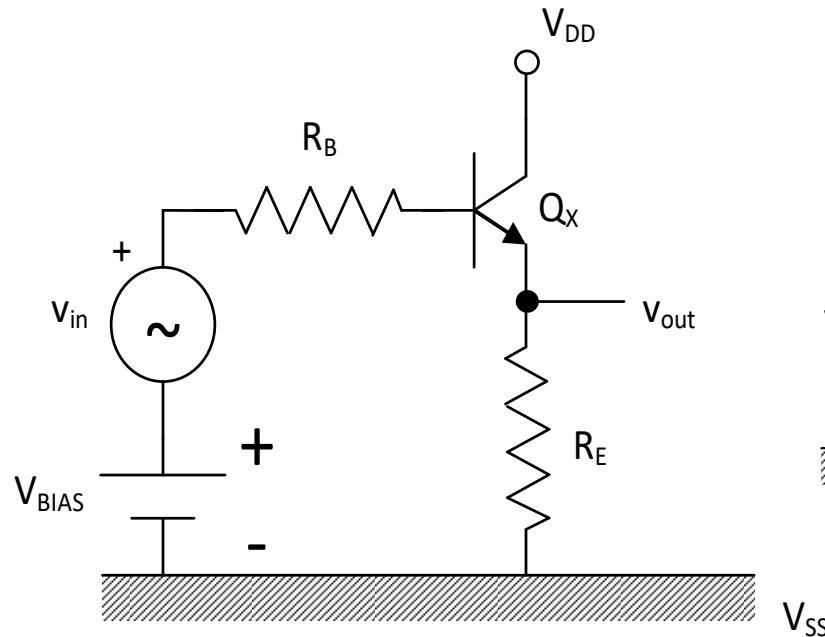
$$i_{in} = \frac{V_{in}}{R_1 // R_2} + \frac{V_{in}}{h_{11}}$$

$$Z_{in} = R_1 // R_2 // h_{11}$$





## 14.2 Amplificateur Collecteur Commun ou Emetteur Suiveur



$$A_{v0} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{(\beta + 1) \cdot i_b \cdot (r_{ce} // R_E)}{(R_B + h_{11}) \cdot i_b + (\beta + 1) \cdot i_b \cdot (r_{ce} // R_E)} = \frac{(\beta + 1) \cdot (r_{ce} // R_E)}{(R_B + h_{11}) + (\beta + 1) \cdot (r_{ce} // R_E)} \approx 1$$

Si on annule  $v_{in}$ :  $v_{out} = -(R_B + h_{11}) \cdot i_b$

$$i_{out} = -\beta \cdot i_b + \frac{v_{out}}{(R_B + h_{11}) // r_{ce} // R_E} = -\beta \cdot \frac{v_{out}}{(R_B + h_{11})} + \frac{v_{out}}{(R_B + h_{11}) // r_{ce} // R_E}$$

$$Z_{out} = \frac{(R_B + h_{11})}{\beta + 1} // r_{ce} // R_E \approx \frac{(R_B + h_{11})}{\beta}$$

