

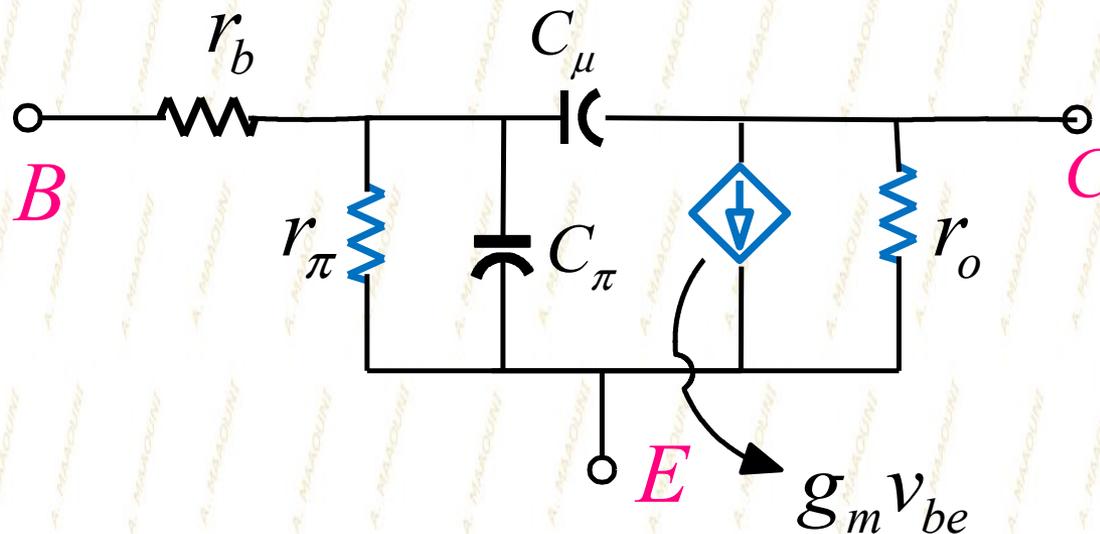
Réponse en fréquence des Amplificateurs

Chapitre 2

Modèles du transistors BJT, en hautes fréquences

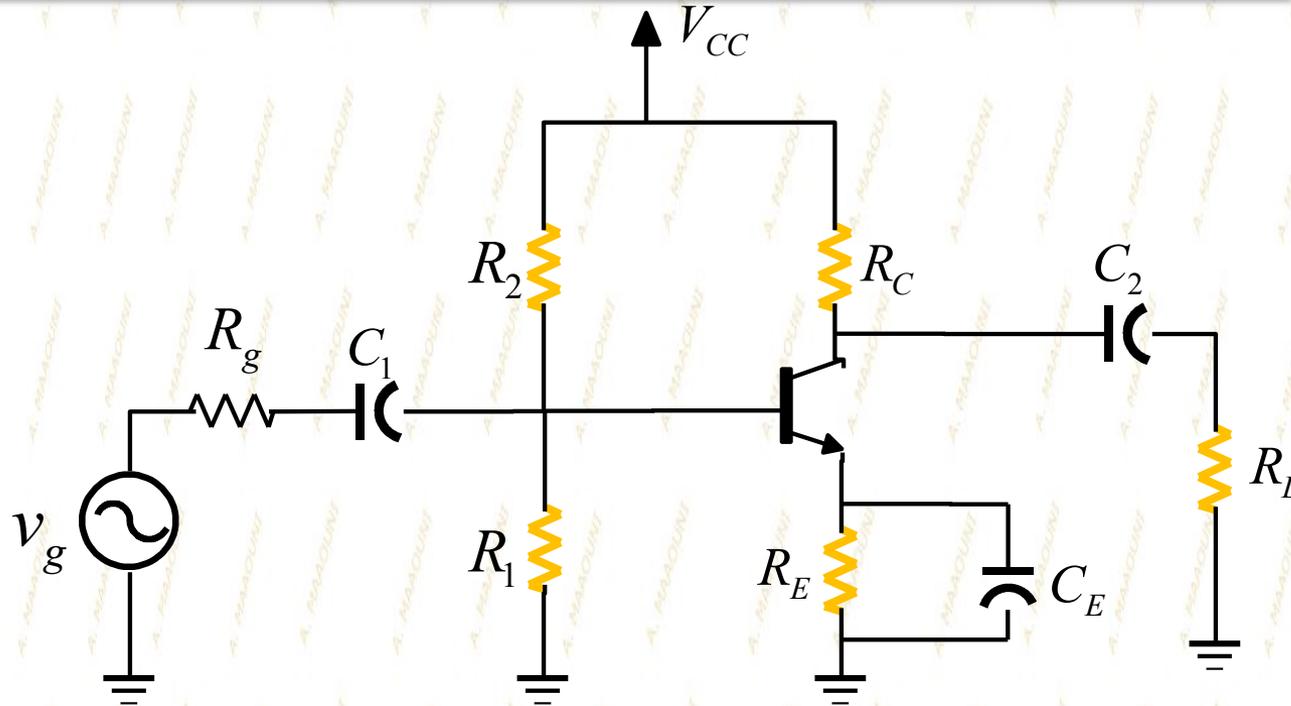
En hautes fréquences, il est nécessaire de tenir compte des capacités parasites. Ces capacités sont essentiellement :

- Les capacités de Jonctions (BE en direct et BC en inverse)
- Capacité de diffusion des minoritaires de part et d'autre des jonctions pn



- La capacité de la jonction BE (en direct) varie de quelques pF à quelques dizaines de pF
- La capacité de la jonction BC (en Inverse) varie de quelques pF (dominante)
- résistance r_b modélise la région quasi-Neutre (de l'ordre de la dizaine d'ohm)

Réponse en fréquence d'un étage amplificateur (EC)

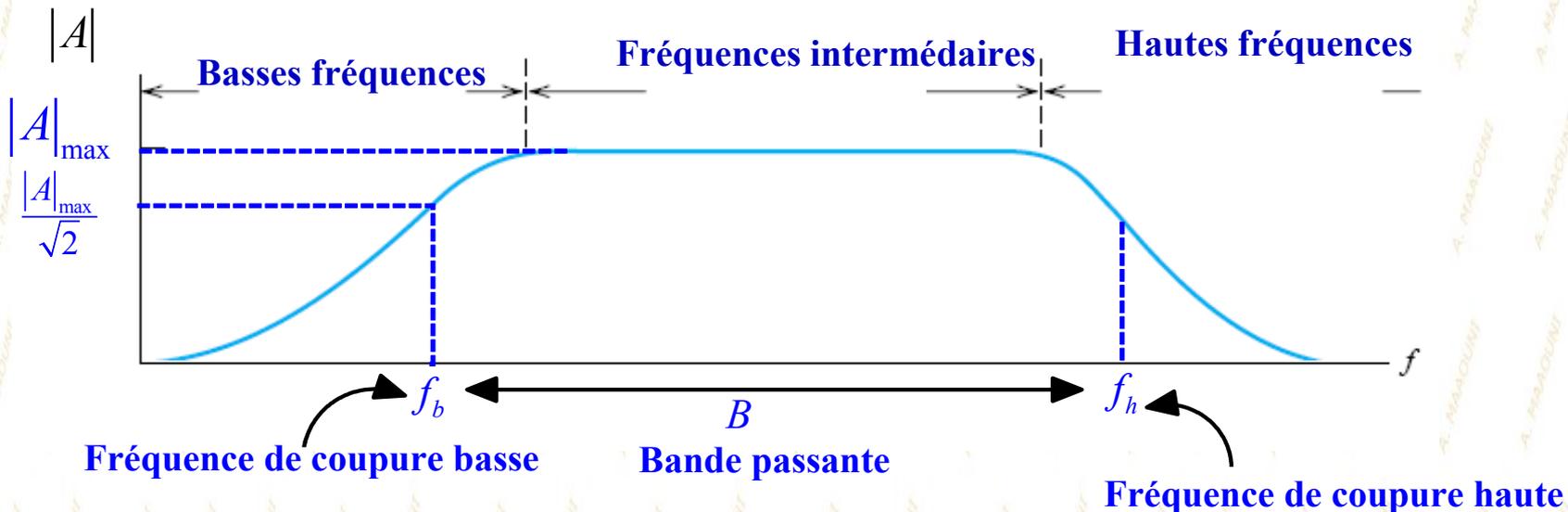


C_1, C_2 sont les capacités de couplage. Elles servent à bloquer la composante continue du signal et de cheminer la composante alternative.

C_E est la capacité de découplage. Elle élimine l'effet de la résistance R_E en alternatif.

Domaines de fréquences

La réponse en fréquences de l'amplificateur est de la forme :



- Pour **les Basses fréquences**, seules les capacités de couplage et de découplage ont de l'effet sur la réponse en fréquences.
- Dans **la bande passante**, les capacités de couplage et de découplage sont des CC. les capacité parasites sont des CO.
- En **hautes fréquences** les capacités de couplage et de découplage sont des CC. Les capacités parasites caractérisent la réponse fréquentielle de l'amplificateur.

Estimation de la fréquence de coupure basse f_b

$$f_b \approx f_{c1} + f_{c2} + f_{CE}$$

f_{c1}, f_{c2}, f_{CE} sont respectivement les fréquences de coupures associées aux condensateurs C_1, C_2 et C_E

Calcul de la fréquence de coupure associée à un condensateur

A) Méthode 1 : Méthode des constantes de temps

La fréquence de coupure f_c associée à un condensateur C s'obtient :

- En Etablissant le schéma petit signaux de l'amplificateur
- &
- En Déterminant la résistance de Thévenin R_{th} vue par le condensateur C lorsque les autres condensateurs sont des CC.
- &
- En appliquant la formule

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{th} C}$$

Application à l'amplificateur EC

Schéma faibles signaux

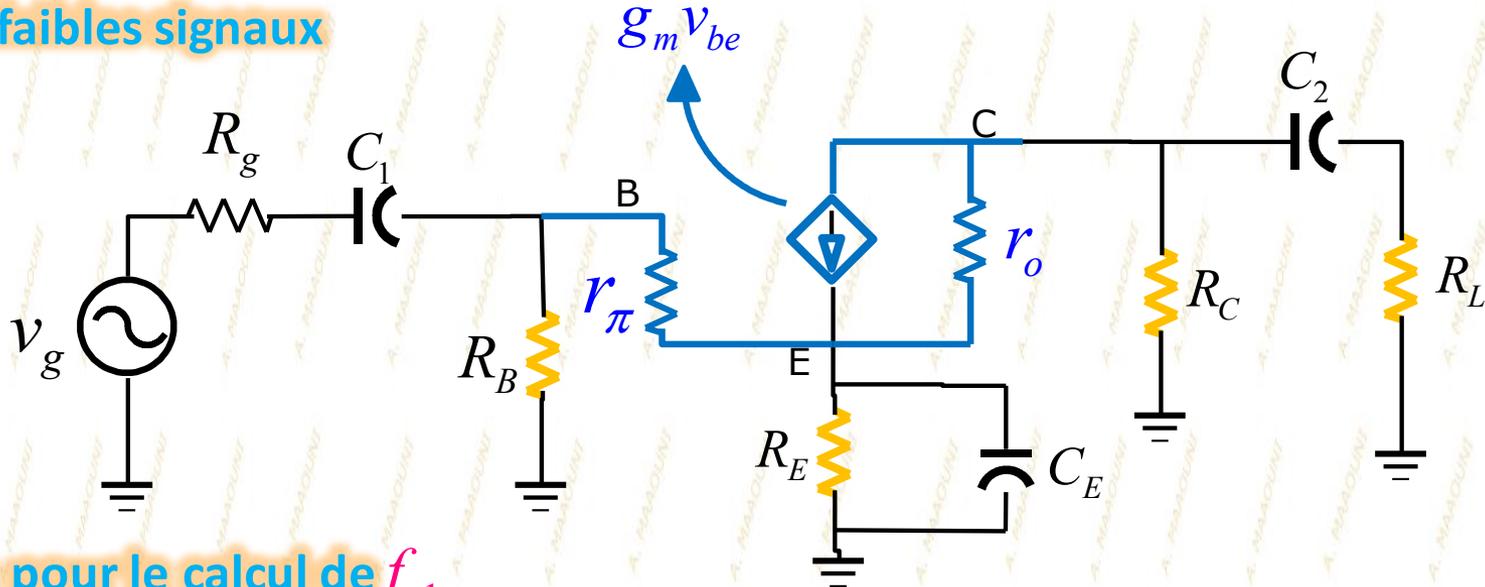
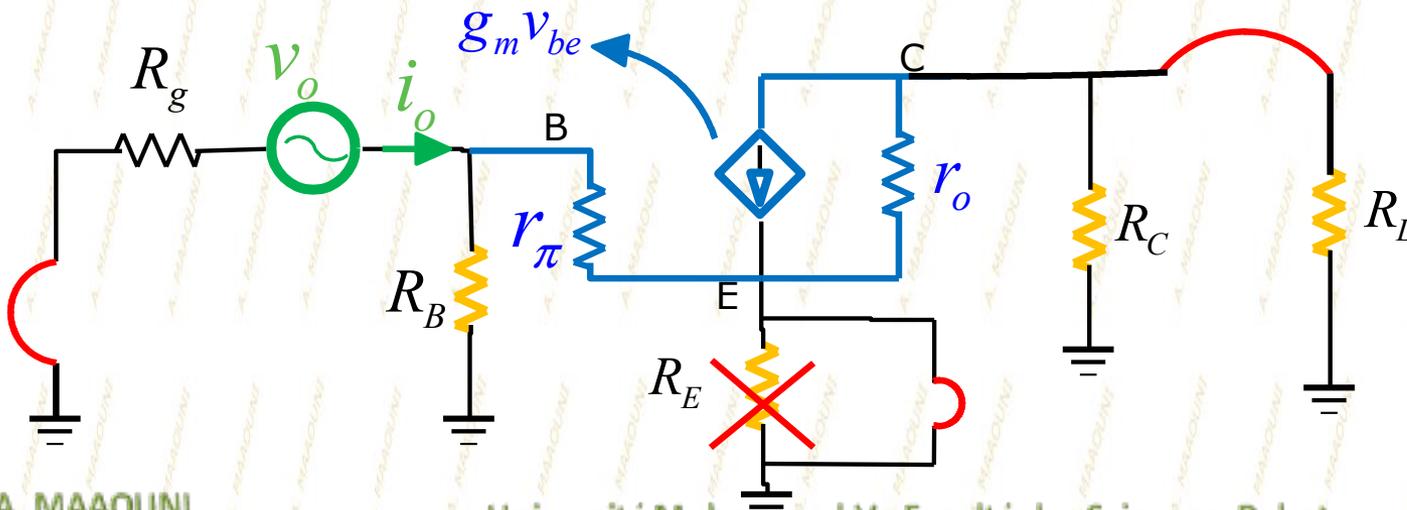
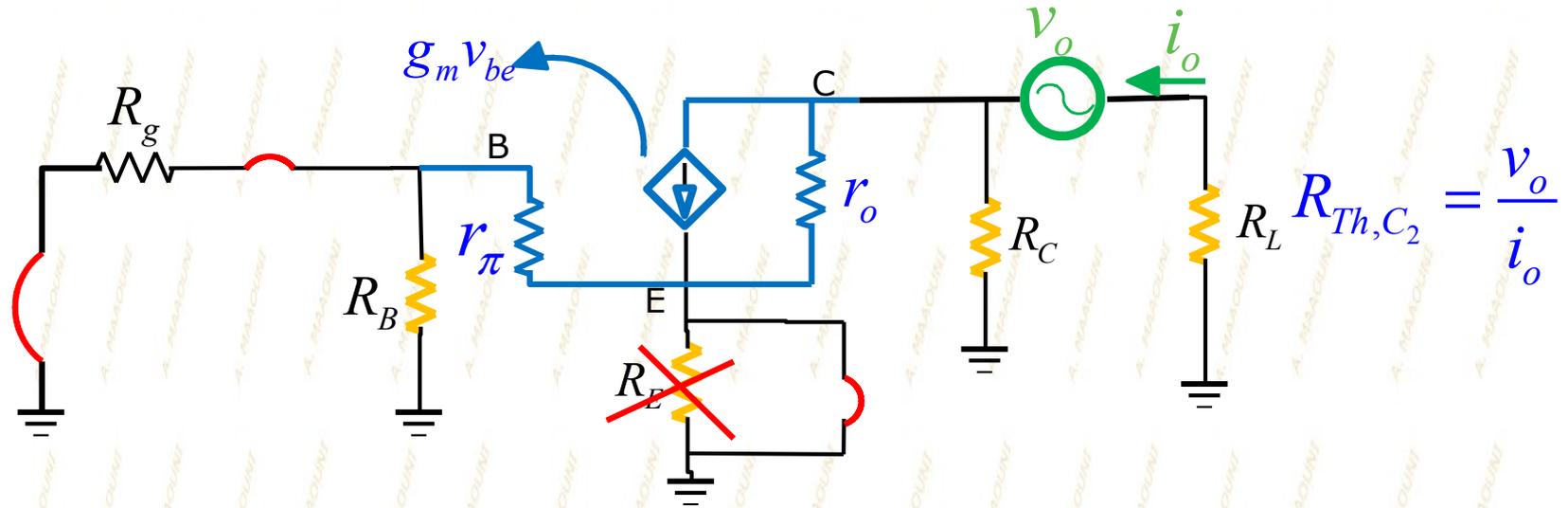


Schéma pour le calcul de f_{c1}



$$R_{Th,C_1} = \frac{v_o}{i_o} = r_\pi \parallel R_B + R_g$$

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi R_{Th,C_1} C_1}$$



La tension $v_{be} = 0$, il en résulte que la source de courant commandée est un CO.

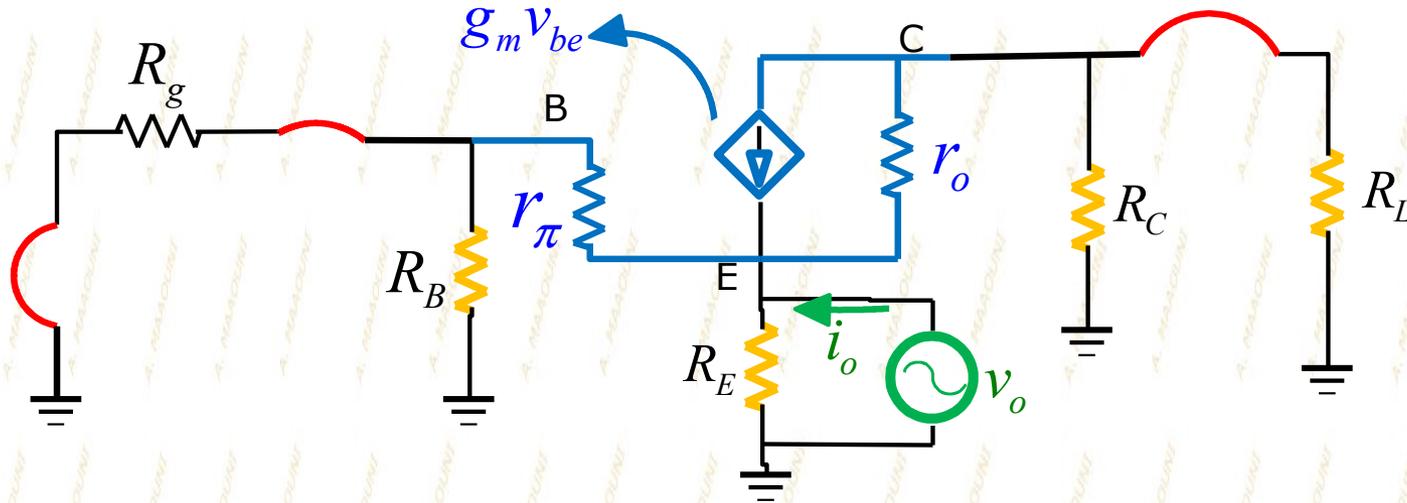
Ainsi

$$R_{Th,C_2} = \frac{v_o}{i_o} = R_L + R_C \parallel r_o$$

et pour la fréquence de coupure, on a :

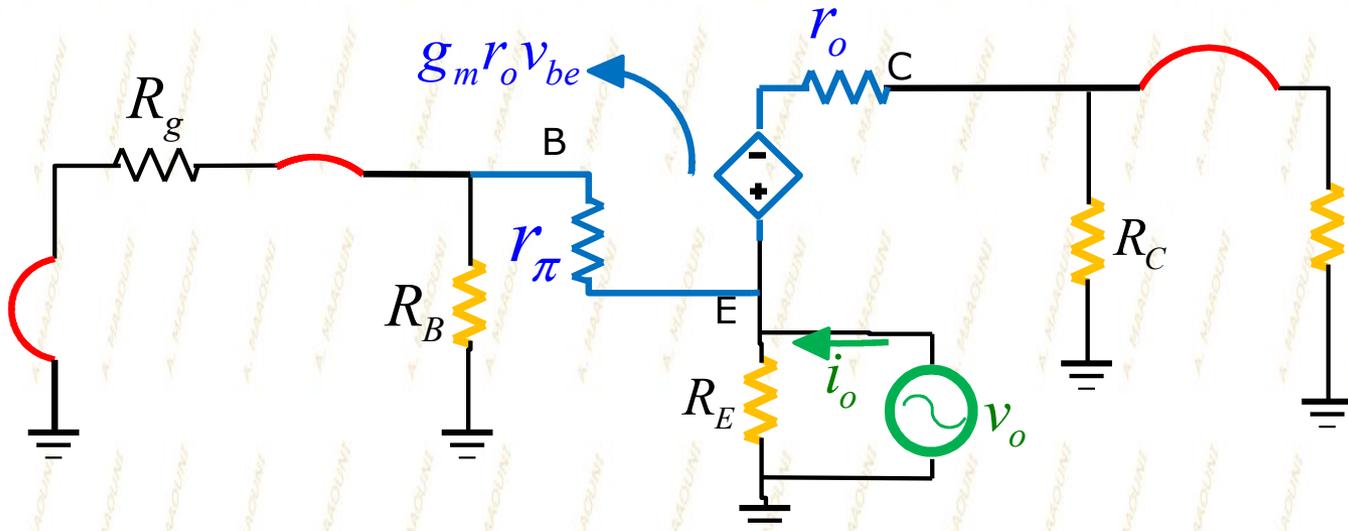
$$f_{c_2} = \frac{1}{2\pi R_{Th,C_2} C_2}$$

Schéma pour le calcul de f_{c_E}



$$R_{Th,C_E} = \frac{v_o}{i_o}$$

La transformation Norton-Thévenin permet d'avoir le schéma suivant :



$$R_{Th,C_E} = \frac{v_o}{i_o}$$

La méthode des Nœuds appliquée au niveau de l'émetteur s'écrit

$$i_o = \frac{v_o}{R_E} + \frac{v_o}{r_\pi + R_B \parallel R_g} + \frac{v_o - g_m r_o v_{be}}{r_o + R_C \parallel R_L}$$

La tension v_{be} se déduit directement par diviseur de tension à l'entrée

$$v_{be} = -\frac{r_\pi}{r_\pi + R_B \parallel R_g} v_o$$

En combinant ces deux équations, il en découle :

$$\frac{1}{R_{Th,C_E}} = \frac{i_o}{v_o} = \frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_\pi + R_B \parallel R_g} + \frac{1 + g_m r_o \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B \parallel R_g}}{r_o + R_C \parallel R_L}$$

Soit :

$$R_{Th,C_E} = R_E \parallel (r_\pi + R_B \parallel R_g) \parallel \frac{r_o + R_C \parallel R_L}{1 + g_m r_o \frac{r_\pi}{r_\pi + R_B \parallel R_g}}$$

En pratique, la résistance de sortie étant assez grande, on peut donc écrire :

$$R_{Th,C_E} = R_E \parallel \left(\frac{r_\pi + R_B \parallel R_g}{\beta + 1} \right), \quad g_m = \beta / r_\pi$$

et :

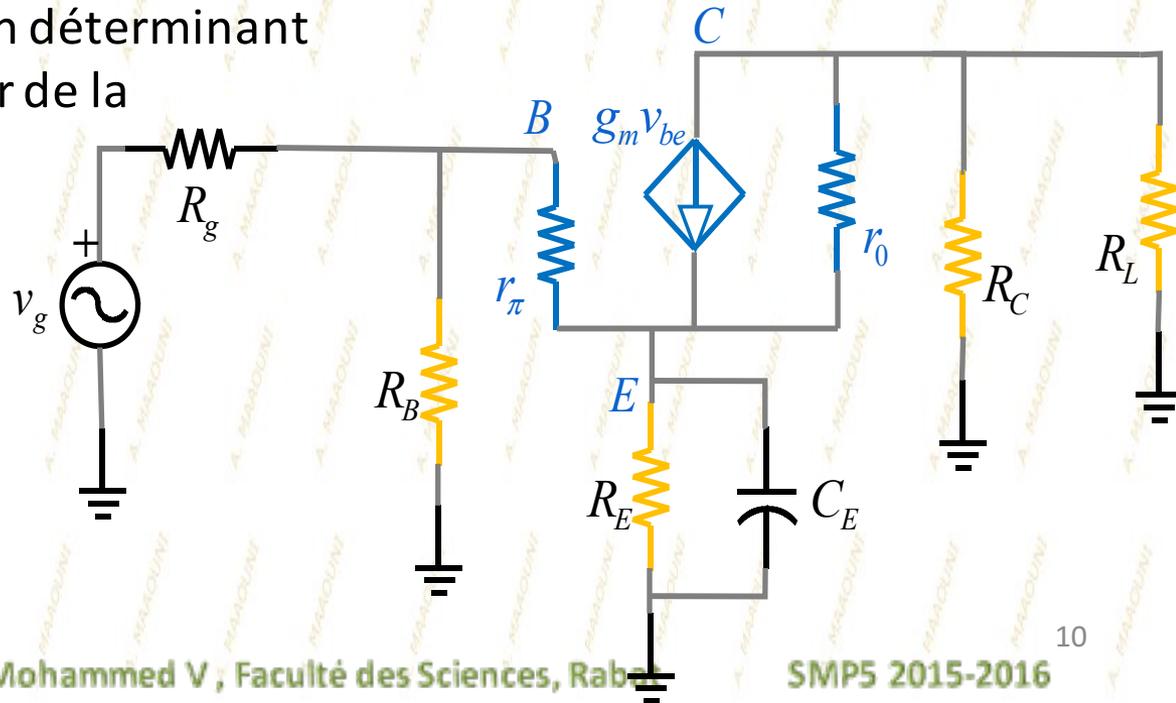
$$f_{C_E} = \frac{1}{2\pi R_{Th,C_E} C_E}$$



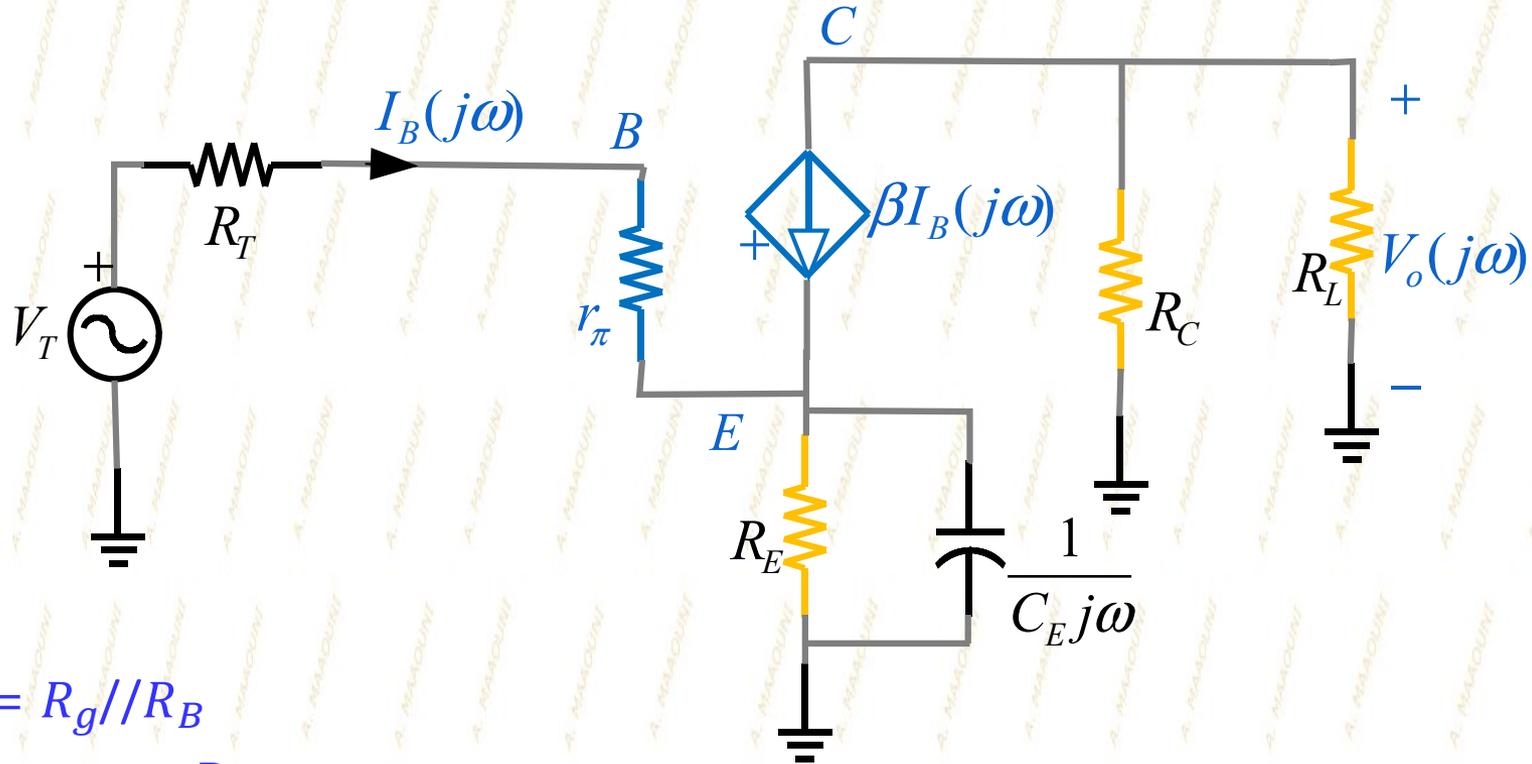
B) Méthode 2 : fonction de transfert

Dans cette partie, on considérera l'effet de la capacité de découplage en déterminant la fréquence de coupure à partir de la fonction de transfert.

On peut également, procéder de la même façon pour les autres fréquences associées aux capacités de couplage.



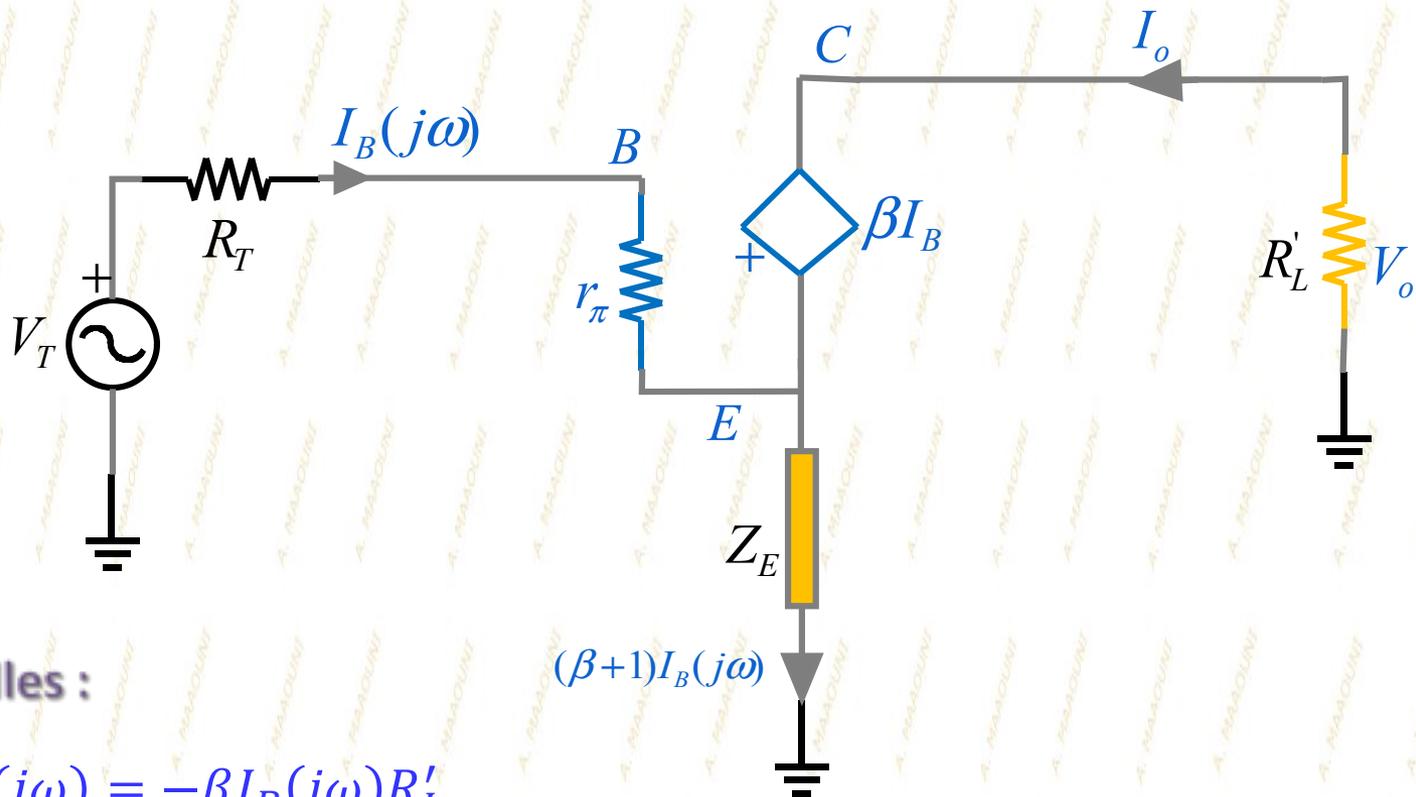
Pour $r_0 \approx \infty$, l'application du théorème de Thévenin nous permet de représenter le circuit dans le domaine fréquentiel ainsi :



$$R_T = R_g // R_B$$

$$V_T(j\omega) = \frac{R_B}{R_g + R_B} V_g(j\omega)$$

Désignons par $Z_E = R_E // \frac{1}{C_E j\omega}$ et $R'_L = R_L // R_C$



Loi des mailles :

$$V_o(j\omega) = -\beta I_B(j\omega) R'_L$$

$$V_T(j\omega) = Z_E (\beta + 1) I_B(j\omega) + (r_\pi + R_T) I_B(j\omega)$$

$$V_g(j\omega) = \left(1 + \frac{R_g}{R_B}\right) V_T$$

On déduit des expressions suivantes le gain en tension $A_v(j\omega)$:

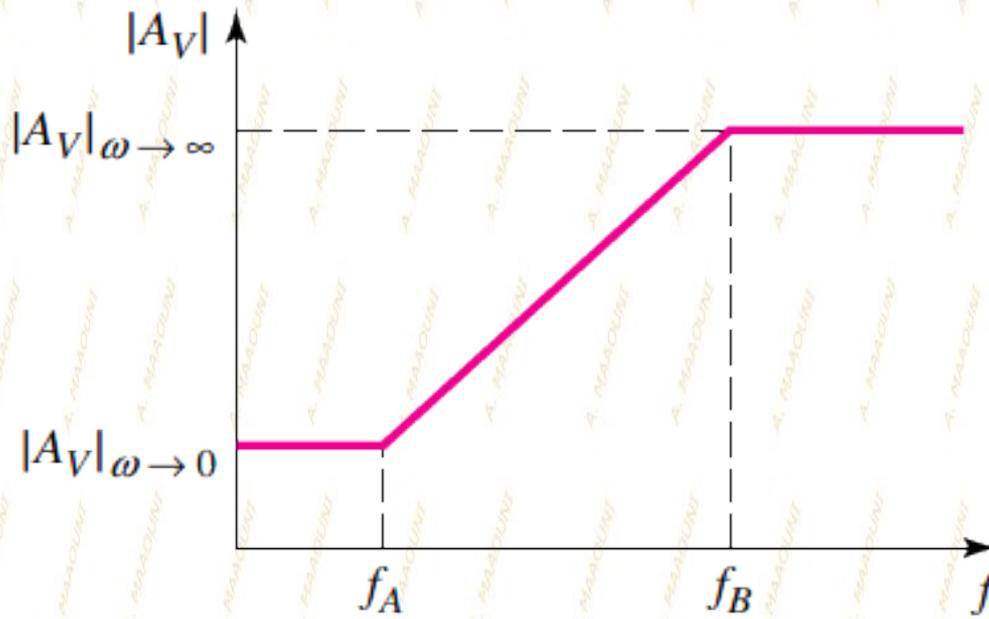
$$A_v(j\omega) = \frac{V_o}{V_T} \frac{V_T}{V_g} = - \frac{\beta R'_L}{Z_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g}$$

$$\begin{aligned}
A_v(j\omega) &= - \frac{\beta R'_L}{\frac{R_E}{1 + R_E C_E j\omega} (\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g} \\
&= - \frac{\beta R'_L (1 + R_E C_E j\omega)}{R_E (\beta + 1) + (R_T + r_\pi) (1 + R_E C_E j\omega)} \frac{R_B}{R_B + R_g} \\
&= - \frac{\beta R'_L}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g} \frac{(1 + R_E C_E j\omega)}{1 + \frac{R_E C_E j\omega (R_T + r_\pi)}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi}} \\
&= - \frac{\beta R'_L}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g} \frac{(1 + R_E C_E j\omega)}{1 + \frac{R_E C_E j\omega (R_T + r_\pi)}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi}} \\
&= - \frac{\beta R'_L}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g} \frac{(1 + \tau_A j\omega)}{1 + \tau_B j\omega}
\end{aligned}$$

Les constantes de temps τ_A et τ_B sont définies par :

$$\tau_A = R_E C_E \quad \tau_B = \frac{R_E C_E (R_T + r_\pi)}{R_E (\beta + 1) + R_T + r_\pi}$$

Le diagramme de Bode asymptotique en Amplitude A_v est représenté ci-dessous



Où :

$$f_A = \frac{1}{2\pi\tau_A} \quad f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B}$$

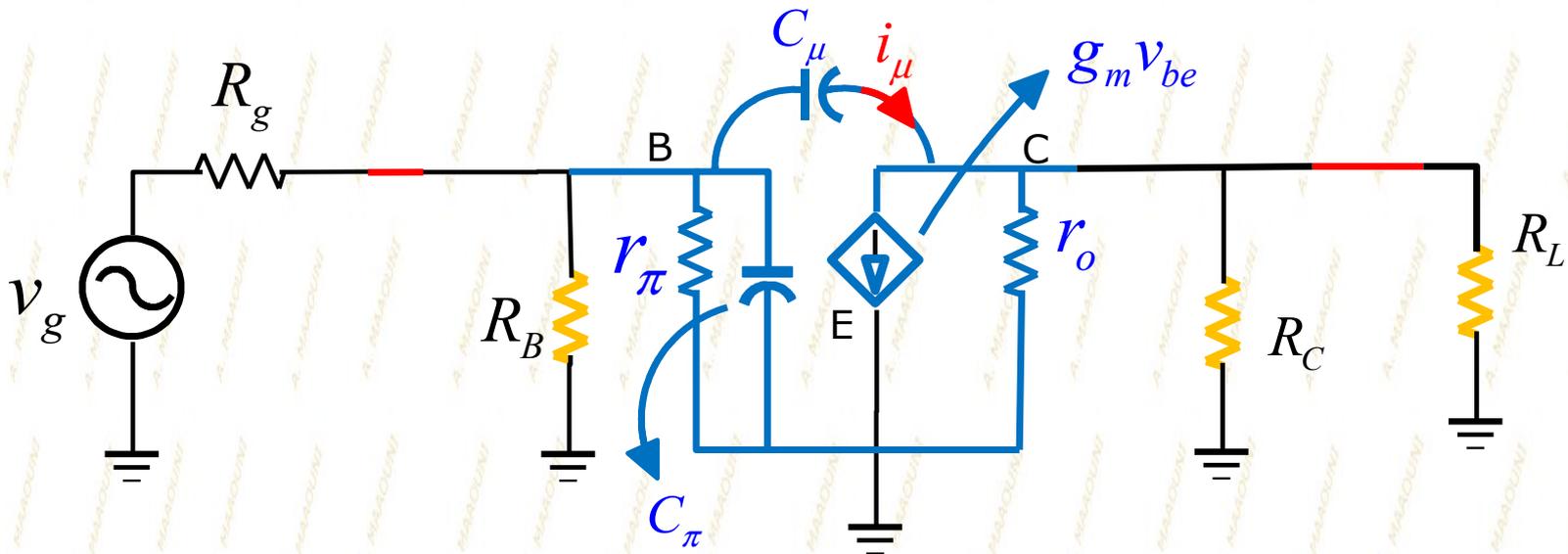
$$\left| A_v(j\omega) \right|_{\omega \rightarrow 0} = \frac{\beta R'_L}{R_E(\beta + 1) + R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g} \quad \left| A_v(j\omega) \right|_{\omega \rightarrow \infty} = \frac{\beta R'_L}{R_T + r_\pi} \frac{R_B}{R_B + R_g}$$

La fréquence f_B à -3dB correspond exactement à la fréquence obtenue par la Méthode des constantes de temps (Formule **A** , diapo. 10).

$$f_{CE} = f_B = \frac{1}{2\pi\tau_B}$$

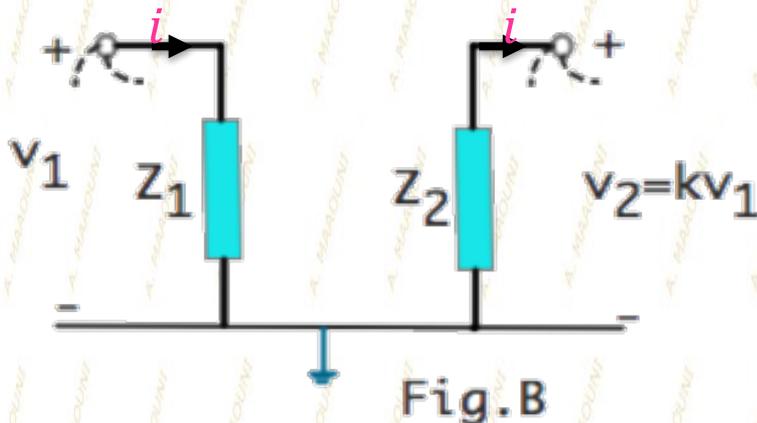
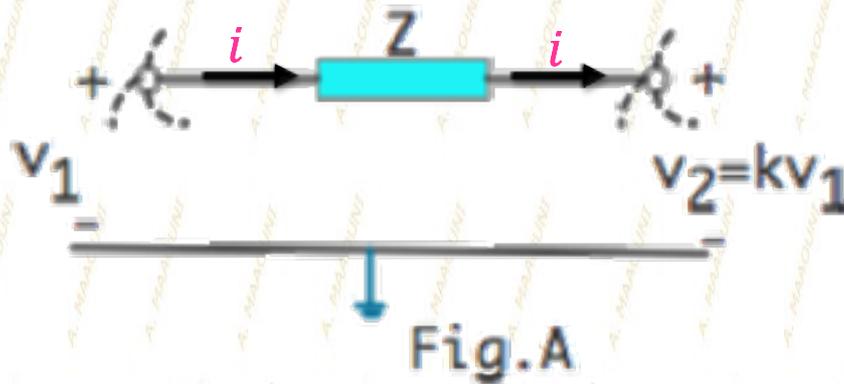
Estimation de la fréquence de coupure haute :

Le schéma de l'amplificateur EC s'obtient en remplaçant le transistor par son schéma équivalent ainsi représenté avec capacités internes :



Théorème de Miller

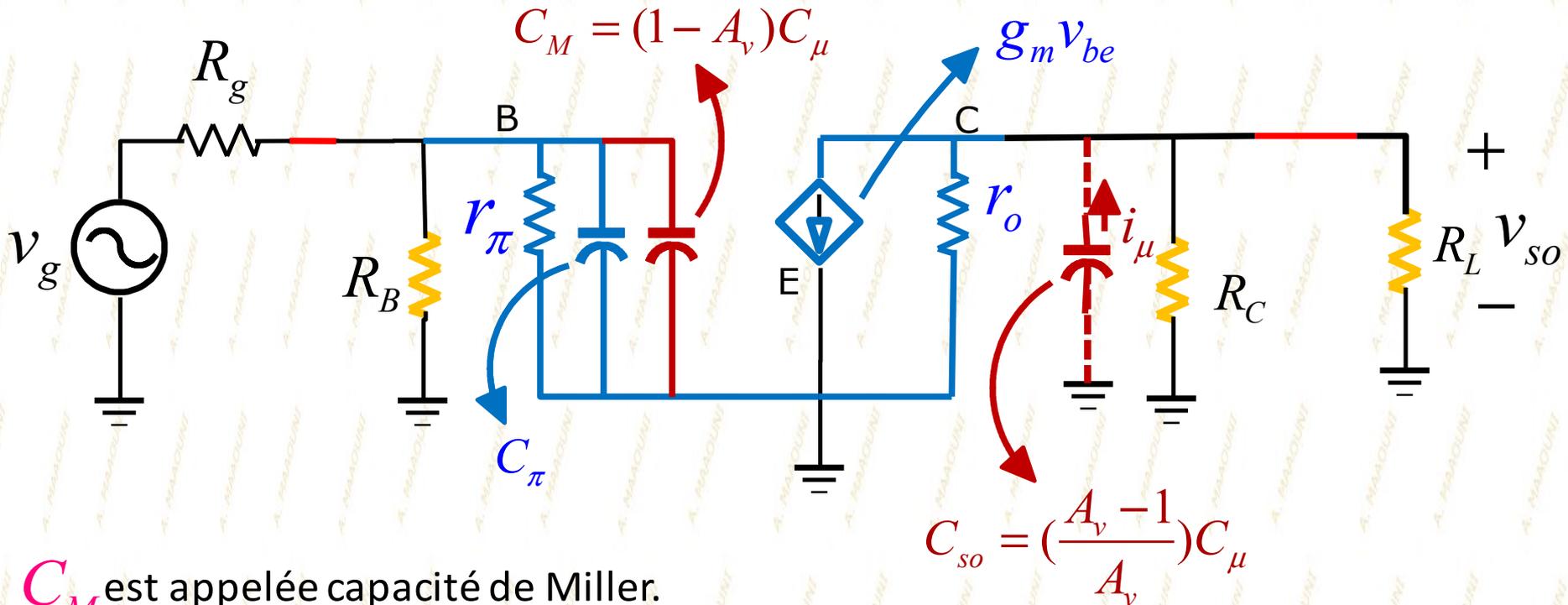
Considérons une impédance Z connectant deux nœuds d'un réseau électrique de potentiels v_1 et v_2 (cf. figure A). Le théorème de Miller stipule qu'on peut déconnecter la liaison directe entre les potentiels en faisant appel à deux impédances Z_1 et Z_2 comme le montre la figure B.



$$Z_1 = Z / (1 - K)$$

$$Z_2 = Z / \left(1 - \frac{1}{K}\right)$$

L'application du Théorème de Miller nous permet d'obtenir le circuit suivant



C_M est appelée capacité de Miller.

La capacité d'entrée est donc :

$$C_e = C_\pi + C_M$$

En sortie, le courant $i_\mu \cong g_m v_{be}$ (capacité C_μ faible), on peut écrire pour le gain A_v :

$$A_v = \frac{v_{so}}{v_{be}} = -g_m r_o \parallel R_C \parallel R_L$$

La capacité C_M devient :

$$C_M = (1 + g_m r_o \parallel R_C \parallel R_L) C_\mu$$

la fonction de transfert (Gain en tension) prend donc la forme suivante :

$$A_{vc} = \frac{v_{so}}{v_g} = -g_m (r_o \parallel R_C \parallel R_L) \frac{r_\pi \parallel R_B}{r_\pi \parallel R_B + R_g} \frac{Z_{ce}}{Z_{ce} + R_g \parallel R_B \parallel r_\pi}$$

A_{vc} : bandemédiane

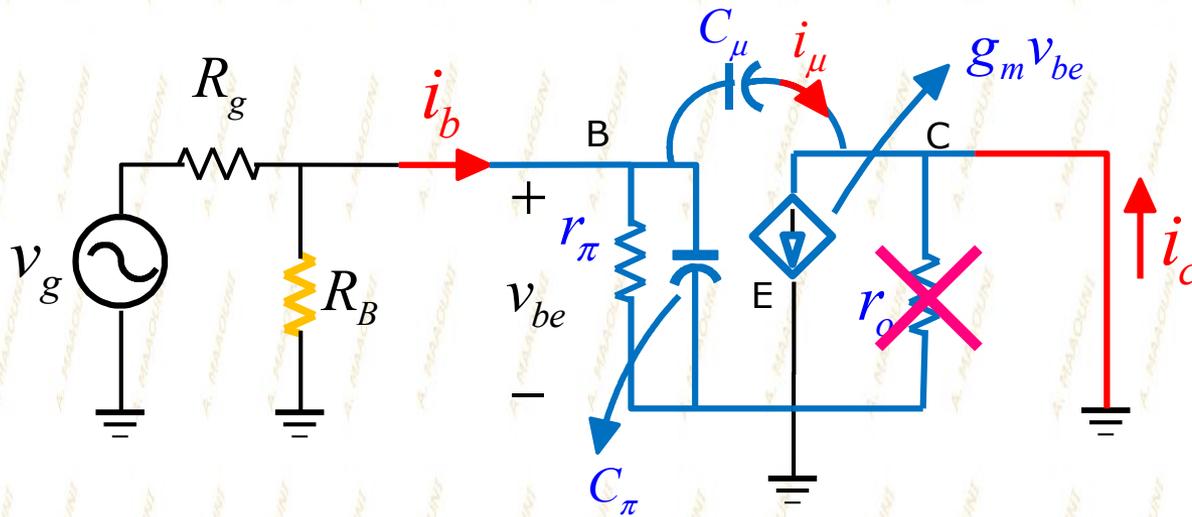
$$A_{vc}(p) = -g_m (r_o \parallel R_C \parallel R_L) \frac{r_\pi \parallel R_B}{r_\pi \parallel R_B + R_g} \frac{1}{1 + \underbrace{C_e R_g \parallel R_B \parallel r_\pi p}_{1/\omega_h}}$$

L'estimation du gain par une fonction de transfert du premier ordre est une bonne approximation pour le module mais pas pour la phase. Puisque le circuit comporte deux capacités indépendantes, la fonction de transfert gain est d'ordre 2.

Dans le cadre de l'approximation premier ordre, la fréquence haute est donnée par :

$$f_h \simeq \frac{1}{2\pi C_e R_g \parallel R_B \parallel r_\pi}$$

Gain en courant de l'EC en court circuit, β



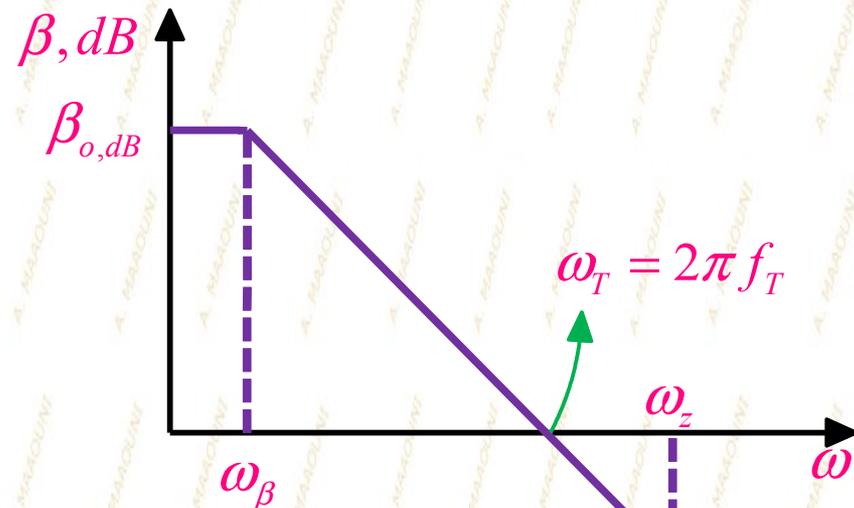
$$\beta(p) = \frac{I_c(p)}{I_b(p)}$$

La méthode des Nœuds implique

$$V_{be} \left(\frac{1}{r_\pi} + (C_\pi + C_\mu)p \right) = I_b \quad I_c = g_m V_{be} - C_\mu p V_{be}$$

Soit :

$$\beta(p) = \frac{\underbrace{g_m r_\pi}_{\beta_o} \left(1 - \frac{C_\mu}{g_m} p \right)}{1 + \underbrace{r_\pi (C_\pi + C_\mu)}_{1/\omega_\beta} p}$$



Pour construire un amplificateur à gain en courant supérieur à l'unité, les fréquences de fonctionnement doivent, de toute évidence, être inférieures à f_T (fréquence pour laquelle le gain en courant en court-circuit de EC est égal à 1)

Ainsi, pour $\omega \leq \omega_T$, on peut approcher β par la fonction à un pôle suivante :

$$\beta(p) = \frac{\beta_o = \beta(p=0)}{1 + p \underbrace{(C_\mu + C_\pi)r_\pi}_{1/\omega_\beta}} = \frac{\beta_o}{1 + p / \omega_\beta}$$

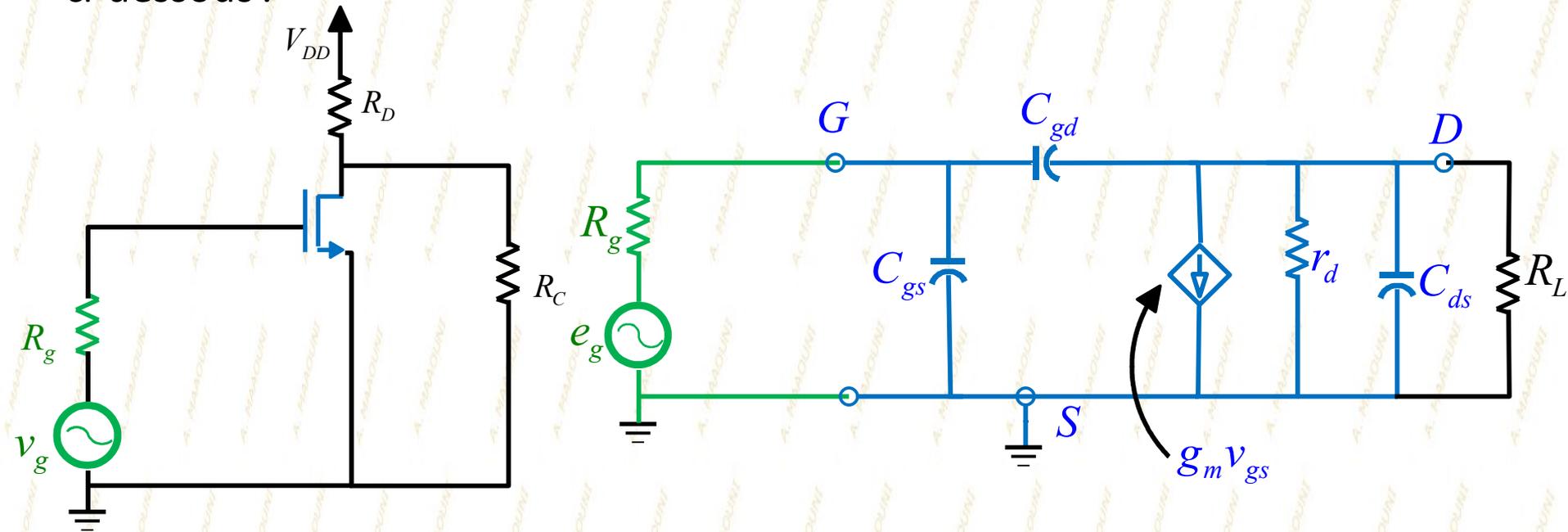
$$|\beta(j\omega_T)| = \frac{\beta_o}{\sqrt{1 + (\omega_T / \omega_\beta)^2}} = 1$$

La fréquence f_T s'écrit donc :

$$f_T \approx \beta_o \omega_\beta / (2\pi) = \frac{g_m}{2\pi(C_\pi + C_\mu)r_\pi}$$

Réponse en fréquence d'un étage Source Commune

Le schéma petit signaux hautes fréquences de l'amplificateur SC est représenté ci-dessous :



On peut utiliser le théorème de Miller pour estimer la fréquence haute, surtout quand l'effet de la capacité C_{ds} est négligeable et le courant traversant la capacité C_{gd} est négligeable devant la source de courant commandée en tension, Ainsi :

$$f_h \approx \frac{1}{2\pi(C_{gs} + (1 + g_m r_d \parallel R_L)C_{gd})}$$

Lorsque ce n'est pas le cas, on utilise la méthode des constantes de temps avec capacités en CO.

Méthode des constantes de temps à capacités en CO

La fréquence de coupure haute peut être estimée ainsi

$$f_h = \frac{1}{2\pi\tau_h}$$

La constante de temps τ_h s'écrit :

$$\tau_h = R_{Th,gs} C_{gs} + R_{Th,gd} C_{gd} + R_{Th,ds} C_{ds}$$

La résistance $R_{Th,i}$ est la résistance de Thévenin vue par la capacité i lorsque les autres capacités sont des CO.

Schéma pour le calcul de $R_{Th,gs}$

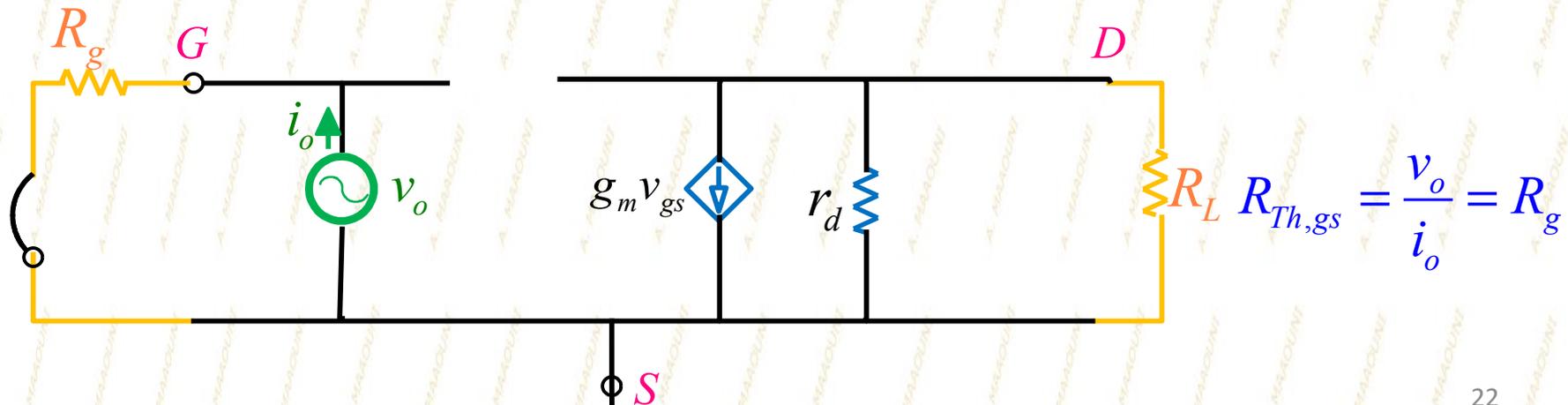
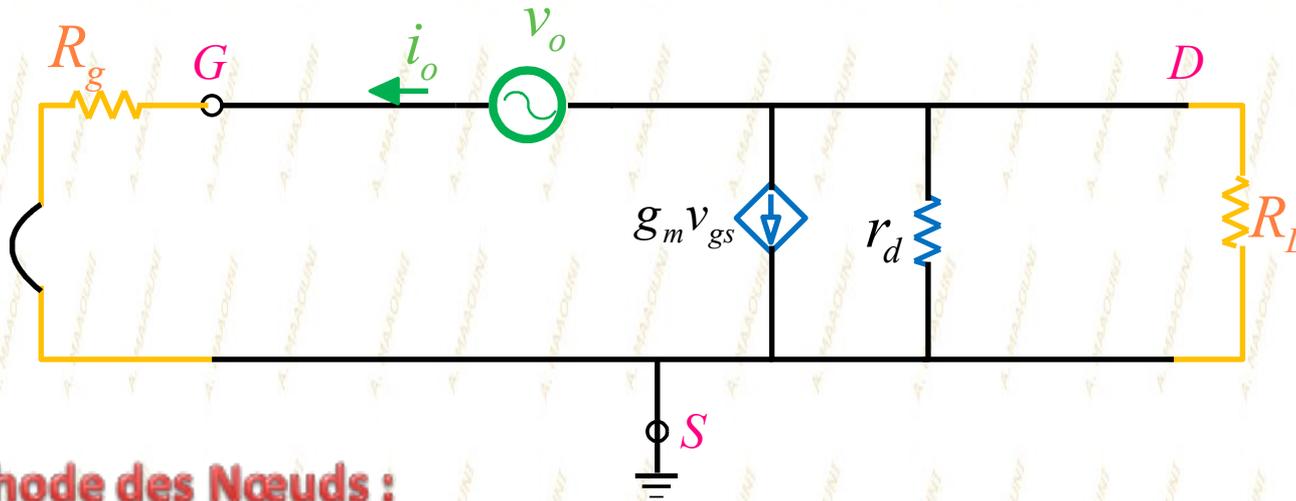


Schéma pour le calcul de $R_{Th,gd}$ 

Méthode des Nœuds :

$$i_o = -g_m v_{gs} - \frac{v_d}{r_d} - \frac{v_d}{R_L}$$

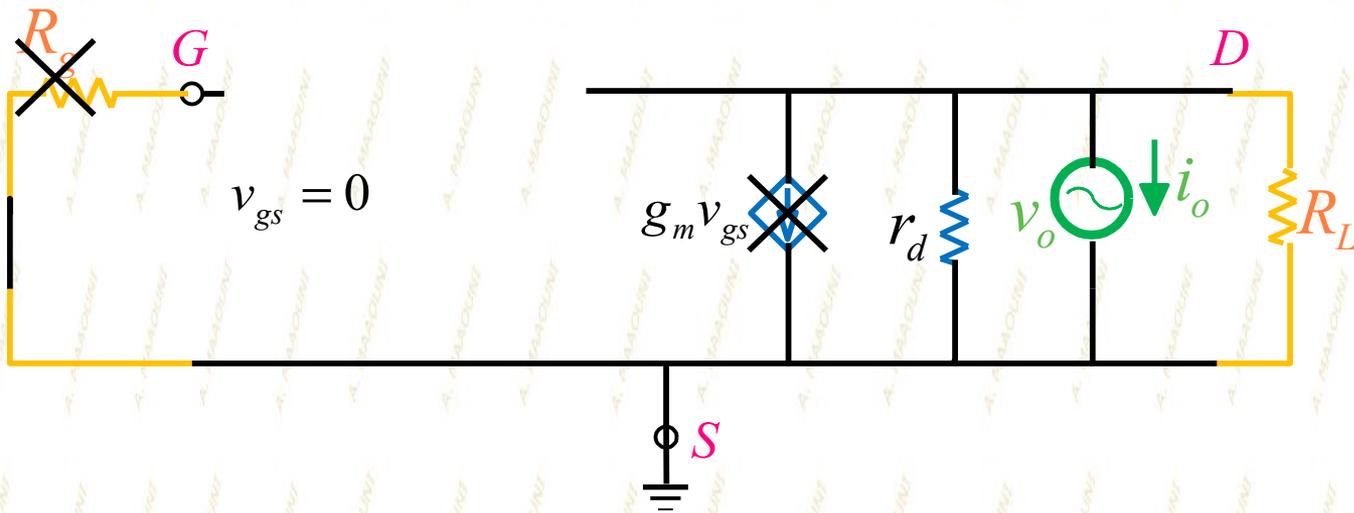
Méthode des Mailles

$$v_{gs} - v_o = v_d$$

Loi d'Ohm

$$v_{gs} = R_g i_o$$

$$R_{Th,gd} = R_g \left(1 + g_m r_d \parallel R_L \right) + r_d \parallel R_L$$

Schéma pour le calcul de $R_{Th,ds}$ 

$$R_{Th,ds} = \frac{v_o}{i_o} = r_d \parallel R_L$$