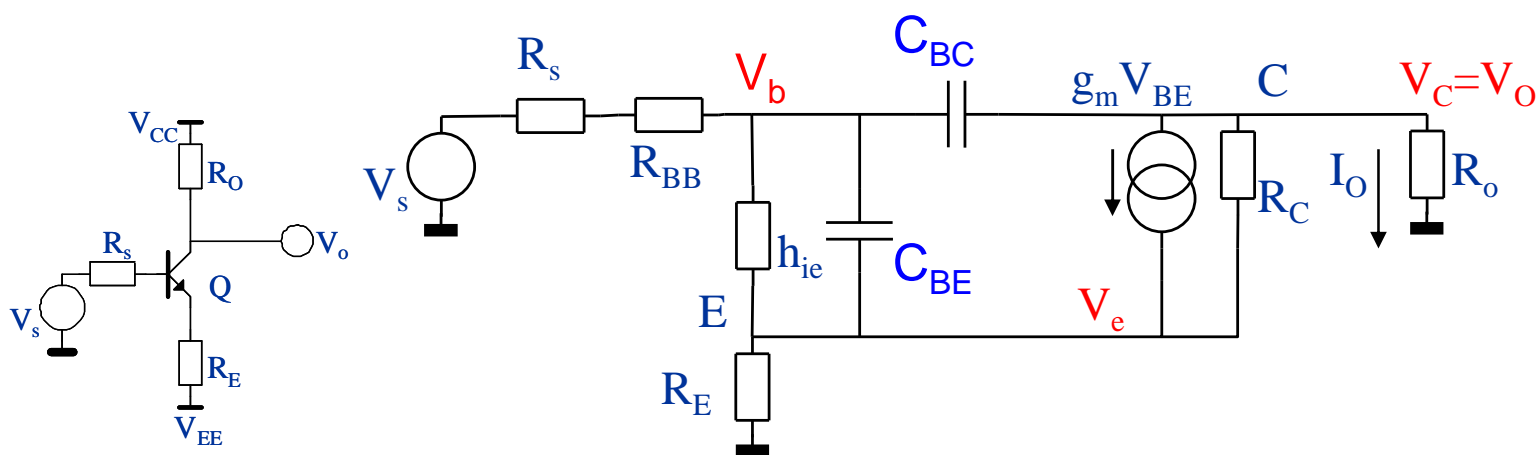


Nel considerare il modello completo del transistor occorre aggiungere le 2 capacità tra B ed E e tra B e C. Questo complica parecchio i conti, per cui conviene limitarsi a soluzioni approssimate che, tuttavia, devono basarsi su dei presupposti consistenti.



Per ottenere una espressione compatta del guadagno di anello introduciamo le seguenti definizioni:

$$Z_B = h_{ie} \parallel (1/sC_{BE})$$

$$g_{mz}' = g_m \frac{Z_B}{Z_B'}$$

$$Z_B' = Z_B + R_{BB} + R_s$$

$$Z_F = 1/sC_{BC}$$

$$g_m' = g_m \frac{h_{ie}}{h_{ie}'}$$

$$R_M = (R_s + R_{BB}) \parallel R_o$$

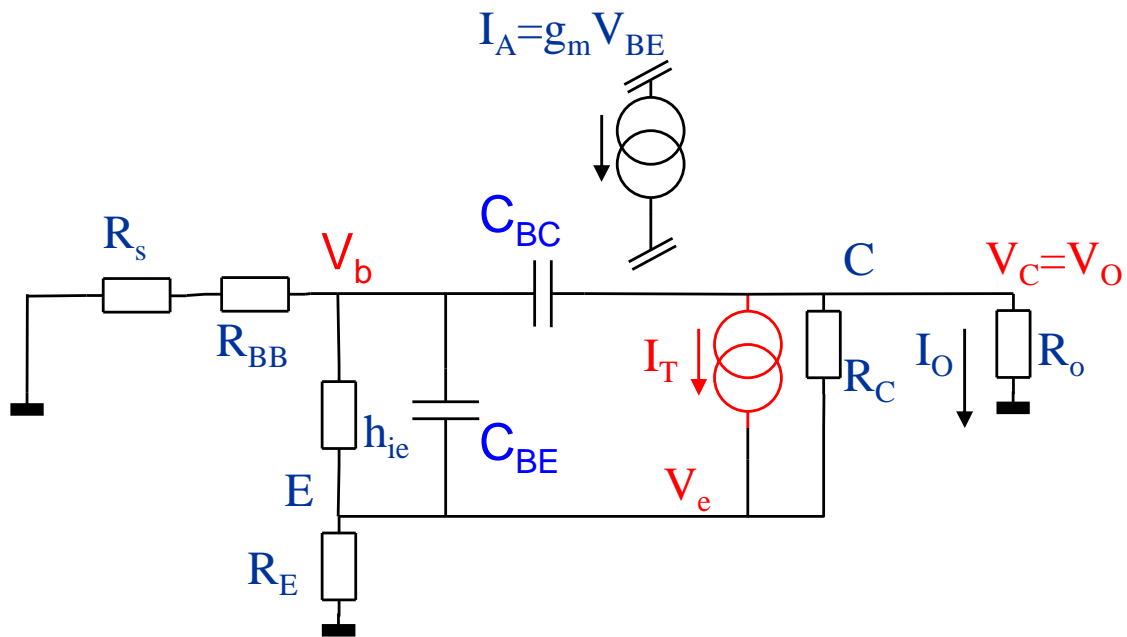
$$Z_{MM} = Z_B \parallel (R_M + R_E)$$

$$R_P = h_{ie}' \parallel R_E$$

$$Z_P = Z_B' \parallel R_E$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (II)

Per valutare il guadagno di anello usiamo la solita tecnica:



Ovviamente occorre fare intervenire molta algebra per risolvere il sistema:

$$\begin{cases} I_T + \frac{V_o - V_e}{R_C} = \frac{V_e}{R_E} + \frac{V_e - V_B}{Z_B} \\ \frac{V_e - V_B}{Z_B} = \frac{V_B}{R_{BB} + R_s} + \frac{V_B - V_o}{Z_F} \\ \frac{V_B - V_o}{Z_F} = I_T + \frac{V_o - V_e}{R_C} + \frac{V_o}{R_o} \end{cases}$$

Che dopo molti calcoli fornisce:

$$T = - \frac{g_{mz} R_C Z_P \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + g_m R_C Z_{MM} \left[(R_s + R_{BB} + R_o)(R_M + R_E + Z_B) \right]}{(R_C + Z_P + R_o) \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + (R_C + Z_{MM}) \left[(R_s + R_{BB} + R_o)(R_M + R_E + Z_B) \right]}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (III)

In molti casi la frequenza limite di lavoro della rete è piccola rispetto ai possibili effetti introdotti da C_{BC} , per cui Z_F può essere considerata di valore ∞ e T si riduce a:

$$T = -\frac{g_{mz}' R_C Z_P}{R_C + Z_P + R_O}$$

Inoltre R_C può essere in genere considerata anch'essa di valore elevata alle frequenze di interesse, per cui:

$$\begin{aligned} T &= -\frac{g_{mz}' R_C Z_P}{R_C + Z_P + R_O} \approx -g_{mz}' Z_P \\ &= -\frac{g_m h_{ie}}{1 + sC_{BE} h_{ie}} \frac{R_E}{Z_B' + R_E} = -\frac{h_{FE}}{1 + sC_{BE} h_{ie}} \frac{R_E}{Z_B' + R_E} \\ &= -\frac{h_{FE}}{R_E + R_{BB} + R_S} \frac{R_E}{1 + sC_{BE} [h_{ie} \parallel (R_{BB} + R_S + R_E)]} \end{aligned}$$

Nel caso in cui R_E sia molto grande ci si riduce a:

$$T = -\frac{h_{FE}}{1 + sC_{BE} h_{ie}}$$

Otteniamo un guadagno di anello a polo dominante.

Se invece $R_E \rightarrow 0$ la rete ha il β più piccolo che si possa impostare. Il sistema tende a comportarsi come se fosse ad anello aperto, che risulta dato da:

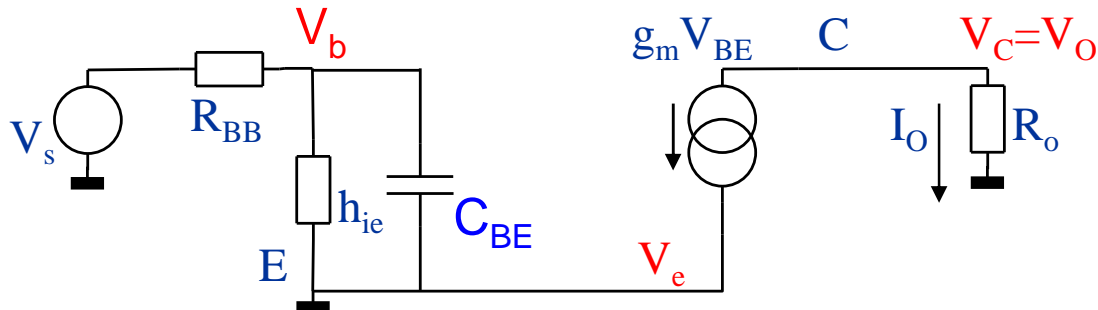
$$A_{OL} = -\frac{T}{\beta} = \frac{T}{R_E} = -\frac{g_m h_{ie}}{1 + sC_{BE} h_{ie}} \frac{1}{Z_B'} = -\frac{h_{FE}}{h_{ie} + R_{BB} + R_S} \frac{1}{1 + sC_{BE} [h_{ie} \parallel (R_{BB} + R_S)]}$$

Nell'ipotesi che la base sia pilotata in tensione, con R_S molto piccola abbiamo che:

$$A_{OL} \approx -\frac{g_m}{1 + sC_{BE} (R_{BB} + R_S)}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (IV)

In questa situazione estrema salta fuori l'importanza di avere un valore piccolo di R_{BB} . Nell'ipotesi in cui R_S sia identicamente nulla:



Abbiamo comunque la presenza di un polo residuo dovuto alla sola R_{BB} :

$$A_{OL} = -\frac{g_m}{1 + sC_{BE}R_{BB}}$$

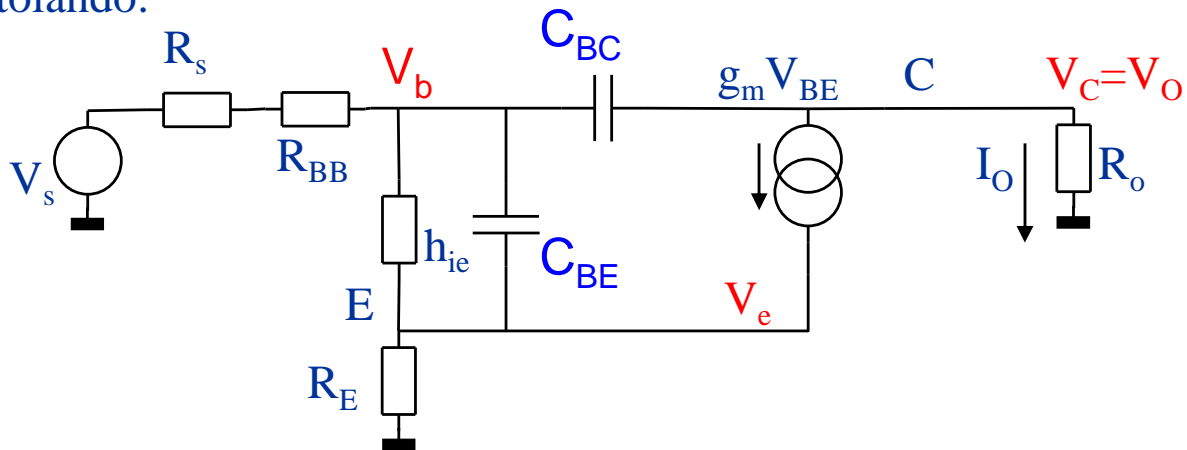
Va ora riconsiderato che abbiamo trascurato la presenza di C_{BC} che dovrebbe essere in realtà tenuta in considerazione in questa circostanza estrema, specialmente se R_O non è di piccolo valore.

Quindi ripartiamo considerando sia R_E che C_{BC} di valore finito, ma supponendo R_C di valore estremamente elevato:

$$T = -\frac{g_{mz}Z_P \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + g_m Z_{MM} \left[(R_S + R_{BB} + R_O)(R_M + R_E + Z_B) \right]}{(Z'_B + R_E) Z_F + \left[(R_S + R_{BB} + R_O)(R_M + R_E + Z_B) \right]}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (V)

Ricapitolando:



La formula completa matura una semplificazione:

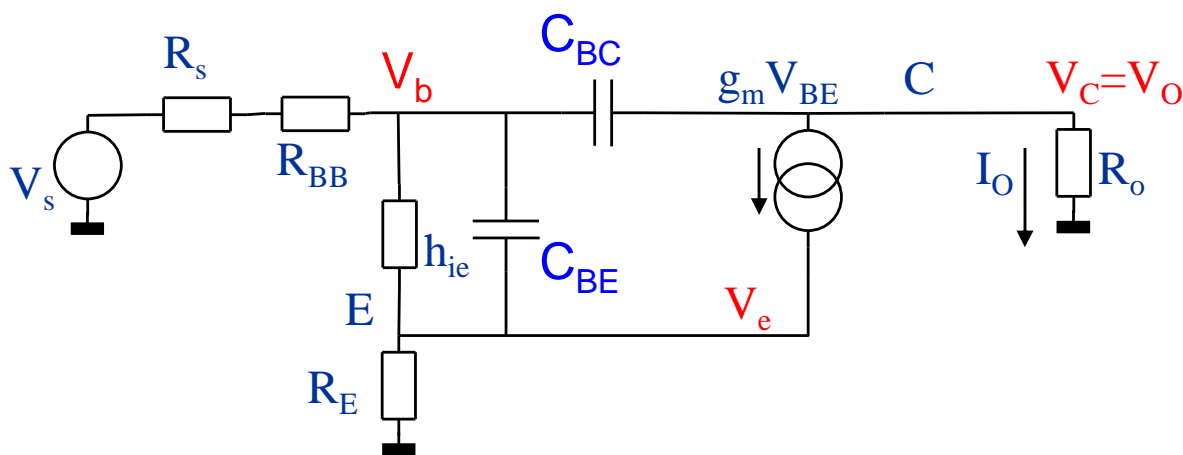
$$\begin{aligned}
 T &= - \frac{g_m' Z_P \left[(Z_B' + R_E) \right] Z_F + g_m Z_{MM} \left[(R_s + R_{BB} + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}{(Z_B' + R_E) Z_F + \left[(R_s + R_{BB} + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]} \\
 &= - \frac{g_m \frac{Z_B}{Z_B'} \frac{Z_B' R_E}{Z_B' + R_E} \left[(Z_B' + R_E) \right] Z_F + g_m \frac{Z_B (R_M + R_E)}{R_M + R_E + Z_B} \left[(R_s + R_{BB} + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}{(Z_B' + R_E) Z_F + \left[(R_s + R_{BB} + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]} \\
 &= - \frac{g_m Z_B R_E Z_F + g_m Z_B \left(\frac{(R_s + R_{BB}) R_o}{R_s + R_{BB} + R_o} + R_E \right) \left[(R_s + R_{BB} + R_o) \right]}{(Z_B' + R_E) Z_F + \left[(R_s + R_{BB} + R_o) \left(\frac{(R_s + R_{BB}) R_o}{R_s + R_{BB} + R_o} + R_E + Z_B \right) \right]} \\
 &= - g_m Z_B \frac{R_E Z_F + (R_s + R_{BB}) R_o + R_E (R_s + R_{BB} + R_o)}{(R_s + R_{BB} + R_E + Z_B) Z_F + (R_s + R_{BB}) R_o + (R_E + Z_B) (R_s + R_{BB} + R_o)} \\
 &= - g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R_s' R_o + R_E (R_s' + R_o)}{(R_s' + R_E + Z_B) Z_F + R_s' R_o + (R_E + Z_B) (R_s' + R_o)} \\
 &\quad R_s' = R_s + R_{BB}
 \end{aligned}$$

Assumiamo ora che $R_o \gg R_s + R_{BB}$:

$$T = - \frac{g_m Z_B}{R_s' + R_E + Z_B} \frac{R_E Z_F + (R_s' + R_E) R_o}{Z_F + R_o} \approx - \frac{g_m (R_s' + R_E) Z_B}{R_s' + R_E + Z_B} \rightarrow - \frac{g_m (R_s' + R_E)}{s C_{BE} (R_s' + R_E) + 1}$$

$Z_F \sim 0$

Emettitore Comune AC: EC - AC (VI)



A questo punto vanno considerati 2 casi. Il primo è quando R_E è grande rispetto a Z_B a frequenze sufficientemente elevate, e quindi anche Z_F mantiene valori elevati nell'intervallo di frequenze in considerazione:

$$\left\{ Z_P = Z_B' \parallel R_E \approx Z_B' \right\} \quad T = -g_{mz}' Z_P \approx -g_m Z_B = -\frac{h_{FE}}{1 + sC_{BE}h_{ie}}$$

Se invece R_E è trascurabile abbiamo che da:

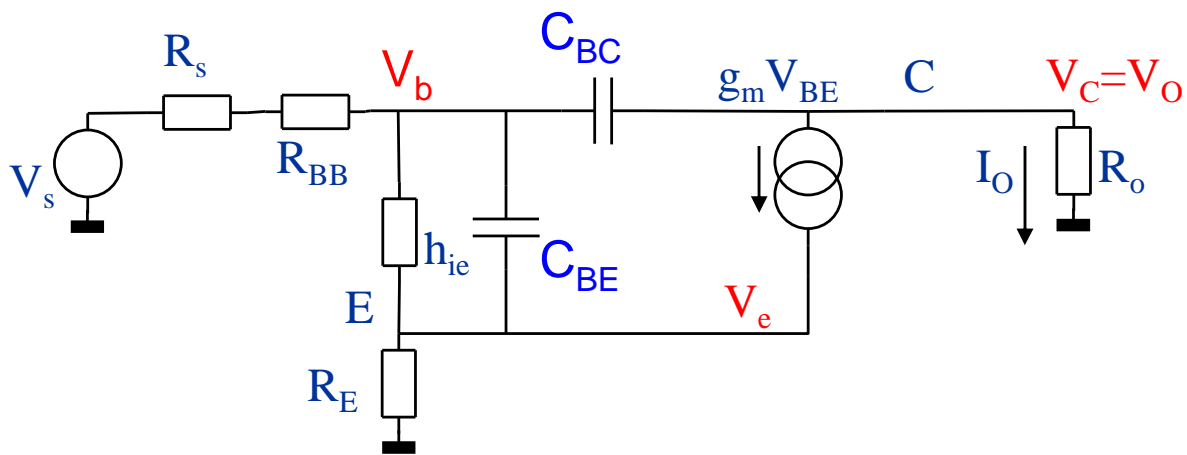
$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R_s' R_o + R_E (R_s' + R_o)}{(R_s' + R_E + Z_B) Z_F + R_s' R_o + (R_E + Z_B) (R_s' + R_o)}$$

Possiamo semplificare R_o grande nei confronti di R_E :

$$\begin{aligned} T &= \frac{-g_m Z_B R_s' R_o}{(R_s' + Z_B) Z_F + R_s' R_o + Z_B (R_s' + R_o)} = \frac{-g_m Z_B R_s' R_o}{(R_s' + Z_B) Z_F + (R_s' + Z_B) R_o + Z_B R_s'} \\ &= -\frac{g_m Z_B}{R_s' + Z_B} \frac{R_s' R_o}{Z_F + R_o + Z_B \parallel R_s'} = -g_{mz}' R_s' \frac{R_o}{Z_F} \approx 0 \text{ fino a frequenze moderate} \end{aligned}$$

ATTENZIONE: dalle relazioni ottenute sopra abbiamo che T ha, nelle condizioni peggiori, 1 zero e 2 poli. Perciò non ci si aspetta mai che un transistor singolo possa mostrare instabilità.

Emettitore Comune AC: EC - AC (VII)

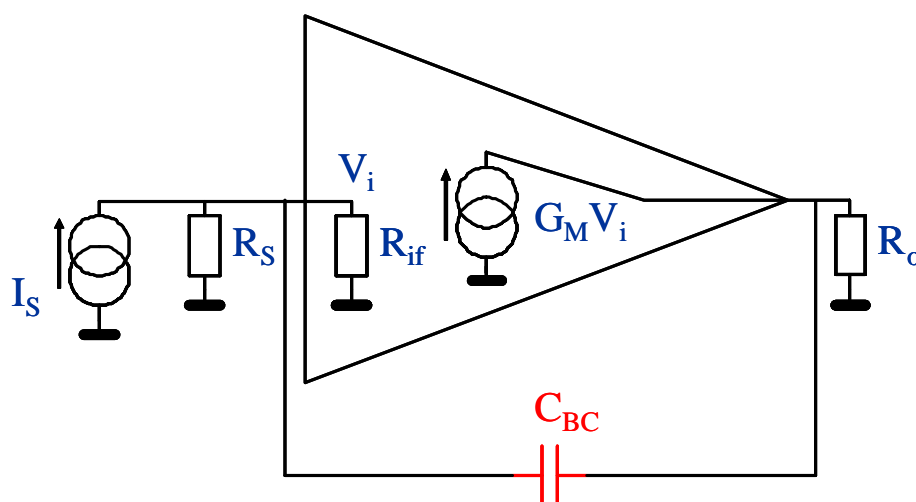


$$T = -g'_{mz} R'_s \frac{R_o}{Z_F + R_o + Z_B \parallel R'_s} \approx -g'_{mz} R'_s \frac{R_o}{Z_F} \approx 0 \text{ fino a frequenze moderate}$$

Quindi il valore di T è molto piccolo fino alle medie frequenze nel caso R_E sia di valore trascurabile.

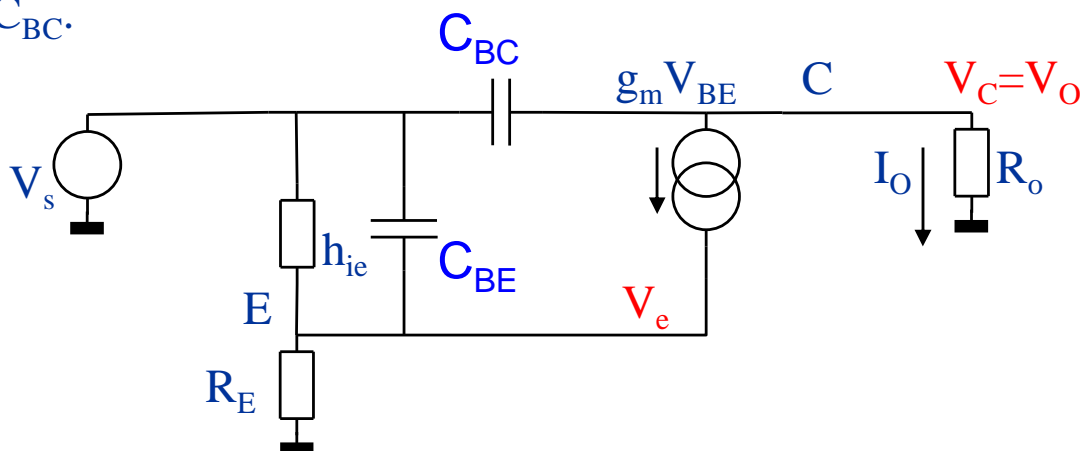
Va però osservato che il comportamento ad anello chiuso del transistor viene modificato dalla presenza di C_{BC} perché la capacità è un elemento di reazione. Il transistor si comporta come una rete a doppia reazione, quella dovuta ad R_E , se presente, e quella dovuta a C_{BC} .

Per semplicità possiamo modellizzare il transistor come un amplificatore reazonato dalla sola R_E , determinare il modello dell'amplificatore, quindi applicare la reazione dovuta a C_{BC} così..



Emettitore Comune AC: EC - AC (VIII)

Partiamo dall'assumere che R_{BB} ed R_S siano nulle, che significa valutare $T_{RS\infty}$. Per costruire l'amplificatore reazionato dalla sola R_E in $T_{RS\infty}$ si include C_{BC} solo nel computo di R_{if} , l'unico parametro a non dipendere più dalla seconda reazione di C_{BC} .



Considerando lo schema sopra otteniamo che (ricordando di imporre $R_S=R_{BB}=0$ e $Z_F=\infty$):

$$\left\{ Z'_B = Z_B + R_{BB} + R_S = Z_B, \Rightarrow Z_P = Z_B \parallel R_E \right\}$$

$$T_{RS0} = -\frac{g'_m Z_P \left[(Z'_B + R_E) Z_F + g_m Z_{MM} [R_o (R_M + R_E + Z_B)] \right]}{(Z'_B + R_E) Z_F + [R_o (R_M + R_E + Z_B)]} \equiv -\frac{g_m Z_B R_E}{Z_B + R_E}$$

Mentre:

$$R_i = \frac{(Z_B + R_E)(Z_F + R_o)}{Z_B + R_E + Z_F + R_o}$$

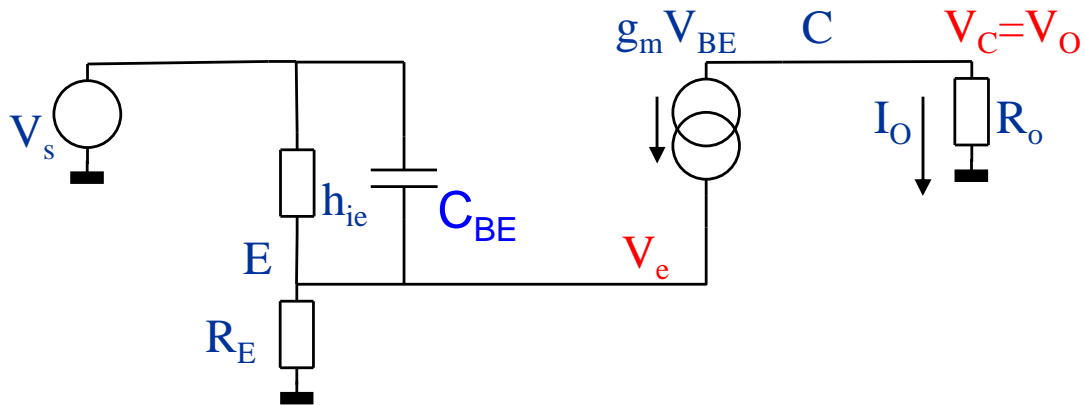
Quindi:

$$\begin{aligned} R_{ifR_S0} \doteq R_A &= \frac{(Z_B + R_E)(Z_F + R_o)}{Z_B + R_E + Z_F + R_o} (1 - T_{RS0}) = \frac{(Z_B + R_E)(Z_F + R_o)}{Z_B + R_E + Z_F + R_o} \left(1 + \frac{g_m Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right) \\ &= \frac{Z_F + R_o}{Z_B + R_E + Z_F + R_o} [R_E + (1 + g_m R_E) Z_B] \approx [R_E + (1 + g_m R_E) Z_B] \end{aligned}$$

L'impedenza di ingresso, che chiamiamo R_A per semplicità, della prima struttura non è molto diversa da quella che si otterrebbe considerando C_{BC} trascurabile.

Emettitore Comune AC: EC - AC (IX)

Volendo considerare l'impedenza di uscita ed il guadagno della prima struttura consideriamo C_{BC} nulla.



E' evidente che risulta $R_{oaprt0} = \infty$, per cui anche $R_{of} = \infty$

Se assumiamo che il guadagno ad anello aperto della struttura sopra sia ∞ succede che:

$$I_{o\infty} = -\frac{1}{R_E} V_s$$

Per cui:

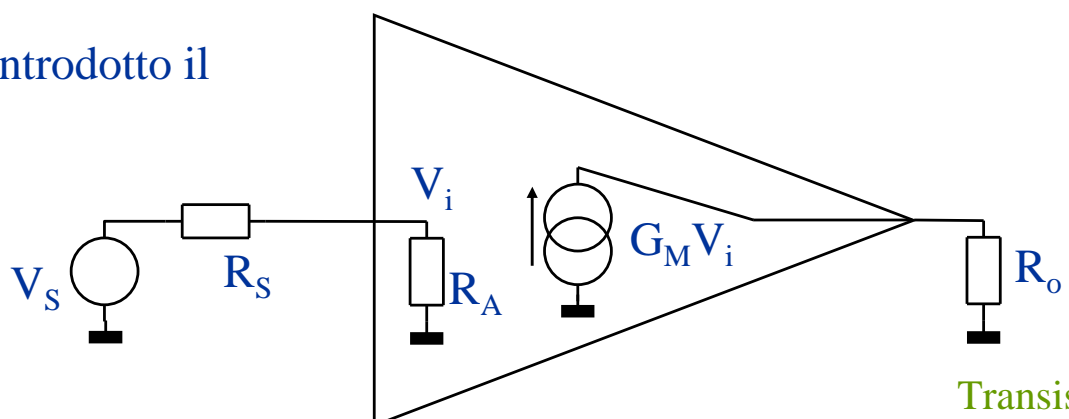
$$I_o = -\frac{1}{R_E} \frac{-T_{Rs0}}{1 - T_{Rs0}} V_s = -\frac{1}{R_E} \frac{g_m R_E Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} V_s = -\frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} V_s$$

$$G_M = -\frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B}$$

Se R_s avesse valore finito ci aspetteremmo in particolare:

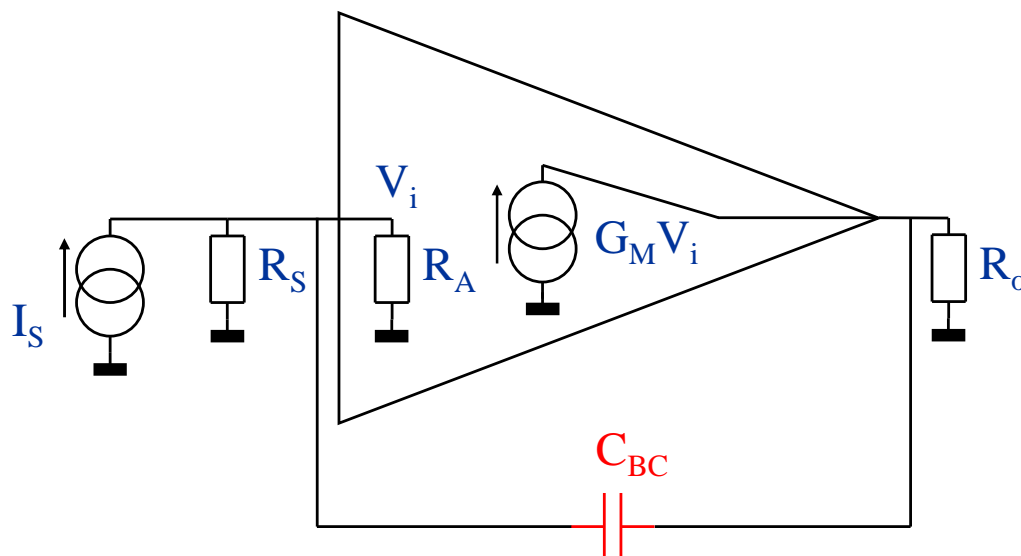
$$\left\{ I_o = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1 - T} = \frac{1}{\beta} \frac{-T_{Rs0}}{1 - T_{Rs0}} \frac{R_{if0}}{R_s + R_{if0}} V_s \right\} \rightarrow I_o = -\frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \frac{R_A}{R_A + R_s} V_s$$

Abbiamo perciò introdotto il modello:

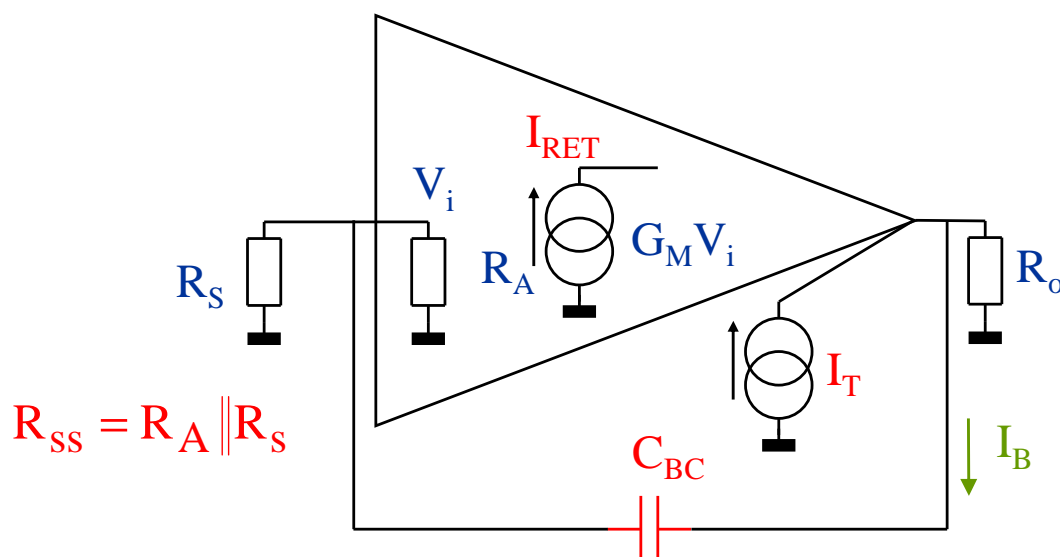


Emettitore Comune AC: EC - AC (X)

Adesso possiamo quindi risolvere la nuova struttura reazionata.



E' comodo valutare il guadagno di anello quando $R_{SS} = \infty$:



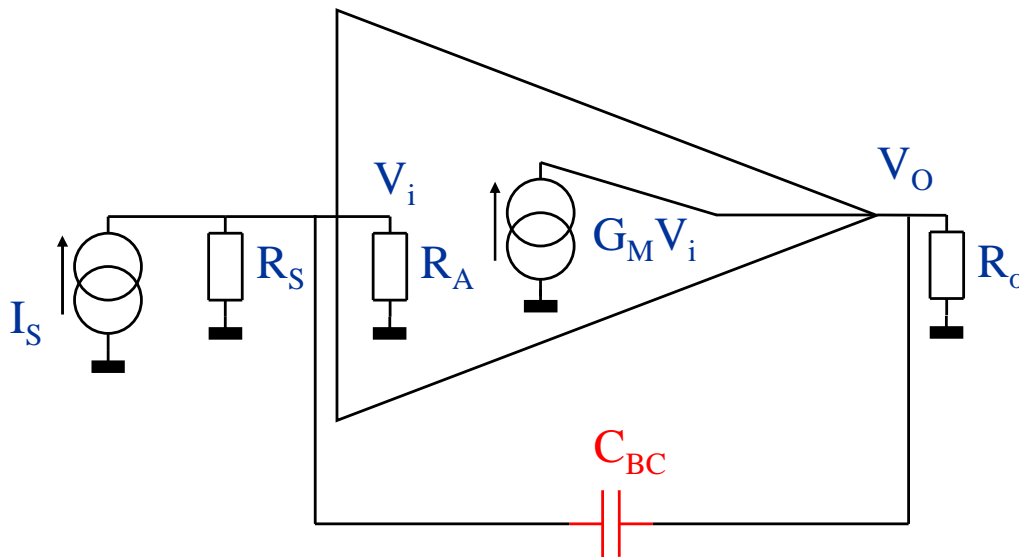
$$I_B = \frac{R_O}{R_O + Z_F + R_{SS}} I_T \quad \Rightarrow \quad V_i = R_{SS} I_B = \frac{R_{SS} R_O}{R_O + Z_F + R_{SS}} I_T$$

$$I_{RET} = G_M \frac{R_{SS} R_O}{R_O + Z_F + R_{SS}} I_T$$

Quindi:

$$T = G_M \frac{R_{SS} R_O}{R_O + Z_F + R_{SS}}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XI)



L'impedenza di ingresso ad anello aperto soddisfa:

$$\frac{1}{R_{iap}} = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_o}$$

Perciò:

$$\left\{ T_{R_{ss}=\infty} = G_M \frac{R_{ss} R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}} \Big|_{R_{ss}=\infty} = G_M R_o \right\}$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{iff}} &= \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_o} (1 - T_{R_{ss}=\infty}) = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_o} (1 - G_M R_o) \\ &= \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_o} \left(1 + \frac{g_m Z_B R_o}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \right) \end{aligned}$$

Impedenza di uscita ad anello aperto, supponendo R_o di valore ∞ :

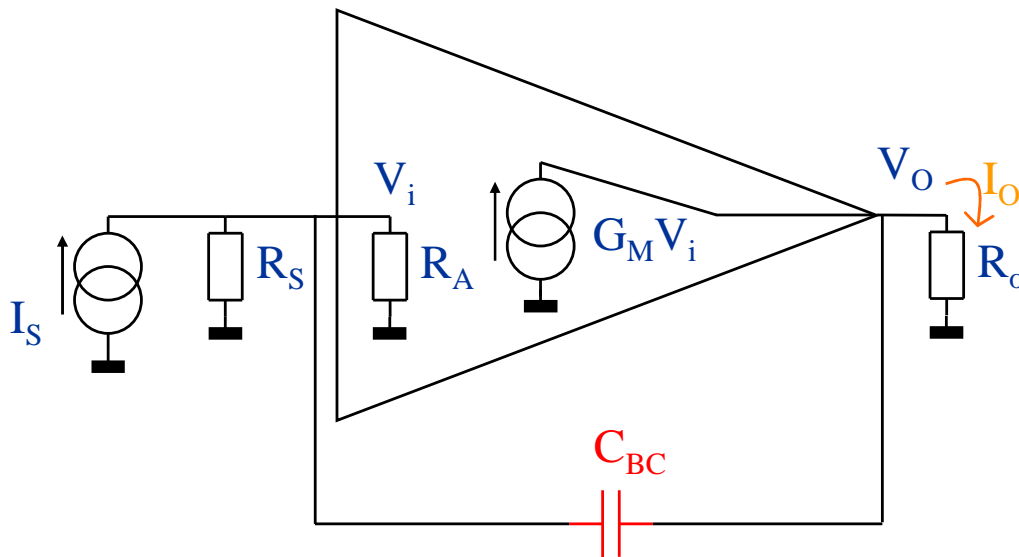
$$R_{oAp} = Z_F + R_{ss}, \quad R_{ss} = R_A \parallel R_s$$

Di conseguenza:

$$R_{of} = (Z_F + R_{ss}) \frac{1}{1 - T} = (Z_F + R_{ss}) \frac{1}{1 - G_M R_{ss}}$$

$$\left\{ T = G_M \frac{R_{ss} R_o}{R_o + Z_F + R_{ss}} \xrightarrow{R_o=\infty} G_M R_{ss} \right\}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XII)



Infine valutiamo il guadagno (definiamo $R_{\text{iff}\infty} = (R_{\text{iff}} \text{ valutata a } R_s = \infty)$):

$$\begin{aligned}
 V_o &= (-Z_F) \frac{R_s}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} \left(-G_M \frac{R_A R_o}{R_o + Z_F + R_A} \right) \frac{1}{1 - G_M \frac{R_A R_o}{R_o + Z_F + R_A}} I_s \\
 &= (-Z_F) \frac{R_s}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} \frac{-G_M R_A R_o}{R_o + Z_F + R_A - G_M R_A R_o} I_s
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{V_o}{R_o} = (-Z_F) \frac{R_s}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} \frac{-G_M R_A}{R_o + Z_F + R_A - G_M R_A R_o} I_s \\
 &= \frac{R_s}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} \frac{G_M Z_F R_A}{R_o + Z_F + R_A - G_M R_A R_o} I_s \\
 &= \frac{G_M Z_F}{R_o + Z_F + R_A - G_M R_A R_o} \frac{R_A}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} V_s
 \end{aligned}$$

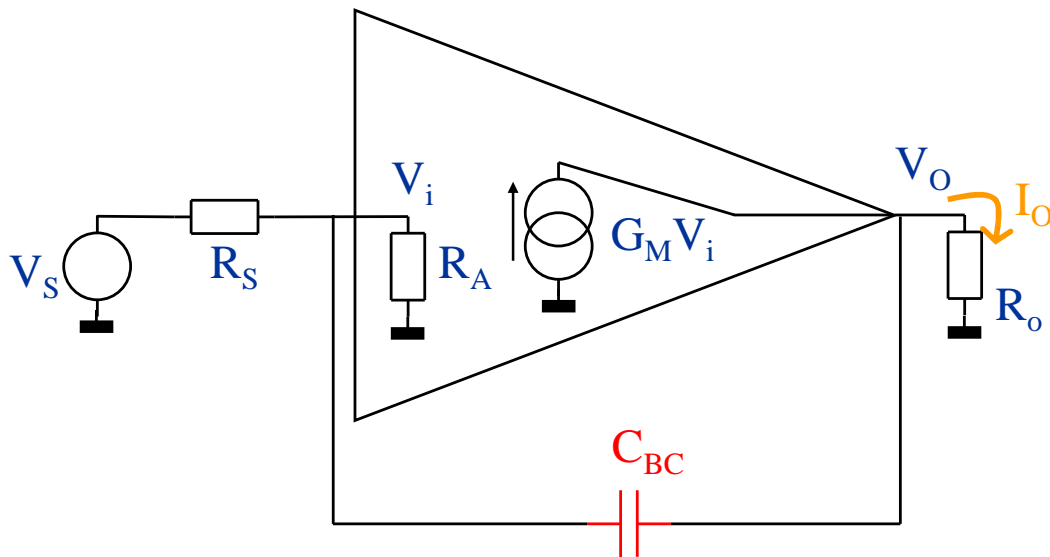
Da quest'ultima relazione si possono ottenere un certo numero di informazioni importanti. Innanzi tutto supponiamo il caso in cui $Z_F = \infty$:

$$I_o \xrightarrow{(Z_F = \infty)} G_M \frac{R_A}{R_s + R_A} V_s \quad G_M = - \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B}$$

$$G_M = - \frac{g_m h_{ie}}{R_E + (1 + g_m R_E) h_{ie}} \frac{1}{1 + \frac{s C_{BE} h_{ie} R_E}{R_E + (1 + g_m R_E) h_{ie}}}$$

Ci si riconduce ovviamente al caso in cui C_{BC} è nulla e si presenta un solo polo.

Emettitore Comune AC: EC - AC (XIII)



Un caso estremo lo si ha quando R_O è molto grande:

$$\left\{ G_M = -\frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \right\} \quad \left\{ I_o = \frac{G_M Z_F}{R_O + Z_F + R_A - G_M R_A R_O} \frac{R_A}{R_S + R_{\text{iff}\infty}} V_S \right\}$$

$$I_o \xrightarrow{(R_O=\infty)} \frac{G_M Z_F}{R_O (1 - G_M R_A)} \frac{R_A}{R_S + R_{\text{iff}\infty}} V_S = \underbrace{\frac{1}{s C_{BC} R_O}}_{\text{polo}} \underbrace{\frac{G_M}{(1 - G_M R_A)}}_{\text{polo}} \underbrace{\frac{R_A}{R_S + R_{\text{iff}\infty}}}_{\text{polo}} V_S$$

Qui abbiamo la situazione in cui sono presenti 2 o 3 poli: uno dovuto a C_{BC} , nell'origine, l'altro dovuto al termine che contiene G_M . Il terzo polo potrebbe essere presente se R_S non fosse trascurabile. Quindi per ogni valore finito di R_O si riscontrano almeno 2 poli. La frequenza del polo dovuto a C_{BC} è strettamente legato al valore di R_O , diminuendo al suo aumentare. La situazione interessante si ha quando R_O ha valore trascurabile:

$$\left\{ \frac{1}{R_{\text{iff}}} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_O} \left(1 + \frac{g_m Z_B R_O}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \right) \right\} \quad I_o \xrightarrow{(R_O=0)} \frac{G_M Z_F}{Z_F + R_A} \frac{R_A}{R_S + R_{\text{iff}\infty}} V_S$$

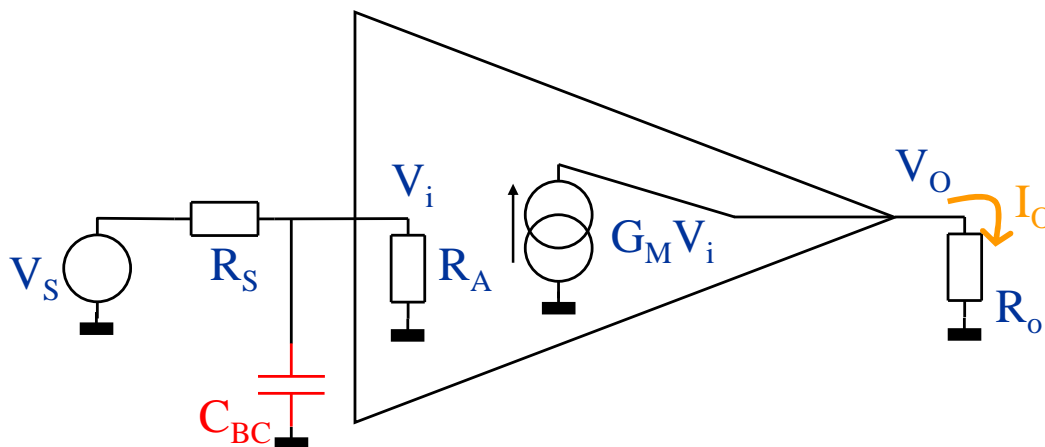
Da quest'ultima relazione si possono ottenere un certo numero di informazioni
Considerato che:

$$\frac{1}{R_{\text{iff}\infty} (R_O=0)} \rightarrow \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F}$$

Ci si riduce a:

$$I_o \xrightarrow{(R_O=0)} \frac{Z_F}{Z_F + R_A} \frac{R_A}{R_S + \frac{Z_F R_A}{Z_F + R_A}} G_M V_S$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XIV)



E' come se la struttura fosse ad anello aperto con Z_F connesso all'ingresso verso massa. Il risultato ottenuto è proprio:

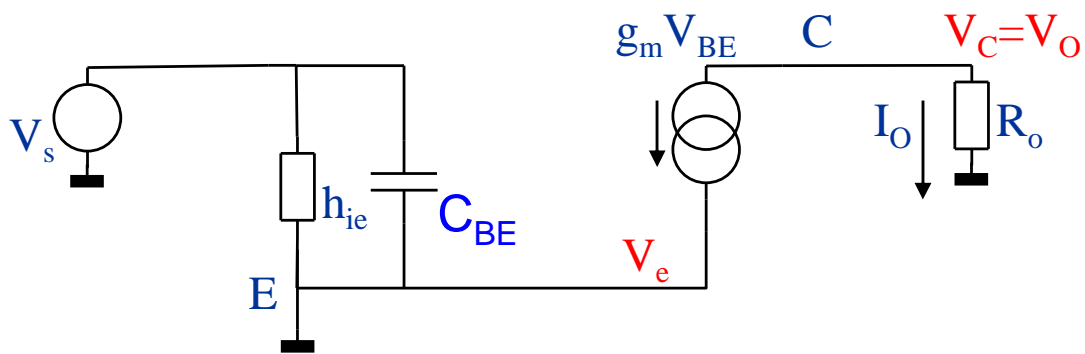
$$\begin{aligned}
 I_o \xrightarrow{(R_o=0)} & \frac{Z_F}{Z_F + R_A} \frac{R_A}{R_s + \frac{Z_F R_A}{Z_F + R_A}} G_M V_s \\
 & = \frac{Z_F \parallel R_A}{R_s + Z_F \parallel R_A} G_M V_s \\
 & = \frac{R_A}{R_A + R_s} \frac{1}{1 + \frac{s C_{BC} R_A R_s}{R_A + R_s}} G_M V_s \\
 & \underset{R_s \approx 0}{=} \frac{1}{1 + s C_{BC} R_s} G_M V_s
 \end{aligned}$$

In questo caso viene introdotto un polo a frequenza molto alta se R_s è piccola. Questa è la situazione più favorevole. Vedremo che è possibile avvicinarsi a questa situazione con la struttura così detta a "cascode".

La situazione interessante si ha quando R_E è nulla. Questa è la tipica situazione che affronta negli stadi di ingresso e di guadagno dei preamplificatori di carica e amplificatori operazionali.

OSSERVAZIONE: la risposta che si sta studiando ora è quella dell'amplificatore. I poli che si osservano sono solo reali.

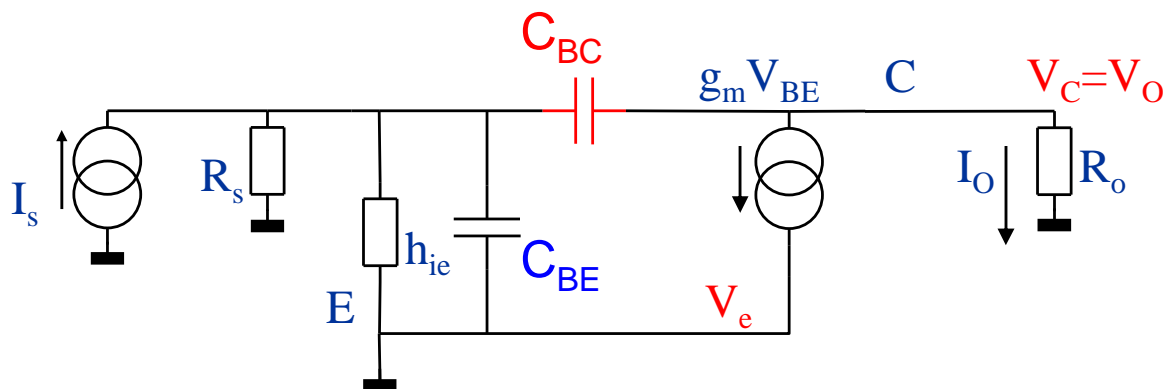
Emettitore Comune AC: EC - AC (XV)



Riassumiamo cosa accade. Trascurando C_{BC} la struttura non risulta essere reazionata. Quindi abbiamo che:

$$A_{R_{s0}} = G_M = \lim_{R_E \rightarrow 0} \frac{T_{R_{s0}}}{R_E} = -g_m \quad R_{ifR_{s0}} = \frac{(Z_F + R_o)Z_B}{Z_B + Z_F + R_o} \approx Z_B$$

Considerando ora la presenza di Z_F come reazione otteniamo che:



Ripartiamo da T:

$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R'_s R_o + R_E (R'_s + R_o)}{(R'_s + R_E + Z_B) Z_F + R'_s R_o + (R_E + Z_B) (R'_s + R_o)}$$

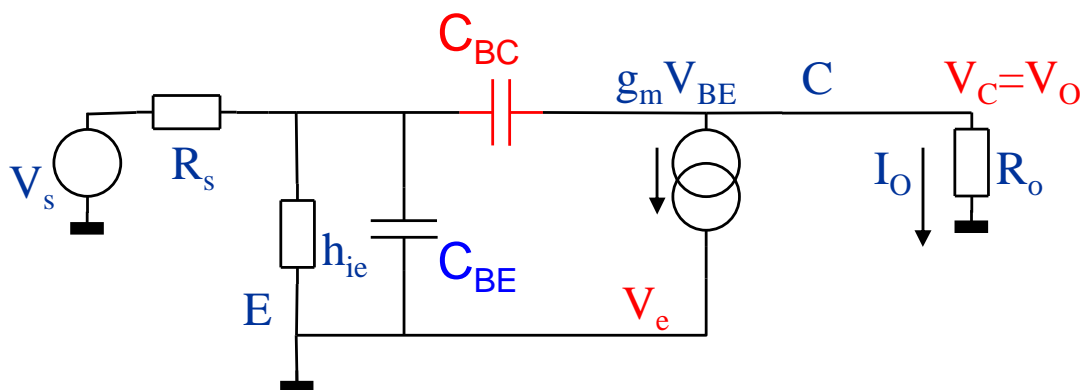
Ed impostiamo $R_E = 0$:

$$T = \frac{-g_m Z_B}{R'_s + Z_B} \frac{R'_s R_o}{Z_F + R_o + \frac{Z_B R'_s}{R'_s + Z_B}}$$

E facciamo il limite per $R'_s + R_{BB} \rightarrow \infty$:

$$T_{R_{s\infty}} = -\frac{g_m Z_B R_o}{Z_F + R_o + Z_B}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XVI)



Quindi:

$$I_O R_O = V_O = -Z_F \frac{-T_{R_S \infty}}{1 - T_{R_S \infty}} \frac{R_s}{R_s + R_{\text{iff} \infty}} \frac{V_s}{R_s}$$

$$\left\{ T_{R_S \infty} = -g_m \frac{Z_B R_O}{R_O + Z_F + Z_B} \right\}$$

$$= -Z_F \frac{g_m Z_B R_O}{Z_F + R_O + Z_B} \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B R_O}{Z_F + R_O + Z_B}} \frac{R'_s}{R'_s + R_{\text{iff} \infty}} \frac{V_s}{R_s}$$

E:

$$\left\{ \frac{1}{R_{\text{iff} \infty}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1}{Z_F + R_O} (1 - T_{Z_B \infty}), \quad T_{Z_B \infty} = -g_m R_O \right\}$$

$$\frac{1}{R_{\text{iff} \infty}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1 + g_m R_O}{Z_F + R_O}$$

Per cui:

$$I_O = \frac{-g_m Z_F}{R_O + Z_F + (1 + g_m R_O) Z_B} \frac{Z_B}{R'_s + \frac{Z_B (Z_F + R_O)}{Z_F + R_O + (1 + g_m R_O) Z_B}} V_s$$

$$= \frac{-g_m Z_F Z_B}{Z_B (Z_F + R_O) + R'_s [Z_F + R_O + (1 + g_m R_O) Z_B]} V_s$$

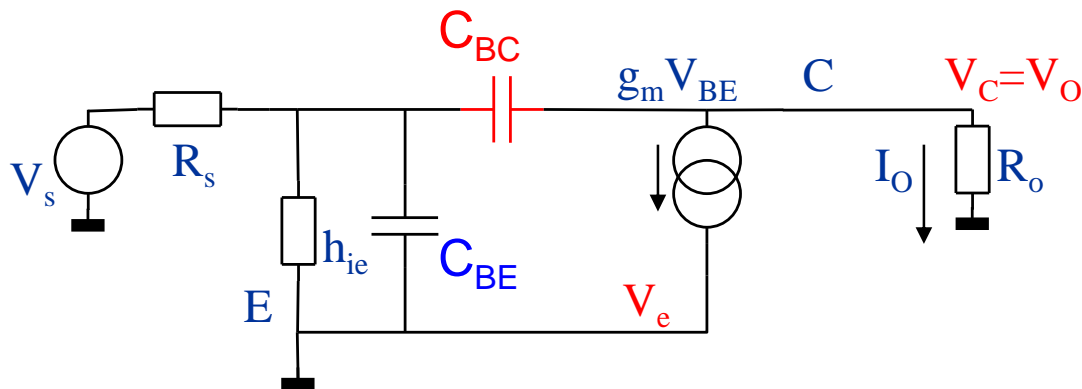
$$= \frac{-g_m}{\frac{h_{ie}}{1 + s C_{BE} h_{ie}} \left(\frac{1}{s C_{BC}} + R_O \right) + R'_s \left[\frac{1}{s C_{BC}} + R_O + (1 + g_m R_O) \frac{h_{ie}}{1 + s C_{BE} h_{ie}} \right]} \frac{h_{ie}}{1 + s C_{BE} h_{ie}} \frac{1}{s C_{BC}} V_s$$

$$= \frac{-g_m h_{ie}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O R'_s h_{ie} + s \left\{ C_{BC} \left[R_O (h_{ie} + R'_s) + h_{ie} R'_s (1 + g_m R_O) \right] + C_{BE} h_{ie} R'_s \right\} + h_{ie} + R'_s} V_s$$

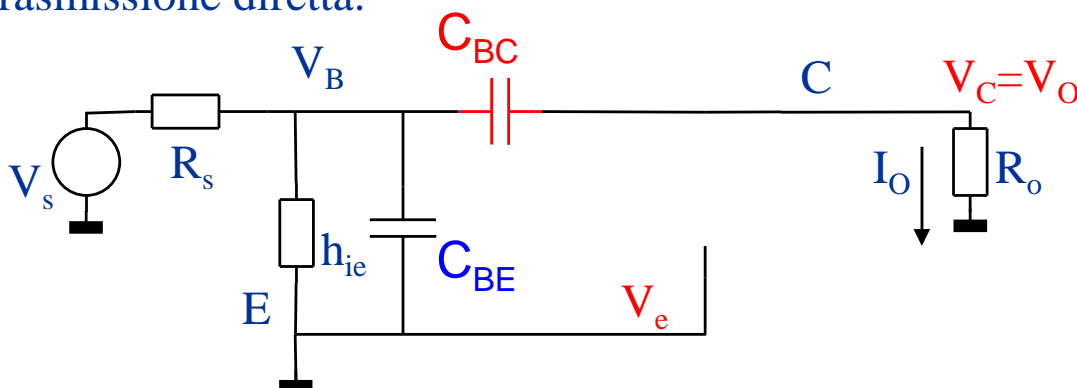
La presenza di C_{BC} ci aggiunge quindi un polo che è privo di efficacia se C_{BC} è nulla o se R_O è molto piccola.

Si tornerà su questo punto quando si studieranno le strutture ad alto guadagno.

Emettitore Comune AC: EC - AC (XVII)



L'ultimo aspetto nei riguardi di questa struttura riguarda la trasmissione diretta. Se R_C può essere considerato di valore ∞ solo la presenza di C_{BC} fornisce trasmissione diretta.



Abbiamo che:

$$V_B = \frac{(Z_F + R_O) Z_B}{Z_F + R_O + Z_B} \frac{1}{R_s + \frac{(Z_F + R_O) Z_B}{Z_F + R_O + Z_B}} V_s$$

$$V_C = \frac{R_O}{R_O + Z_F} V_B, \quad I_O = \frac{V_C}{R_O} = \frac{V_B}{R_O + Z_F}$$

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{Z_B}{Z_F + R_O + Z_B} \frac{1}{R_s + \frac{(Z_F + R_O) Z_B}{Z_F + R_O + Z_B}} V_s \\ &= \frac{Z_B}{R_s (Z_F + R_O + Z_B) + (Z_F + R_O) Z_B} V_s = A_{DIR} V_s \end{aligned}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XVIII)

Considerando che la trasmissione diretta fornisce un contributo che è diviso per $1-T$, osserviamo che:

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{R_s}{R_s + \frac{Z_B(Z_F + R_o)}{Z_B + Z_F + R_o}} T_{R_s \infty} \\
 &= \frac{R_s(Z_B + Z_F + R_o)}{R_s(Z_B + Z_F + R_o) + Z_B(Z_F + R_o)} g_m \frac{-Z_B R_o}{R_o + Z_F + Z_B} \\
 &= \frac{-g_m Z_B R_o R_s}{R_s(Z_B + Z_F + R_o) + Z_B(Z_F + R_o)}
 \end{aligned}$$

Di conseguenza:

$$\begin{aligned}
 \frac{A_{DIR}}{1-T} &= \frac{Z_B}{R_s(Z_F + R_o + Z_B) + (Z_F + R_o)Z_B} \times \\
 &\quad \times \frac{1}{1 + \frac{g_m Z_B R_o R_s}{R_s(Z_B + Z_F + R_o) + Z_B(Z_F + R_o)}} \\
 &= \frac{Z_B}{Z_B(Z_F + R_o) + R_s(Z_F + R_o + (1 + g_m R_o)Z_B)}
 \end{aligned}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XIX)

Ora rivalutiamo il guadagno diretto a partire da:

$$I_o = \frac{-g_m Z_F}{R_o + Z_F + (1 + g_m R_o) Z_B} \frac{Z_B}{R_s + R_{\text{iff}\infty}} V_s \quad \frac{1}{R_{\text{iff}\infty}} = \frac{1}{Z_B} + \frac{1 + g_m R_o}{Z_F + R_o}$$

$$R_{\text{iff}\infty} = \frac{Z_B (Z_F + R_o)}{1 + g_m R_o} \frac{1}{Z_B + \frac{Z_F + R_o}{1 + g_m R_o}} = \frac{Z_B (Z_F + R_o)}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B}$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{-g_m Z_F}{R_o + Z_F + (1 + g_m R_o) Z_B} \frac{Z_B}{R_s' + \frac{Z_B (Z_F + R_o)}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B}} V_s \\ &= \frac{-g_m Z_F Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' [Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B]} V_s \end{aligned}$$

In definitiva:

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{-g_m Z_F Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' [Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B]} V_s \\ &\quad + \frac{Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' (Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B)} V_s \\ &= \frac{\{1 - g_m Z_F\} Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' [Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B]} V_s \\ &= \frac{\left\{1 - \frac{g_m}{s C_{BC}}\right\} Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' [Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B]} V_s \\ &= \frac{-g_m h_{ie} \left\{1 - \frac{s C_{BC}}{g_m}\right\}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_o R_s' h_{ie} + s \left\{C_{BC} \left[R_o (h_{ie} + R_s') + h_{ie} R_s' (1 + g_m R_o)\right] + C_{BE} h_{ie} R_s'\right\} + h_{ie} + R_s'} V_s \end{aligned}$$

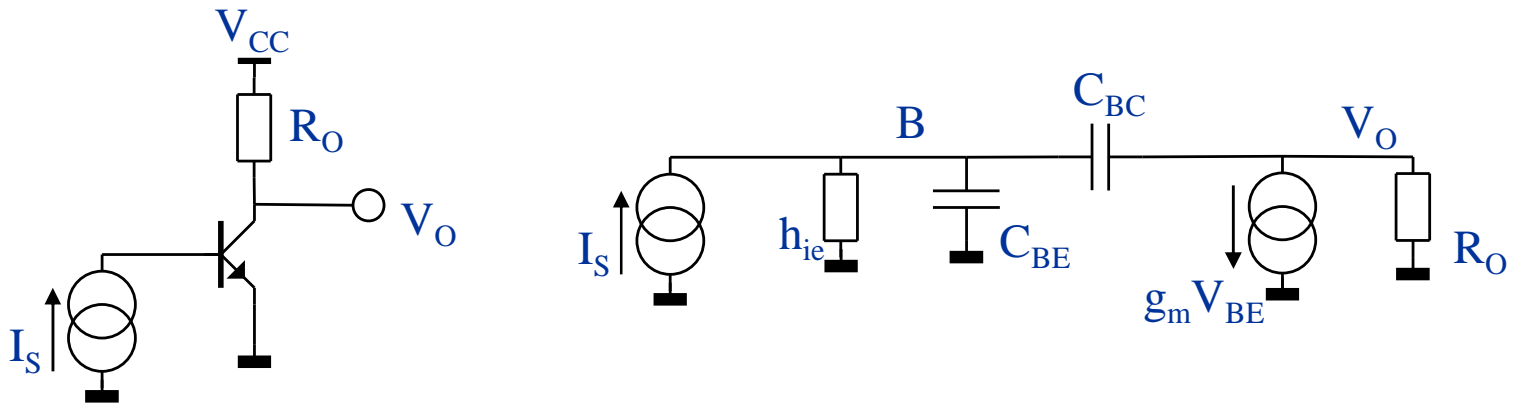
Perciò abbiamo uno zero positivo, a $\omega = g_m / s C_{BC}$ che deriva dal passaggio diretto del segnale attraverso C_{BC} .

Ovviamente se Z_F fosse ∞ ci ridurremmo a:

$$I_o = \frac{-g_m Z_B}{Z_B + R_s} V_s = \frac{-g_m h_{ie}}{(s C_{BE} h_{ie} + 1) R_s' + h_{ie}} V_s \quad !!!$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XX)

Per potere svolgere un confronto con la situazione convenzionale possiamo affrontare il problema non passando per il modello intermedio. Visto la complessità dei calcoli consideriamo la situazione in cui R_E è nulla.

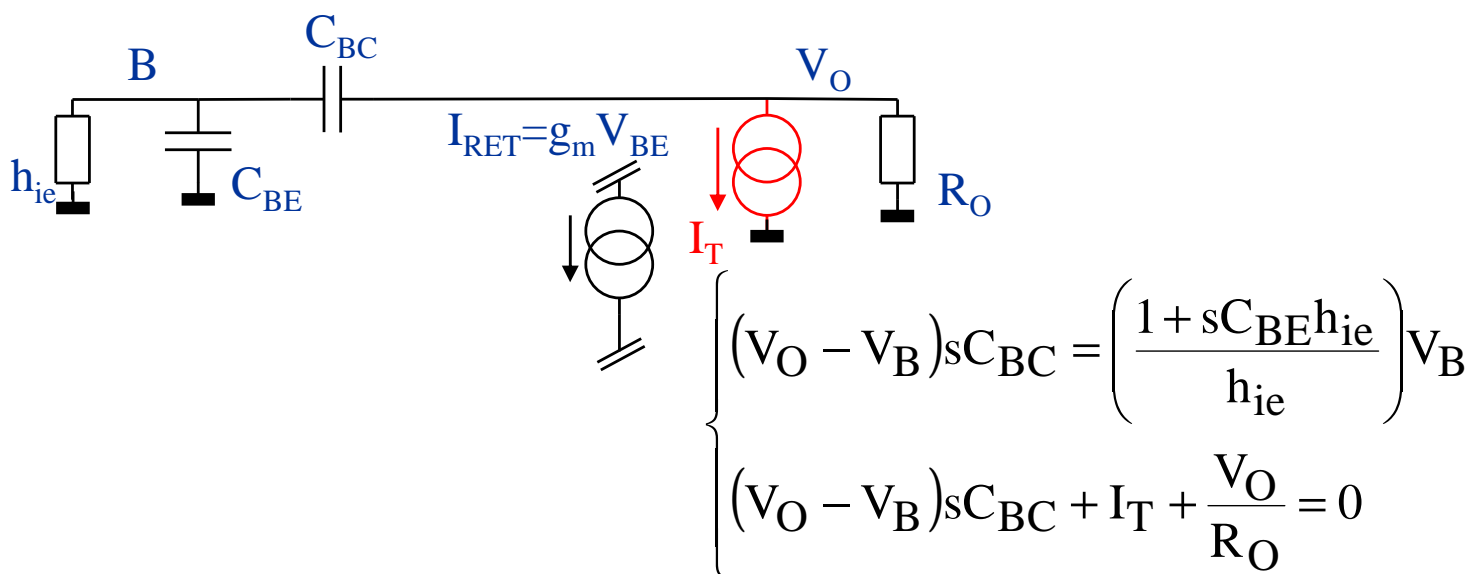


Cominciamo con il guadagno ad anello chiuso, $g_m = \infty$:

Se $g_m = \infty$ risulta che $V_B \sim 0$, quindi:

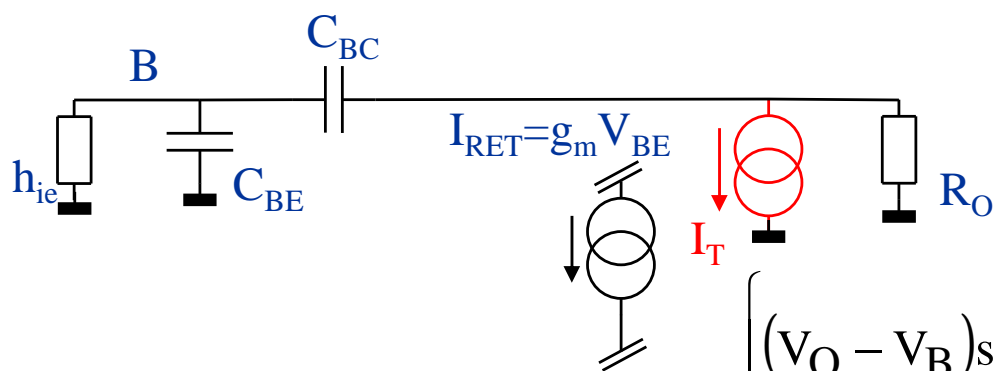
$$V_O = -\frac{1}{sC_{BC}} I_S$$

Ora tocca al guadagno di anello:



$$V_O = \left(\frac{1 + s(C_{BE} + C_{BC})h_{ie}}{sC_{BC}h_{ie}} \right) V_B$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XXI)



$$\begin{cases} (V_O - V_B)sC_{BC} = \left(\frac{1 + sC_{BE}h_{ie}}{h_{ie}} \right) V_B \\ (V_O - V_B)sC_{BC} + I_T + \frac{V_O}{R_O} = 0 \end{cases}$$

Dalla prima eq.:

$$V_O = \left(\frac{1 + s(C_{BE} + C_{BC})h_{ie}}{sC_{BC}h_{ie}} \right) V_B$$

Dalla seconda eq.:

$$I_T = -\frac{1 + sC_{BC}R_O}{R_O} V_O + sC_{BC}V_B$$

$$I_T = \left\{ -\frac{1 + sC_{BC}R_O}{R_O} \frac{1 + s(C_{BE} + C_{BC})h_{ie}}{sC_{BC}h_{ie}} + sC_{BC} \right\} V_B$$

$$I_T = \frac{-1 - s(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} - sC_{BC}R_O - s^2C_{BC}^2R_Oh_{ie} - s^2C_{BC}C_{BE}R_Oh_{ie} + s^2C_{BC}^2R_Oh_{ie}}{sC_{BC}h_{ie}R_O} V_B$$

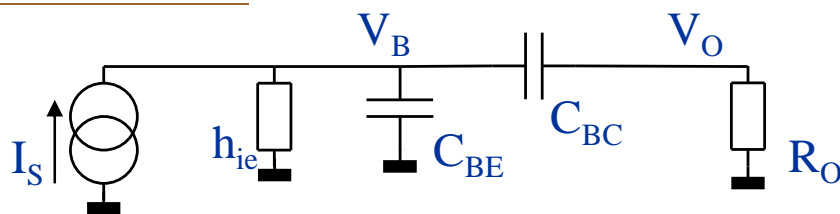
$$I_T = -\frac{1 + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + s^2C_{BC}C_{BE}R_Oh_{ie}}{sC_{BC}h_{ie}R_O} V_B$$

Quindi, da $I_{RET} = g_m V_{BE}$ il guadagno di anello risulta:

$$T = -\frac{sC_{BC}h_{ie}R_Og_m}{s^2C_{BC}C_{BE}R_Oh_{ie} + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + 1}$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XXII)

Trasmissione diretta:



$$I_S = \left(\frac{1}{h_{ie}} + sC_{BE} + \frac{sC_{BC}}{1 + sC_{BC}R_O} \right) V_B$$

$$= \frac{1 + sC_{BC}R_O + sC_{BE}h_{ie}(1 + sC_{BC}R_O) + sC_{BC}h_{ie}}{h_{ie}(1 + sC_{BC}R_O)} V_B$$

$$V_O = \frac{sC_{BC}R_O}{1 + sC_{BC}R_O} V_B$$

$$= \frac{sC_{BC}R_O h_{ie}}{1 + sC_{BC}R_O + sC_{BE}h_{ie}(1 + sC_{BC}R_O) + sC_{BC}h_{ie}} I_S$$

$$= \frac{sC_{BC}R_O h_{ie}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O h_{ie} + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + 1} I_S$$

Ed in conclusione abbiamo che:

$$V_O = \left\{ -\frac{1}{sC_{BC}} \frac{-T}{1-T} + \frac{sC_{BC}R_O h_{ie}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O h_{ie} + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + 1} \frac{1}{1-T} \right\} I_S$$

$$= -\frac{R_O h_{ie} (g_m - sC_{BC})}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O h_{ie} + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + 1} \frac{1}{1-T} I_S$$

$$V_O = -\frac{R_O h_{ie} (g_m - sC_{BC})}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O h_{ie} + s[(C_{BE} + C_{BC})h_{ie} + C_{BC}R_O] + 1 + sC_{BC}R_O h_{ie} g_m} I_S$$

Emettitore Comune AC: EC - AC (XXIII)

$$\begin{aligned}
 I_O &= -\frac{h_{ie}(g_m - sC_{BC})}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O h_{ie} + s[C_{BE} h_{ie} + C_{BC} R_O] + 1 + sC_{BC} h_{ie}(g_m R_O + 1)} I_S \\
 &= -\frac{h_{ie}(g_m - sC_{BC})}{sC_{BE} h_{ie}(sC_{BC} R_O + 1) + sC_{BC} R_O + 1 + sC_{BC} h_{ie}(g_m R_O + 1)} I_S \\
 &= -\frac{h_{ie}(g_m - sC_{BC})}{(sC_{BE} h_{ie} + 1)(sC_{BC} R_O + 1) + sC_{BC} h_{ie}(g_m R_O + 1)} I_S
 \end{aligned}$$

Questo risultato è molto interessante. Il conto svolto ci ha portato ad una espressione della corrente di uscita che dipende essenzialmente dal guadagno $g_m h_{ie}$ e da 2 poli.

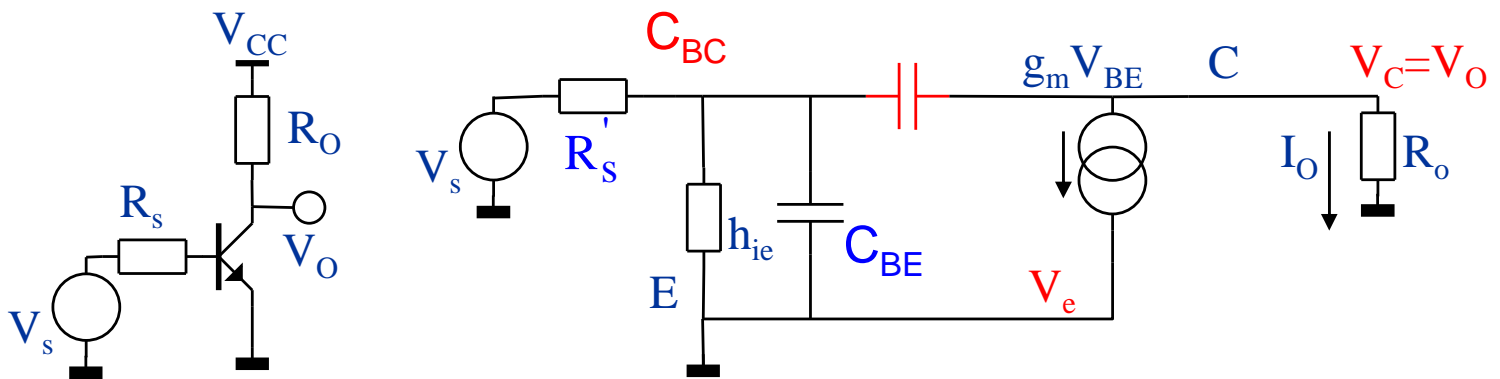
Solo a frequenza molto alta abbiamo l'effetto di uno zero positivo, g_m/C_{BC} , che deriva dalla trasmissione diretta del segnale dall'ingresso verso l'uscita. Questo zero è stato comunque valutato a partire dall'ipotesi di struttura ad anello chiuso.

Il risultato coincide con quello ottenuto alla fine della sezione precedente la seguente in termini più generici, pur di considerare $V_s = R_s I_s$ e $R_s \rightarrow \infty$:

$$\begin{aligned}
 I_O &= \frac{-g_m h_{ie} \left\{ 1 - \frac{sC_{BC}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O R_s' h_{ie} + s \left\{ C_{BC} \left[R_O (h_{ie} + R_s') + h_{ie} R_s' (1 + g_m R_O) \right] + C_{BE} h_{ie} R_s' \right\} + h_{ie} + R_s'} V_s \\
 &\stackrel{h_{ie} \gg 1/sC_{BE}}{=} \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{BC}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O R_s' + s \left\{ C_{BC} \left[R_O + R_s' (1 + g_m R_O) \right] + C_{BE} R_s' \right\} + 1} V_s \\
 &\stackrel{R_s \rightarrow \infty, V_s = R_s I_s}{=} \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{BC}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{BC} C_{BE} R_O + s \left\{ C_{BC} (1 + g_m R_O) + C_{BE} \right\}} I_s \\
 &= \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{BC}}{g_m} \right\}}{s(C_{BC} (1 + g_m R_O) + C_{BE}) \left(s \frac{C_{BC} C_{BE} R_O}{C_{BC} (1 + g_m R_O) + C_{BE}} + 1 \right)} I_s
 \end{aligned}$$

Configurazione Cascode: introduzione (I)

Si voglia costruire una struttura ad anello aperto avente la maggior larghezza di banda e guadagno possibile. Partiamo ancora da questa configurazione:



La corrente di uscita, includendo anche la trasmissione diretta, è:

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{\left\{ 1 - \frac{g_m}{sC_{BC}} \right\} Z_B}{Z_B (Z_F + R_o) + R_s' [Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) Z_B]} V_s \\
 &= \frac{Z_B}{Z_B + R_s'} \frac{\left\{ 1 - \frac{g_m}{sC_{BC}} \right\}}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) \frac{Z_B R_s'}{Z_B + R_s'}} V_s
 \end{aligned}$$

Ovviamente il caso in cui R_s sia molto piccolo è la situazione più favorevole, visto che la struttura si comporta praticamente come se fosse ad anello aperto:

$$I_o \approx \frac{1}{sC_{BC}} \frac{sC_{BC} - g_m}{Z_F + R_o} V_s = \frac{1}{sC_{BC}} \frac{sC_{BC} - g_m}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o} V_s = \frac{sC_{BC} - g_m}{sC_{BC} R_o + 1} V_s$$

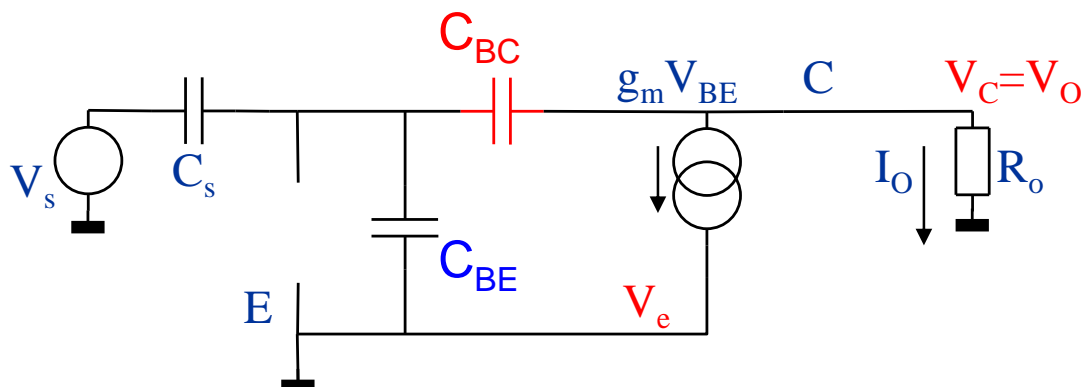
Il guadagno viene massimizzato quando R_o è capacitivo: $1/sC_o$:

$$I_o \approx \frac{sC_{BC} - g_m}{sC_{BC} \frac{1}{sC_o} + 1} V_s = \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \{sC_{BC} - g_m\} V_s$$

Un caso particolare, di nostro interesse, si ha quando l'impedenza R_s è essa stessa capacitiva. Tipica impedenza dei sensori di nostro interesse.

Configurazione Cascode : introduzione (II)

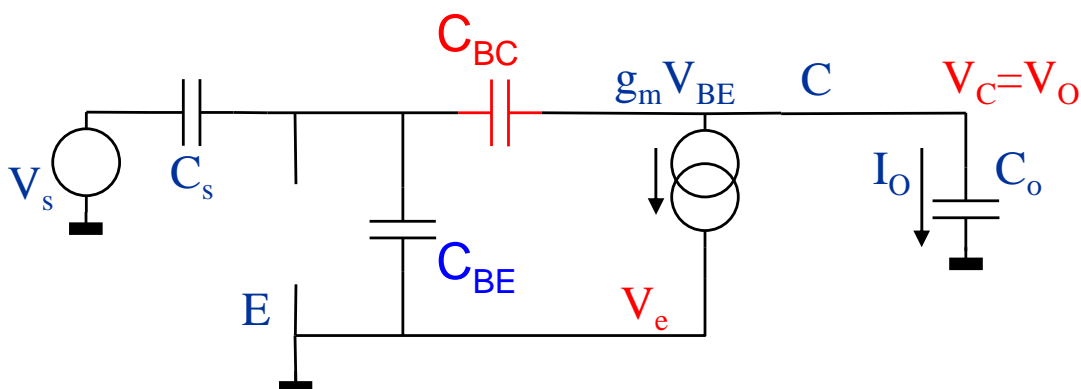
Supponiamo l'impedenza di sorgente capacitiva, C_s , e supponiamo di essere interessati a capire cosa succede a frequenze elevate, trascurando quindi anche h_{ie} :



Otteniamo:

$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{Z_B}{Z_B + R_s'} \frac{\left\{ 1 - \frac{g_m}{sC_{BC}} \right\}}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) \frac{Z_B R_s'}{Z_B + R_s'}} V_s \\
 &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o + \frac{1 + g_m R_o}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s
 \end{aligned}$$

Se vogliamo massimo guadagno l'impedenza di uscita la possiamo pensare capacitiva:



$$V_o = \frac{I_o}{sC_o} = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{s^2 C_o C_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + \frac{1}{sC_o} + \frac{sC_o + g_m}{s^2 C_o (C_{BE} + C_s)}} V_s$$

Configurazione Cascode: introduzione (III)

Quindi:

$$\begin{aligned}
 V_o = \frac{I_o}{sC_o} &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{s^2 C_o C_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + \frac{1}{sC_o} + \frac{sC_o + g_m}{s^2 C_o (C_{BE} + C_s)}} V_s \\
 &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{s^2 C_o C_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} s^2 C_o (C_{BE} + C_s) C_{BC}}{sC_o (C_{BE} + C_s) + sC_{BC} (C_{BE} + C_s) + sC_o C_{BC} + g_m C_{BC}} V_s \\
 &= \frac{\{sC_{BC} - g_m\} C_s}{s [C_o (C_{BE} + C_s + C_{BC}) + C_{BC} (C_{BE} + C_s)] + g_m C_{BC}} V_s \\
 &= \frac{C_s}{C_{BC} + C_{BE} + C_s} \frac{1}{C_o + \frac{C_{BC} (C_{BE} + C_s)}{C_{BC} + C_{BE} + C_s}} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BC} + C_{BE} + C_s} \frac{C_{BC}}{C_o + \frac{C_{BC} (C_{BE} + C_s)}{C_{BC} + C_{BE} + C_s}}} V_s \\
 &\approx \frac{C_s}{C_{BC} (C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s \quad (C_o \ll C_{BC}, C_{BE})
 \end{aligned}$$

Per cui abbiamo che:

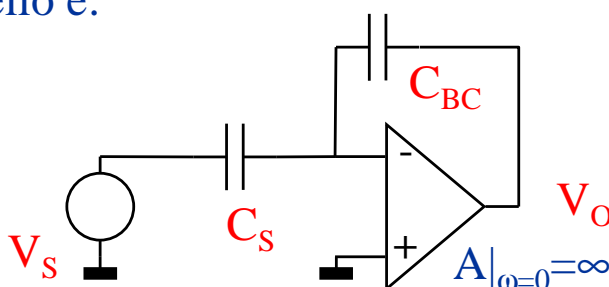
$$I_o = sC_o V_o \underset{C_o \ll C_{BC}, C_{BE}}{\approx} \frac{sC_o C_s}{C_{BC} (C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s \xrightarrow{C_o \rightarrow 0} 0$$

Conseguenza del fatto che il transistor si comporta come un amplificatore di tensione a frequenze elevate.

Abbiamo il fatto fondamentale che la frequenza del polo dipende dai parametri del transistor. Inoltre il guadagno a frequenza zero è limitato a:

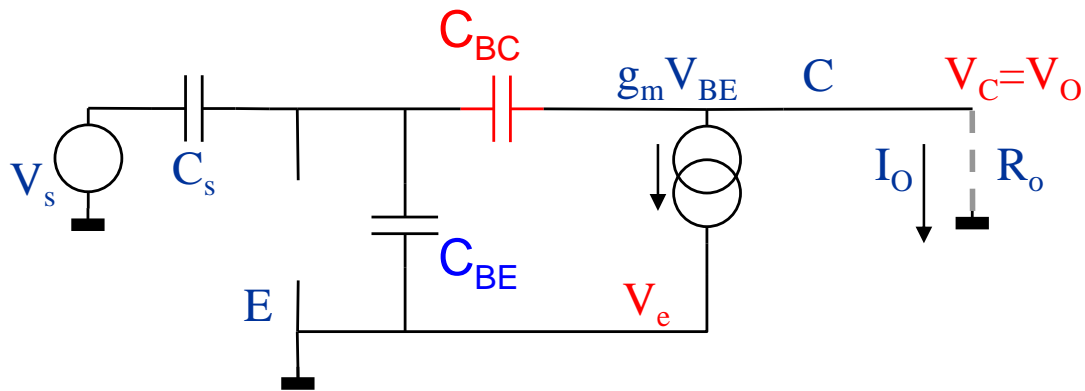
$$V_o = -\frac{C_s}{C_{BC}} V_s$$

Il risultato è dato dal fatto che nel modello approssimato considerato a frequenza nulla il modello è:



Configurazione Cascode: introduzione (IV)

Supponiamo ora che l'impedenza di carico sia molto piccola:



Ci riduciamo banalmente a:

$$I_O = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + \frac{1}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s$$

$$= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} s(C_{BE} + C_s) C_{BC}}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} V_s$$

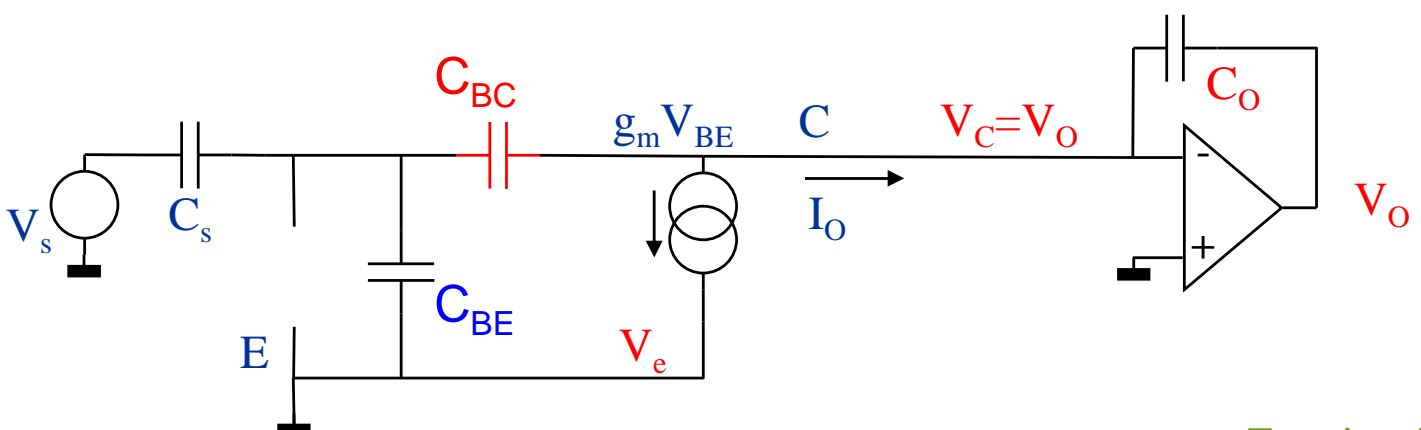
$$= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} V_s$$

$$\left\{ I_O = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o + \frac{1 + g_m R_o}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s \right\}$$

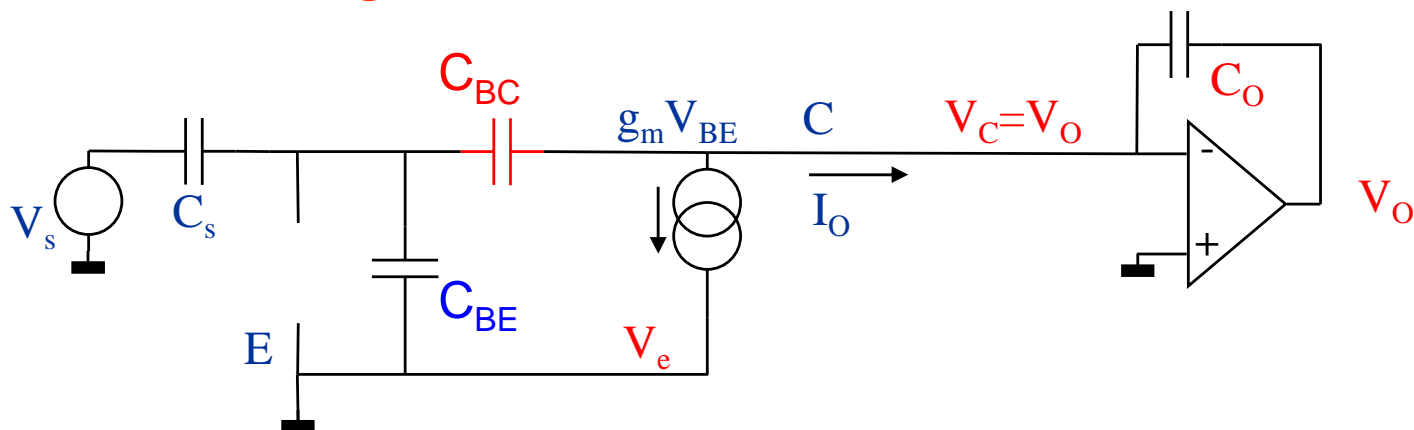
Come avevamo già anticipato qui non abbiamo presente nessun polo: massima banda.

Però dobbiamo aggiungere qualche cosa se vogliamo ottenere una tensione elevata, in luogo di una corrente.

La prima cosa che viene in mente è un amplificatore di corrente:



Configurazione Cascode: introduzione (V)



Infatti in questo caso l'impedenza di ingresso dell'amplificatore di corrente è piccola, per cui si ha che:

$$V_o = -\frac{1}{sC_o} I_o$$

Combinando i due stadi:

$$V_o = -\frac{C_s}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} \frac{sC_{BC} - g_m}{sC_o} V_s$$

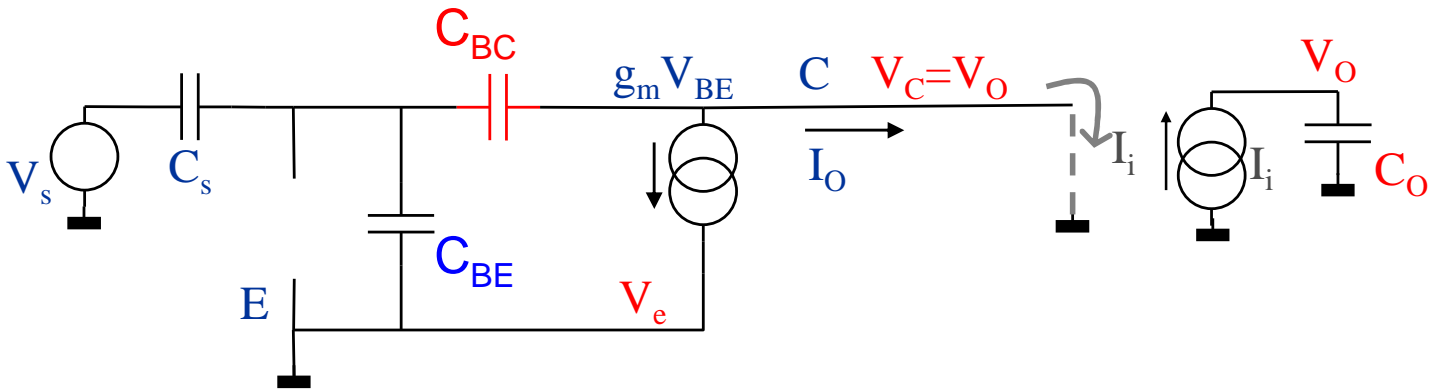
Ora notiamo che in DC il guadagno non è limitato (in realtà occorre ricordarsi che abbiamo trascurato la presenza delle impedenze statiche) e che il comportamento in frequenza dipende essenzialmente da C_o se si fa in modo da "plasmare" il rapporto delle capacità al primo termine. Va osservato che il transistor non interviene con il valore assoluto dei propri componenti, ma solo dal rapporto considerato, dove C_s è impostata. Questo è un grado di libertà importante perché consente di progettare il transistor di ingresso in modo poco dipendente dalla risposta in frequenza.

Ovviamente affinché il ragionamento sia valido occorre che l'amplificatore di corrente abbia impedenza di ingresso adeguatamente piccola anche a frequenze elevate. Ovvero che la parte induttiva della sua impedenza di ingresso sia adeguatamente piccola.

Per risparmiare componenti ed ottenere banda elevata l'amplificatore di corrente lo si può realizzare di guadagno unitario con la configurazione a **cascode**.

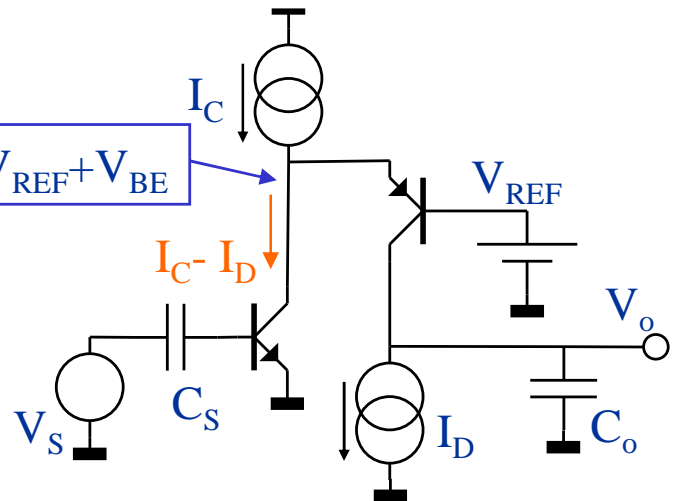
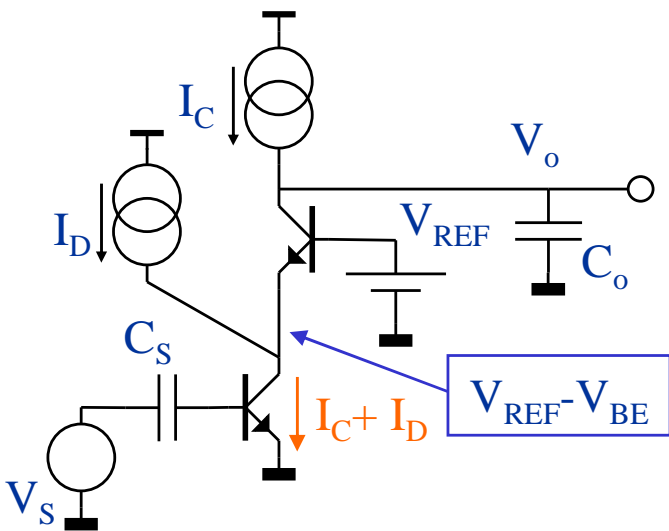
Configurazione Cascode: introduzione (VI)

Lo schema di principio della struttura con il buffer di uscita a guadagno di corrente unitario è questo:



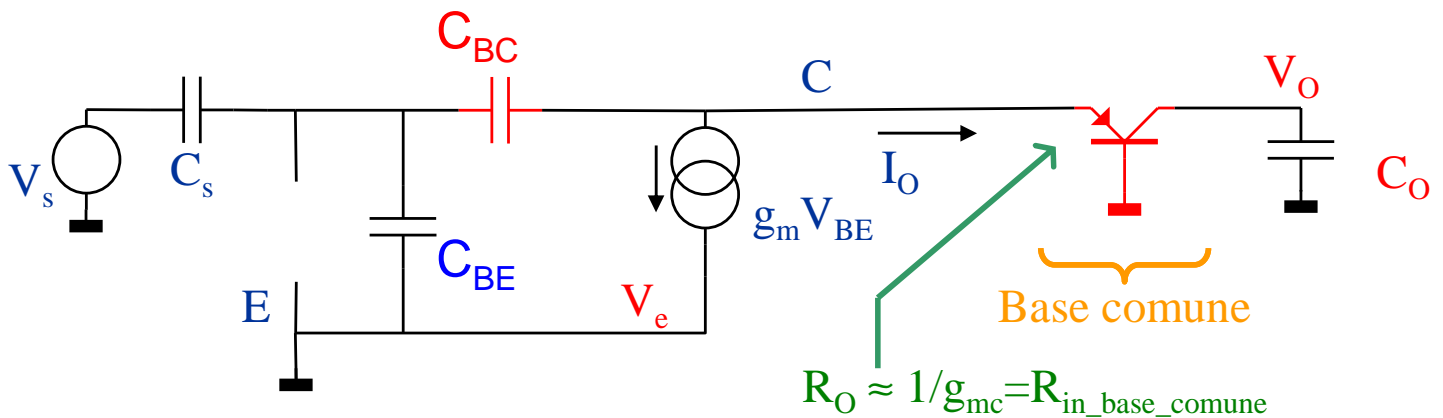
$$V_o = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} \frac{sC_{BC} - g_m}{sC_o} V_s$$

La realizzazione più semplice che si possa implementare, largamente diffusa, è il **cascode**. Di cui qui vediamo 2 esempi:



Configurazione Cascode: introduzione (VII)

In entrambi i casi il modello per piccolo segnale è il seguente (la differente corrente di polarizzazione si riflette nel fatto che le due trasconduttanze sono distinte):



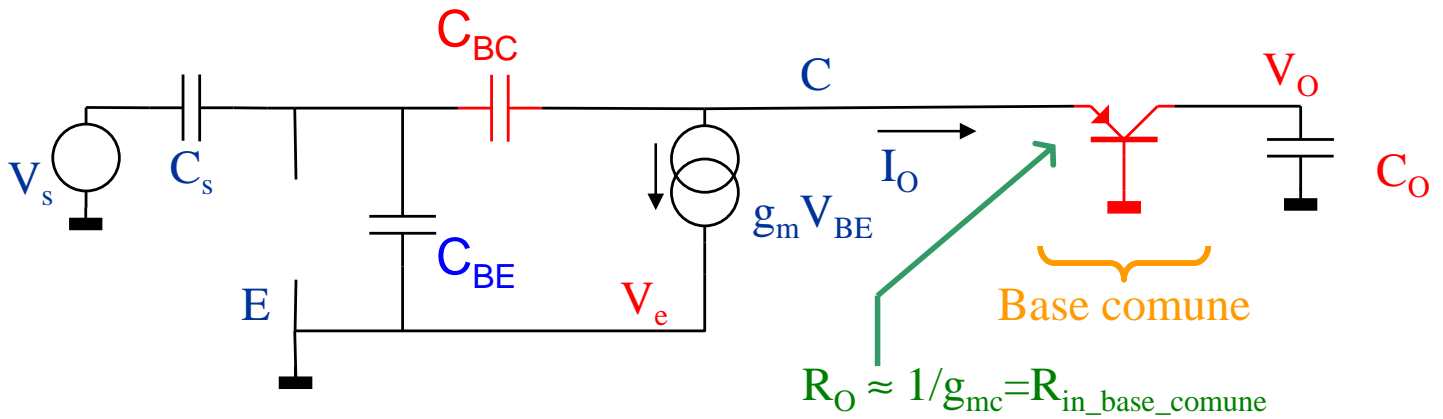
Ripartiamo dalla relazione originale visto che R_o non può essere trascurata:

$$I_o = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o + \frac{1 + g_m R_o}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s \quad e \quad V_o \approx \frac{I_o}{sC_o}$$

Combinando le 2:

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o + \frac{1 + g_m R_o}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s \\ &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} sC_{BC} (C_{BE} + C_s)}{C_{BE} + C_s + sC_{BC} (C_{BE} + C_s) R_o + (1 + g_m R_o) C_{BC}} V_s \\ &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + (1 + g_m R_o) C_{BC}} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s \frac{C_{BC} (C_{BE} + C_s) R_o}{C_{BE} + C_s + (1 + g_m R_o) C_{BC}} + 1}} V_s \quad \text{– I forma} \\ &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BC} (C_{BE} + C_s) R_o} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{C_{BE} + C_s + (1 + g_m R_o) C_{BC}}{C_{BC} (C_{BE} + C_s) R_o}} V_s \quad \text{– II forma} \end{aligned}$$

Configurazione Cascode: introduzione (VIII)



La trasconduttanza g_{mc} non sarà molto dissimile da g_m . Definita $g_{mc} = \alpha g_m$ si ha:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)R_o} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{C_{BE} + C_s + (1 + g_m R_o)C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)R_o}} V_s \\
 &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)\frac{1}{\alpha g_m}} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{C_{BE} + C_s + \left(1 + g_m \frac{1}{\alpha g_m}\right)C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)\frac{1}{\alpha g_m}}} V_s \\
 &\approx -\frac{1}{sC_o} \frac{\alpha g_m^2 C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{1}{s + \alpha g_m \frac{C_{BE} + C_s + \left(\frac{1+\alpha}{\alpha}\right)C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)}} V_s
 \end{aligned}$$

Se poi α è circa uguale ad 1:

$$\begin{aligned}
 V_o &\approx -\frac{1}{sC_o} \frac{g_m^2 C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{1}{s + g_m \frac{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)}} V_s \\
 &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} \frac{-g_m}{s \frac{C_{BE} + C_s}{g_m} \frac{C_{BC}}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} + 1} V_s
 \end{aligned}$$

Quindi rispetto al caso in cui R_o è identicamente nullo abbiamo una perdita di qualità contenuta nel comportamento in frequenza.

Ovviamente va valutato anche il comportamento in frequenza del transistor in configurazione a base comune. Tuttavia in questo caso vedremo subito che la sua larghezza di banda è la massima consentita dalla tecnologia.

Configurazione Cascode: introduzione (IX)

Se poi α è circa uguale ad 1:

$$\begin{aligned}
 V_o &\approx -\frac{1}{sC_o} \frac{g_m^2 C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{1}{s + g_m} \frac{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} V_s \\
 &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} \frac{-g_m}{s} \frac{C_{BC}}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} + 1 V_s
 \end{aligned}$$

Ed in particolare:

$$\begin{aligned}
 I_o = sC_o V_o &\approx -\frac{g_m^2 C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{1}{s + g_m} \frac{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} V_s \\
 &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} \frac{-g_m}{s} \frac{C_{BC}}{C_{BE} + C_s + 2C_{BC}} + 1 V_s
 \end{aligned}$$

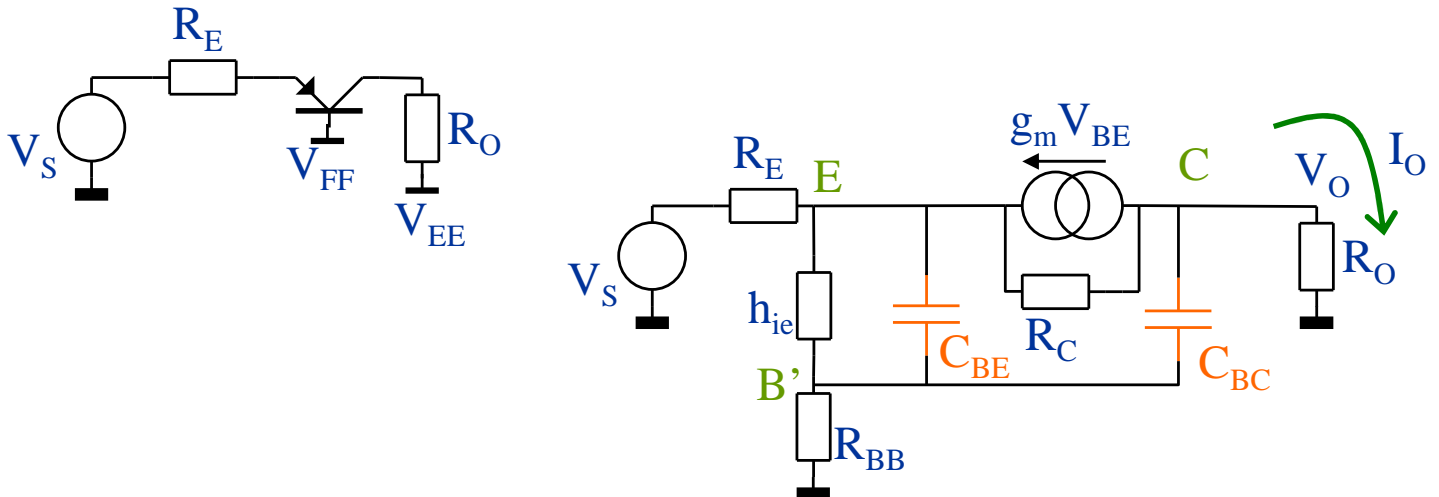
Quindi: I_o tende ad un valore finito mentre $V_o \rightarrow \infty$ se $C_o \rightarrow 0$, come ci si aspetterebbe da un amplificatore di corrente. Questo va confrontato col caso senza cascode in cui avevamo ottenuto che:

$$V_o \underset{C_o \rightarrow 0}{\approx} \frac{C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s = \text{Valore finito}$$

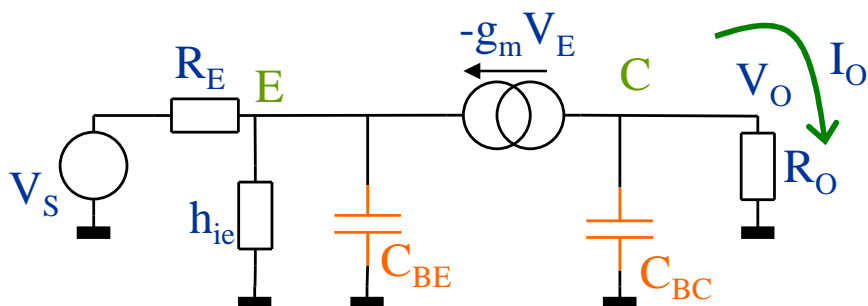
$$I_o = sC_o V_o \underset{C_o \rightarrow 0}{\approx} \frac{sC_o C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s = 0$$

Base Comune AC: BC - AC (I)

Ed eccoci quindi al Base Comune:



Nelle strutture di nostro interesse, a polo dominante, l'effetto in frequenza della resistenza R_{BB} è generalmente trascurabile. e ne considera solo il rumore. Anche R_C può essere assunta di valore elevato. Per cui possiamo ridurci al modello:



Ovviamente possiamo partire dal guadagno di anello valutato per il CE:

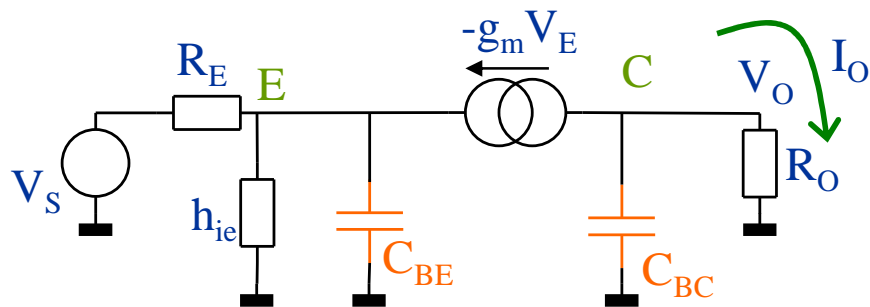
$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R'_s R_o + R_E (R'_s + R_o)}{(R'_s + R_E + Z_B) Z_F + R'_s R_o + (R_E + Z_B) (R'_s + R_o)}$$

Se $R'_s + R_{BB} = 0$ manca la reazione di Z_F , infatti dalla relazione sopra risulta la seguente semplificazione:

$$T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}$$

Base Comune AC: BC - AC (II)

Se per un attimo consideriamo la trasconduttanza di valore ∞ otteniamo che l'escursione dell'E è trascurabile.



Per cui:

$$I_o = \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{V_s}{R_E}$$

Osservazione: il guadagno dipende dalla resistenza di sorgente R_E . Di conseguenza all'ingresso viene in realtà amplificata una corrente.

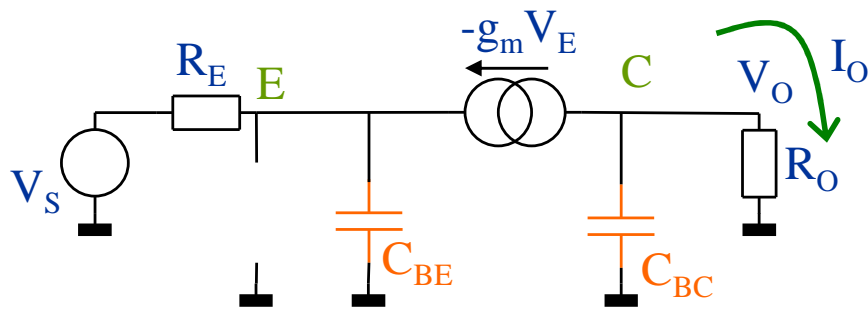
Se ammettiamo che I_o debba essere la corrente che scorra nella sola R_O . Ad anello chiuso si ha:

$$\left\{ T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right\}$$

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{1}{R_E} \frac{-T}{1-T} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{1}{R_E} g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \frac{1}{1 + g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{1}{R_E} \frac{g_m Z_B R_E}{Z_B + R_E + g_m Z_B R_E} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} V_s \\ &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} I_s \end{aligned}$$

Base Comune AC: BC - AC (III)

Al solito concentriamoci alle alte frequenze e trascuriamo h_{ie} per semplicità:



$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} I_s \\
 &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{g_m \frac{1}{sC_{BE}}}{R_E + (1 + g_m R_E) \frac{1}{sC_{BE}}} I_s \\
 &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{g_m}{sC_{BE}R_E + (1 + g_m R_E)} I_s \\
 &= \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{R_E g_m}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{BE}R_E}{1 + g_m R_E} + 1} I_s \\
 &\approx \frac{1}{sC_{BC}R_o + 1} \frac{1}{s \frac{C_{BE}}{g_m} + 1} I_s
 \end{aligned}$$

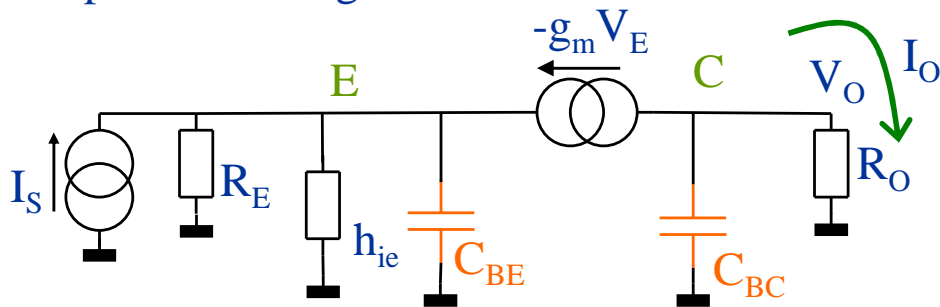
Il polo lo abbiamo a frequenza $-g_m/C_{BE}$, che, come sappiamo, è la massima frequenza di operazione del transistor.

Vi è anche la presenza di un polo dipendente dalla resistenza R_O e dalla capacità C_{BC} . Questo è inevitabile, la capacità C_{BC} si somma in genere alla capacità in parallelo ad R_O , molto grande nella realizzazione di amplificatori a grande guadagno ad anello aperto.

Nell'approssimazione adottata non c'è trasmissione diretta del segnale, che dovremmo considerare se considerassimo la resistenza R_C tra C ed E.

Base Comune AC: BC - AC (IV)

Per valutare l'impedenza di ingresso dobbiamo riferirci alla configurazione sotto:



Assumendo $g_m=0$, ad anello aperto:

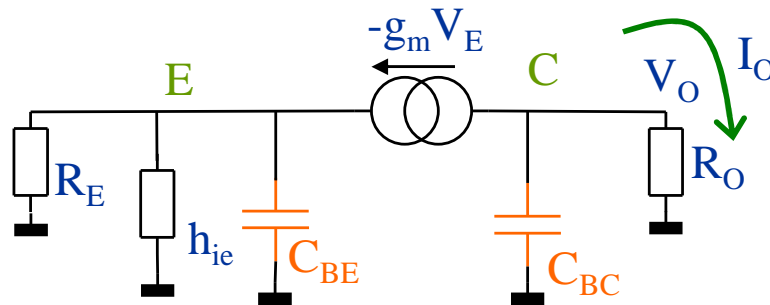
$$R_{iaper} = R_E \parallel h_{ie} \parallel 1/sC_{BE}$$

Quindi:

$$\begin{aligned}
 R_{if} &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{1}{1 - T} & \left[T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right] \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{1}{1 + g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{Z_B + R_E}{Z_B + R_E + g_m Z_B R_E} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{1}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \frac{h_{ie} + R_E + sC_{BE} h_{ie} R_E}{1 + sC_{BE} h_{ie}} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{1 + sC_{BE} h_{ie}} \frac{1 + sC_{BE} h_{ie}}{R_E + sC_{BE} h_{ie} R_E + (1 + g_m R_E) h_{ie}} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{R_E + (1 + g_m R_E) h_{ie}} \frac{1}{s \frac{C_{BE} h_{ie} R_E}{R_E + (1 + g_m R_E) h_{ie}} + 1} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E} \frac{1}{s \frac{C_{BE} h_{ie} R_E}{h_{ie} + (1 + g_m h_{ie}) R_E} + 1} \\
 &\approx_{h_{ie} \gg 1/sC_{BE}} \frac{R_E}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{BE} R_E}{1 + g_m R_E} + 1} \\
 &\approx \frac{1}{g_m} \frac{1}{s/\omega_T + 1}
 \end{aligned}$$

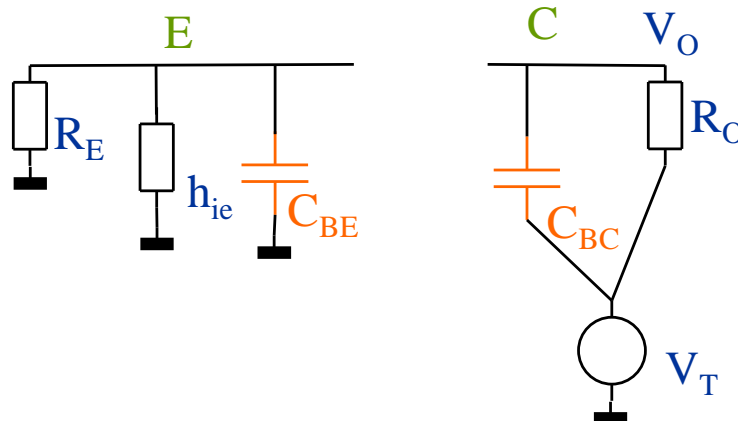
Base Comune AC: BC - AC (V)

Impedenza di uscita:



Considerazione importante. La corrente di uscita che viene reazionata è quella che scorre nel generatore di corrente somma della corrente di R_O e di C_{GD} .

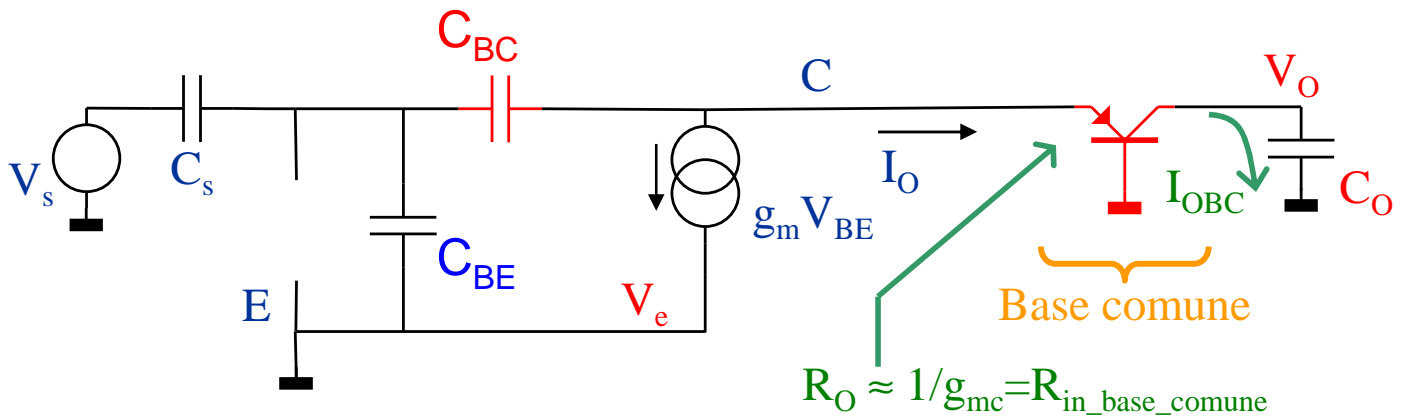
Pertanto per la reazione l'impedenza di carico è il parallelo tra $1/sC_{GD}$ e R_O .



Assumendo che R_C sia di valore ∞ risulta che l'impedenza di uscita ad anello aperto ha un valore ∞ , che viene resa ancora più elevata dalla reazione.

Configurazione Cascode: fine (I)

Possiamo a questo punto concludere sulla configurazione cascode:



Le relazioni di partenza da completare sono:

$$I_o = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + R_o + \frac{1 + g_m R_o}{s(C_{BE} + C_s)}} V_s \quad \text{e} \quad V_o = \frac{I_{oBC}}{sC_o}$$

Ma ora sappiamo che:

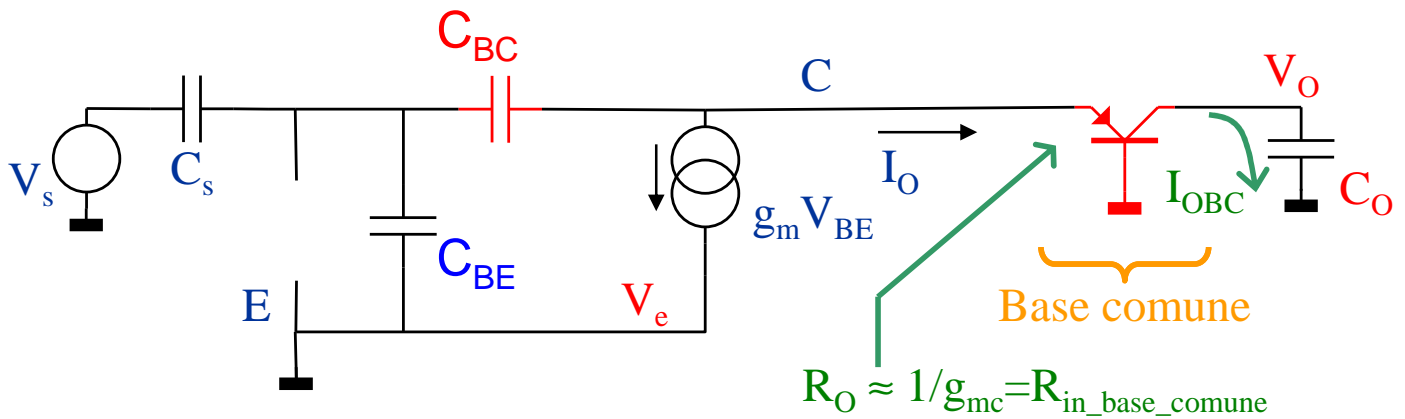
$$R_o = R_{ifBC} = \frac{1}{g_{mc}} \frac{1}{s/\omega_{Tc} + 1} = \frac{1}{sC_{BEc} + g_{mc}}, \quad I_{oBC} \approx \frac{1}{C_{BC}/C_o + 1} \frac{1}{s/\omega_{Tc} + 1} I_s$$

Combinando le 2:

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + \frac{1}{sC_{BEc} + g_{mc}} + \frac{1 + g_m}{s(C_{BE} + C_s)} \frac{1}{sC_{BEc} + g_{mc}}} V_s \\ &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\}}{\frac{1}{sC_{BC}} + \frac{1}{sC_{BEc} + g_{mc}} + \frac{sC_{BEc} + g_{mc} + g_m}{s(C_{BE} + C_s)(sC_{BEc} + g_{mc})}} V_s \\ &= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s} \frac{\frac{1}{sC_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} sC_{BC} (C_{BE} + C_s) (sC_{BEc} + g_{mc})}{(C_{BE} + C_s) (sC_{BEc} + g_{mc}) + sC_{BC} (C_{BE} + C_s) + (sC_{BEc} + g_{mc} + g_m) C_{BC}} V_s \\ &= \frac{\{sC_{BC} - g_m\} (sC_{BEc} + g_{mc}) C_s}{(C_{BE} + C_s) (sC_{BEc} + g_{mc}) + sC_{BC} (C_{BE} + C_s) + (sC_{BEc} + g_{mc} + g_m) C_{BC}} V_s \\ &= \frac{\{sC_{BC} - g_m\} (sC_{BEc} + g_{mc}) C_s}{s(C_{BEc} (C_{BE} + C_s + C_{BC}) + C_{BC} (C_{BE} + C_s)) + g_{mc} (C_{BE} + C_s) + (g_{mc} + g_m) C_{BC}} V_s \end{aligned}$$

Configurazione Cascode: fine (II)

Possiamo a questo punto concludere sulla configurazione cascode:



E quindi:

$$I_o = \frac{\{sC_{BC} - g_m\}(sC_{BE} + g_{mc})C_s}{s(C_{BE}(C_{BE} + C_s + 2C_{BC}) + C_{BC}C_s) + g_{mc}(C_{BE} + C_s) + (g_{mc} + g_m)C_{BC}} V_s$$

Ora da:

$$I_{oBC} \approx \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \frac{1}{s/\omega_{Tc} + 1} I_s = \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \frac{g_{mc}}{sC_{BE} + g_{mc}} I_s$$

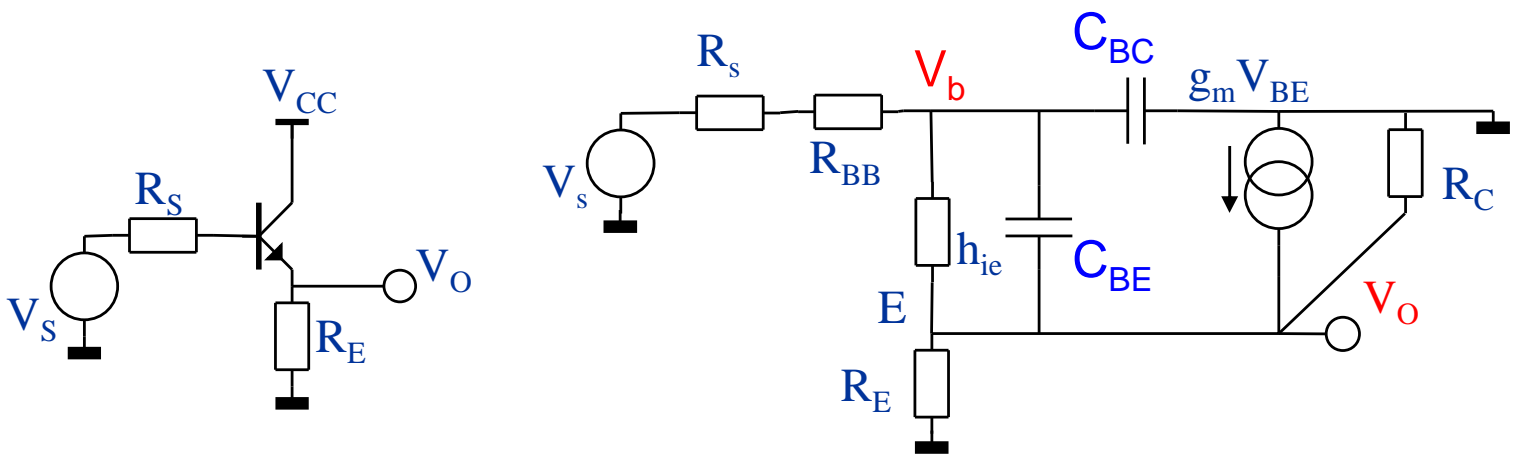
Otteniamo in definitiva:

$$\begin{aligned} I_{oBC} &\approx \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \times \\ &\times \frac{\{sC_{BC} - g_m\}g_{mc}C_s}{s(C_{BEc}(C_{BE} + C_s + C_{BC}) + C_{BC}(C_{BE} + C_s)) + g_{mc}(C_{BE} + C_s) + (g_{mc} + g_m)C_{BC}} V_s \\ &= \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \frac{g_{mc}C_s}{g_{mc}(C_{BE} + C_s) + (g_{mc} + g_m)C_{BC}} \times \\ &\times \frac{\{sC_{BC} - g_m\}g_{mc}C_s}{s \frac{(C_{BEc}(C_{BE} + C_s + C_{BC}) + C_{BC}(C_{BE} + C_s))}{g_{mc}(C_{BE} + C_s) + (g_{mc} + g_m)C_{BC}} + 1} V_s \end{aligned}$$

Se $g_m \sim g_{mc}$ e $C_{BEc} \sim C_{BE}$:

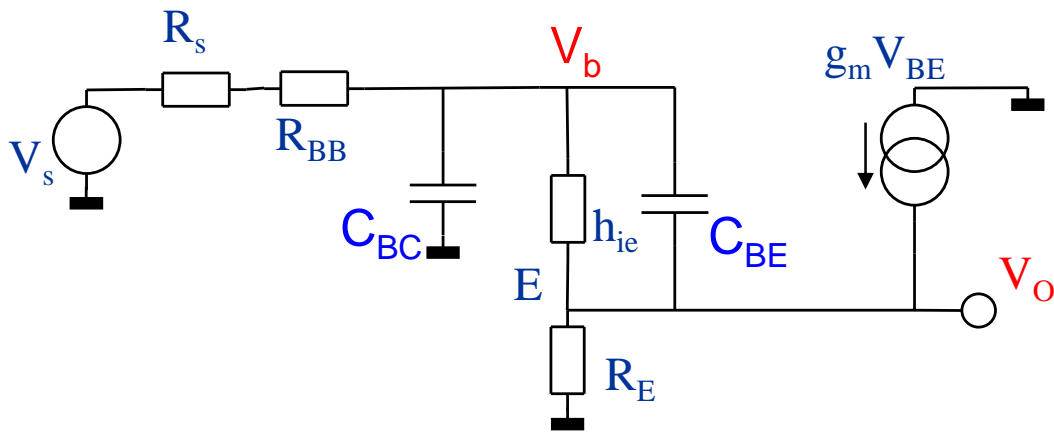
$$\begin{aligned} I_{oBC} &= \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \frac{C_s}{(C_{BE} + C_s + 2C_{BC})} \times \\ &\times \frac{\{sC_{BC} - g_m\}g_mC_s}{s \left(C_{BE} + \frac{C_{BC}C_s}{(C_{BE} + C_s + 2C_{BC})} \right) \frac{1}{g_m} + 1} V_s \end{aligned} \quad \begin{aligned} V_o &= \frac{1}{sC_o} \frac{C_o}{C_{BC} + C_o} \frac{C_s}{(C_{BE} + C_s + 2C_{BC})} \times \\ &\times \frac{\{sC_{BC} - g_m\}g_mC_s}{s \left(C_{BE} + \frac{C_{BC}C_s}{(C_{BE} + C_s + 2C_{BC})} \right) \frac{1}{g_m} + 1} V_s \end{aligned}$$

Collettore Comune AC: CC - AC (I)

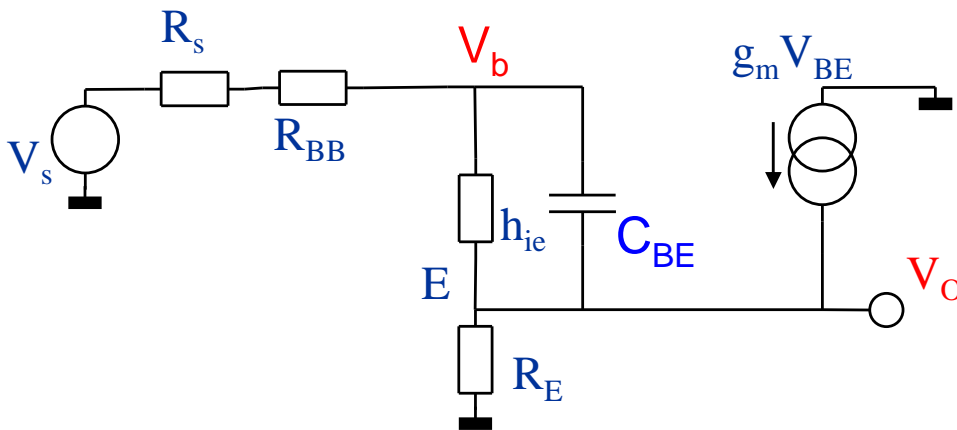


L'impedenza R_C risulta in \parallel ad R_E , del tutto trascurabile in molte situazioni, tranne che quando R_E è un generatore di corrente.

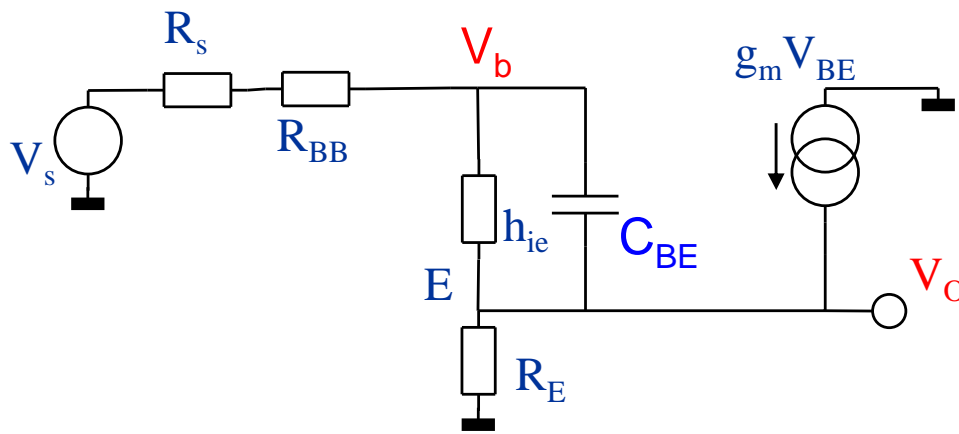
C_{BC} è connessa a massa per un capo:



Perciò anche l'effetto di C_{BC} risulta spesso del tutto trascurabile. Per cui il modello finale lo possiamo ridurre a:



Collettore Comune AC: CC - AC (II)



Ovviamente abbiamo che $\beta=1$. Poi:

$$T = \frac{-g_m Z_B \left\{ R_E Z_F + R'_s R_o + R_E (R'_s + R_o) \right\}}{\left(R'_s + R_E + Z_B \right) Z_F + R'_s R_o + (R_E + Z_B) (R'_s + R_o)}$$

$$A_{DIR} = \frac{R_E}{R_E + Z'_B}$$

$$\approx \frac{-g_m Z_B R_E}{R'_s + R_E + Z_B} = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z'_B + R_E}$$

Quindi:

$$V_o = \frac{-T}{1-T} V_s + \frac{A_{DIR}}{1-T} V_s = (-T + A_{DIR}) \frac{V_s}{1-T}$$

$$= \left(g_m \frac{Z_B R_E}{Z'_B + R_E} + \frac{R_E}{R_E + Z'_B} \right) \frac{Z'_B + R_E}{Z'_B + R_E + g_m Z_B R_E} V_s$$

$$= \frac{(1 + g_m Z_B) R_E}{Z'_B + (1 + g_m Z_B) R_E} V_s = \frac{(1 + g_m Z_B) R_E}{R_{BB} + R_s + Z_B + (1 + g_m Z_B) R_E} V_s$$

$$\approx \frac{(s C_{BE} + g_m) R_E}{s C_{BE} (R_{BB} + R_s) + 1 + (s C_{BE} + g_m) R_E} V_s$$

$$\xrightarrow{\omega \approx \infty} \frac{R_E}{R_{BB} + R_s + R_E} V_s = A_{DIR} V_s$$

Collettore Comune AC: CC - AC (III)

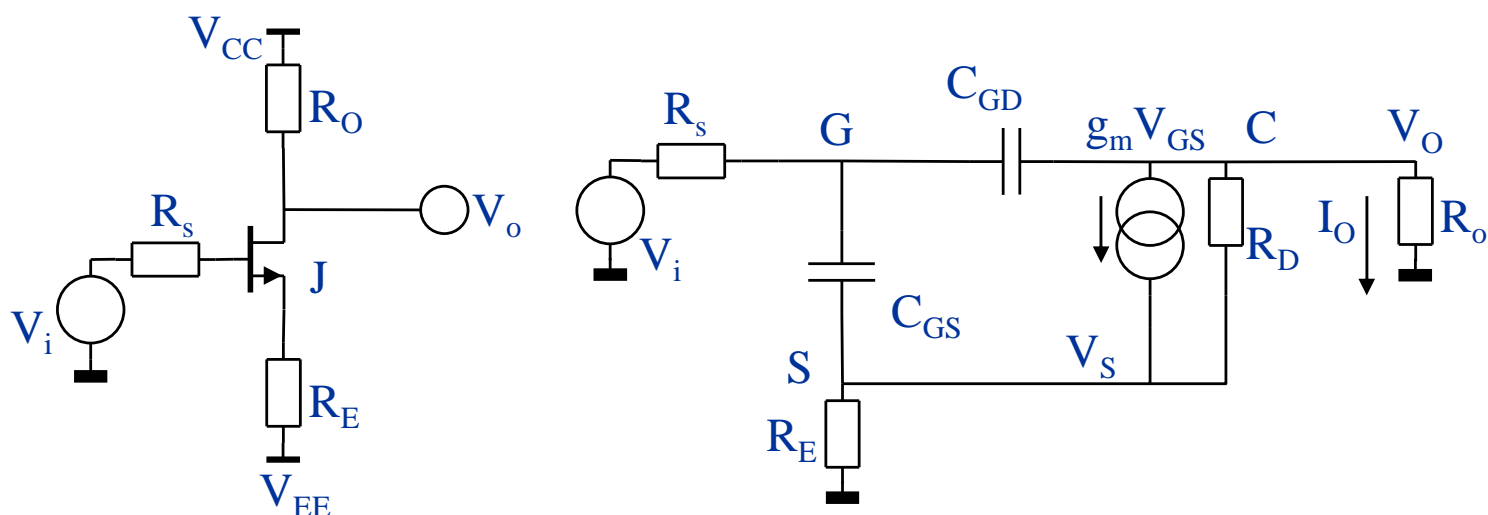
Forma alternativa che mette in luce l' ω_T del transistoro:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{(sC_{BE} + g_m)R_E}{sC_{BE}(R_{BB} + R_s + R_E) + 1 + g_mR_E} V_s \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{sC_{BE}/g_m + 1}{sC_{BE} \frac{R_{BB} + R_s + R_E}{1 + g_mR_E} + 1} V_s \\
 &\approx \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{s/\omega_T + 1}{s \frac{R_{BB} + R_s + R_E}{R_E} \frac{1}{\omega_T} + 1} V_s
 \end{aligned}$$

Perciò la configurazione CC garantisce la massima larghezza di banda, come era da aspettarsi visto che opera a guadagno unitario.

Source Comune AC: SC - AC (I)

La configurazione a SC è del tutto simile a quella ad EC. Anzi si confondono proprio se in AC si assume che h_{ie} sia di valore ∞ . Ovviamente il rapporto tra gli elementi è differente. Nel transistor bipolare la capacità C_{BC} può essere anche un fattore 50 volte più piccola della C_{BE} . Nel MOS/JFET la struttura è simmetrica e le capacità in questione sono molto più confrontabili, anche 1/2, 1/3.



Il modello per il transistor JFET/MOS si desume da quello del transistor bipolare una volta che si assuma che: $h_{ie} = \infty$ e $R_{BB} = 0$

$$Z_B = 1/sC_{GS} \quad Z'_B = Z_B + R_s \quad g'_{mz} = g_m \frac{Z_B}{Z'_B}$$

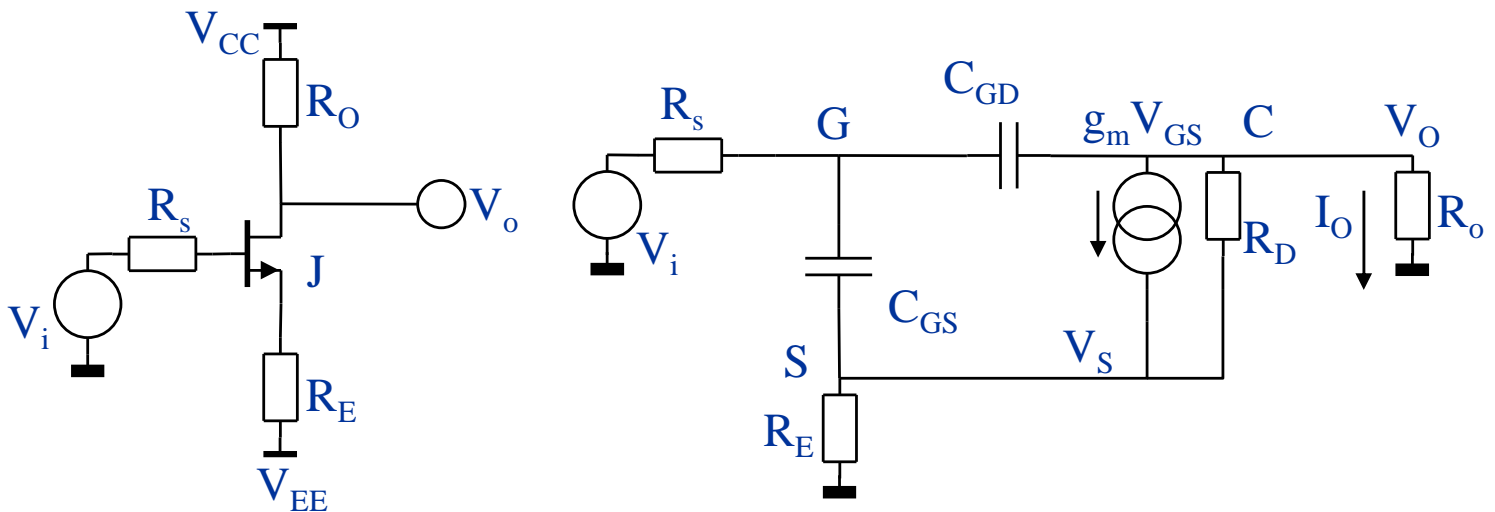
$$R_M = R_s \parallel R_o \quad Z_F = 1/sC_{BC} \quad Z_{MM} = Z_B \parallel (R_M + R_E)$$

$$R_P = R_E \quad Z_P = Z'_B \parallel R_E \quad Z_F = 1/sC_{GD}$$

In prima istanza non si vedono molte differenze nei due casi:

$$T = \frac{g'_{mz} R_D Z_P \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + g_m R_D Z_{MM} \left[(R_s + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}{(R_D + Z_P + R_o) \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + (R_D + Z_{MM}) \left[(R_s + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}$$

Source Comune AC: SC - AC (II)



Il modello per il transistor JFET/MOS si desume da quello del transistor bipolare una volta che si assuma che: $h_{ie} = \infty$ e $R_{BB} = 0$

$$Z_B = 1/sC_{GS} \quad Z'_B = Z_B + R_s \quad g'_{mz} = g_m \frac{Z_B}{Z'_B}$$

$$R_M = R_s \parallel R_o \quad Z_F = 1/sC_{GS} \quad Z_{MM} = Z_B \parallel (R_M + R_E)$$

$$R_P = R_E \quad Z_P = Z'_B \parallel R_E \quad Z_F = 1/sC_{GD}$$

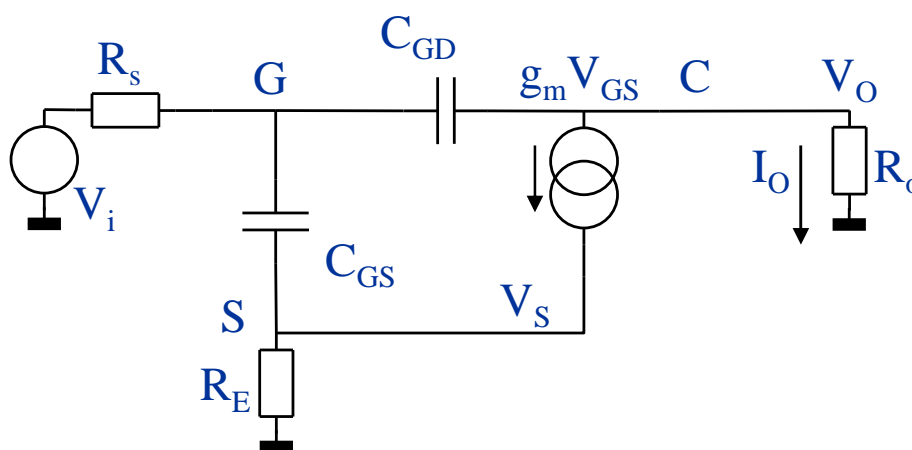
In prima istanza non si vedono molte differenze nei due casi:

$$T = - \frac{g'_{mz} R_D Z_P \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + g_m R_D Z_{MM} \left[(R_s + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}{(R_D + Z_P + R_o) \left[(Z'_B + R_E) \right] Z_F + (R_D + Z_{MM}) \left[(R_s + R_o) (R_M + R_E + Z_B) \right]}$$

Anche qui, specialmente a grandi frequenze, R_D può essere trascurato:

$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + (R_o R_s + R_E (R_s + R_o))}{(Z_B + R_s + R_E) Z_F + R_o R_s + (R_E + Z_B) (R_s + R_o)}$$

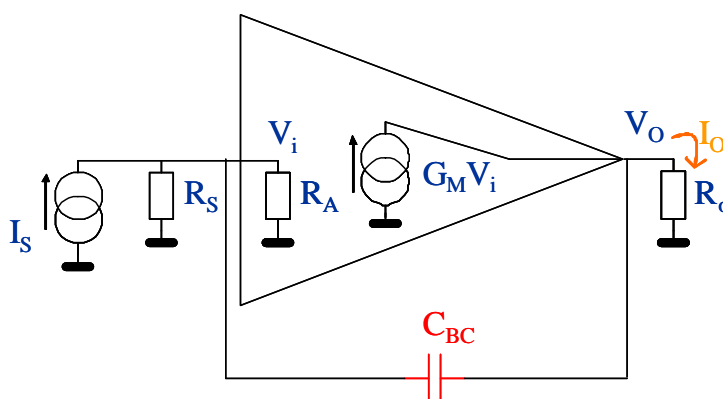
Source Comune AC: SC - AC (III)



Perciò ad alte frequenze il comportamento del JFET/CMOS e del bipolare sono indistinguibili, a parte il valore assoluto degli elementi in gioco.

$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R_s R_o + R_E (R_s + R_o)}{(R_s + R_E + Z_B) Z_F + R_s R_o + (R_E + Z_B)(R_s + R_o)}$$

E quindi dal modello già visto:

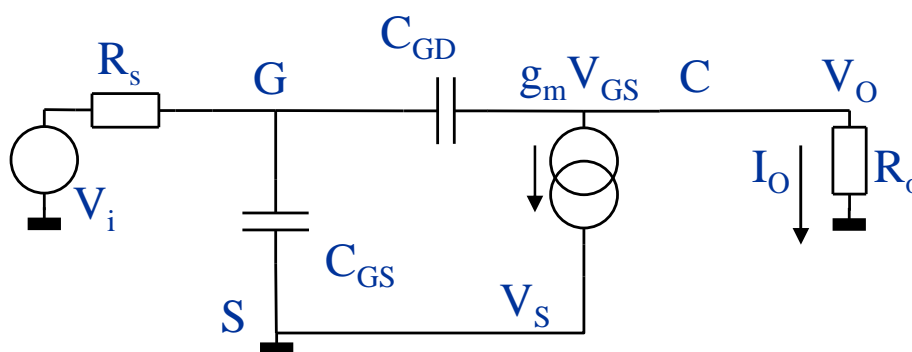


$$\frac{1}{R_{\text{iff}}} = \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_A} + \frac{1}{Z_F + R_o} \left(1 + \frac{g_m Z_B R_o}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \right)$$

Dove:

$$R_A = \frac{Z_F + R_o}{Z_B + R_E + Z_F + R_o} [R_E + (1 + g_m R_E) Z_B]$$

Source Comune AC: SC - AC (IV)



Nel caso in cui R_E sia nulla:

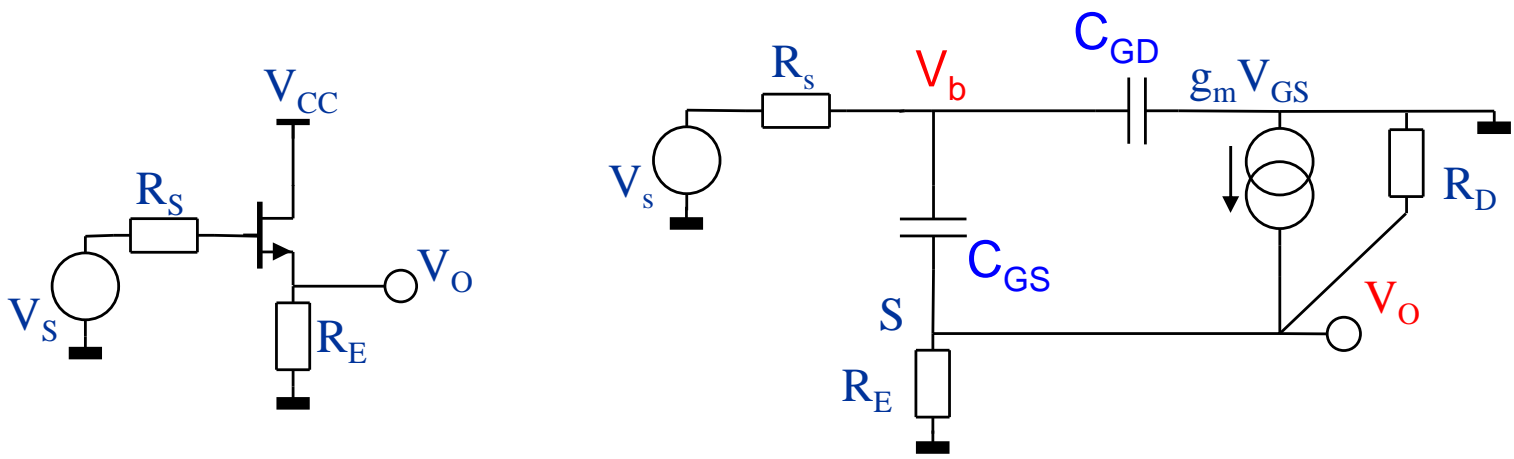
$$I_o = \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{GD}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{GD} C_{GS} R_o R_s + s \left\{ C_{GD} [R_o + R_s (1 + g_m R_o)] + C_{GS} R_s \right\} + 1} V_s$$

In particolare, se $R_s \rightarrow \infty$ e $V_s = R_s I_s$:

$$\begin{aligned} I_o &= \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{GD}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{GD} C_{GS} R_o + s \left\{ C_{GD} (1 + g_m R_o) + C_{GS} \right\}} I_s \\ &= \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{GD}}{g_m} \right\}}{s \left[C_{GD} (1 + g_m R_o) + C_{GS} \right] \left\{ s \frac{C_{GD} C_{GS} R_o}{C_{GD} (1 + g_m R_o) + C_{GD}} + 1 \right\}} I_s \end{aligned}$$

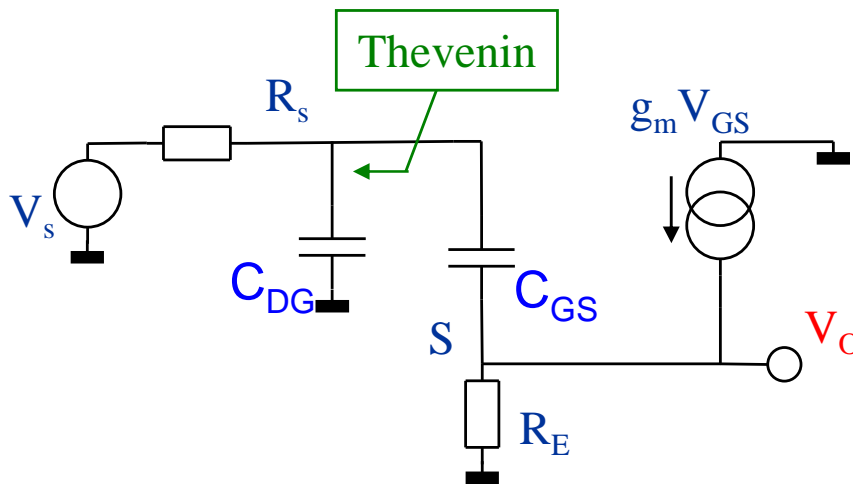
NOTA BENE: il rapporto tra C_{GD} e C_{GS} nel JFET/CMOS è più grande che nel transistor bipolare e che la trasconduttanza del JFET/CMOS è nettamente inferiore a quella del transistor bipolare a parità di condizioni di lavoro.

Drain Comune DC: DC - AC (I)

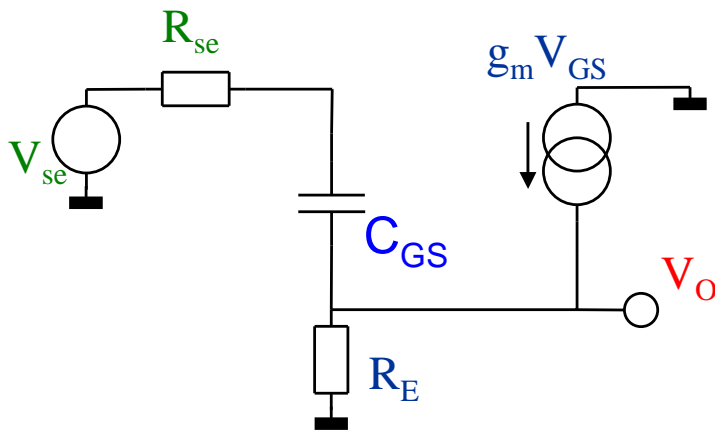


L'impedenza R_D risulta in \parallel ad R_E , del tutto trascurabile in molte situazioni, tranne che quando R_E è un generatore di corrente.

C_{GD} è connessa a massa per un capo:



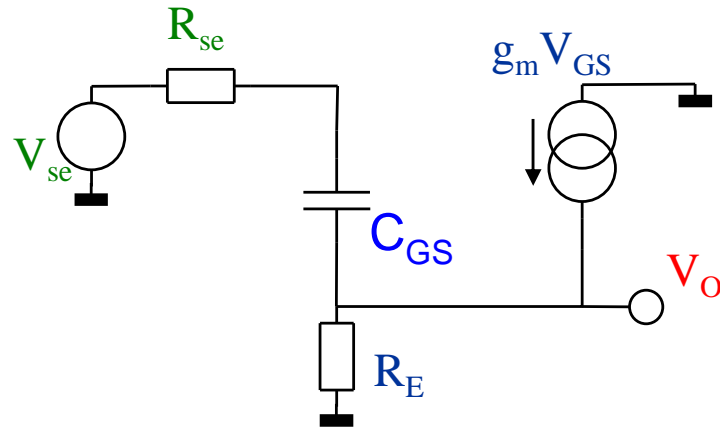
Siccome C_{DG} non è sempre trascurabile possiamo tenerne conto applicando Thevenin al nodo G:



$$R_{se} = \frac{R_s}{1 + sC_{GD}R_s}$$

$$V_{se} = \frac{1}{1 + sC_{GD}R_s} V_s$$

Drain Comune DC: DC - AC (II)



Ovviamente abbiamo che $\beta=1$. Poi:

$$T = \frac{-g_m Z_B \{R_E Z_F + R_{se} R_o + R_E (R_{se} + R_o)\}}{(R_{se} + R_E + Z_B) Z_F + R_{se} R_o + (R_E + Z_B)(R_{se} + R_o)}$$

$$\approx \frac{-g_m Z_B R_E}{R_{se} + R_E + Z_B} = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B' + R_E}$$

$$A_{DIR} = \frac{R_E}{R_E + Z_B'}$$

Quindi:

$$V_o = \frac{-T}{1-T} V_{se} + \frac{A_{DIR}}{1-T} V_{se} = (-T + A_{DIR}) \frac{V_{se}}{1-T}$$

$$= \left(g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B' + R_E} + \frac{R_E}{R_E + Z_B'} \right) \frac{Z_B' + R_E}{Z_B' + R_E + g_m Z_B R_E} V_{se}$$

$$= \frac{(1 + g_m Z_B) R_E}{Z_B' + (1 + g_m Z_B) R_E} V_{se} = \frac{(1 + g_m Z_B) R_E}{R_{se} + Z_B + (1 + g_m Z_B) R_E} V_{se}$$

$$\approx \frac{(sC_{GS} + g_m) R_E}{sC_{GS} R_{se} + 1 + (sC_{GS} + g_m) R_E} V_{se}$$

$$\xrightarrow{\omega \approx \infty} \frac{R_E}{R_{se} + R_E} V_{se} = A_{DIR} V_{se}$$

Drain Comune DC: DC - AC (III)

Forma alternativa che mette in luce l' ω_T del transistoro:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{(sC_{GS} + g_m)R_E}{sC_{GS}(R_{se} + R_E) + 1 + g_mR_E} V_{se} \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{sC_{GS}/g_m + 1}{sC_{GS} \frac{R_{se} + R_E}{1 + g_mR_E} + 1} V_{se} \\
 &\approx \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{s/\omega_T + 1}{s \frac{R_{se} + R_E}{R_E} \frac{1}{\omega_T} + 1} V_{se}
 \end{aligned}$$

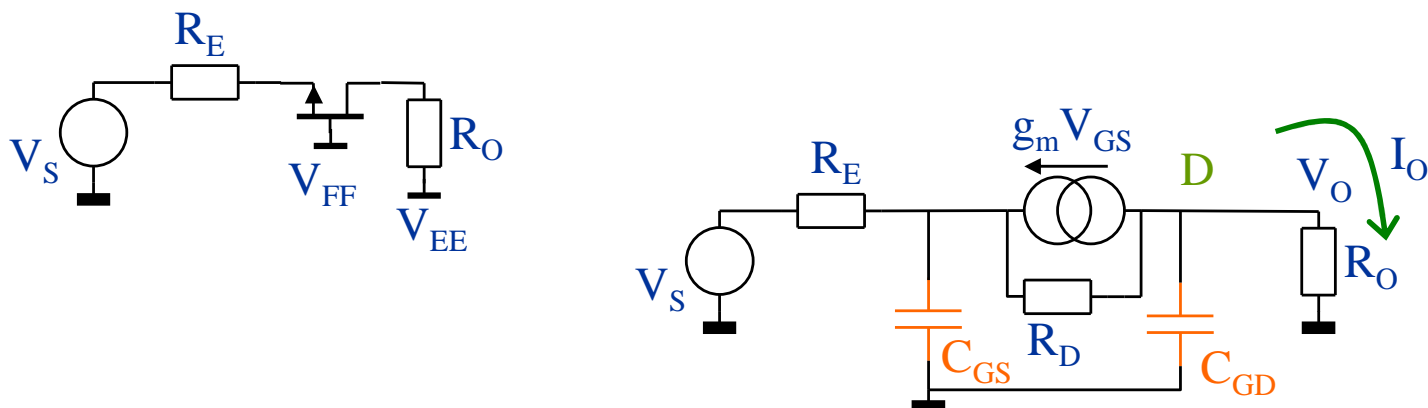
Perciò la configurazione DC garantisce la massima larghezza di banda, come era da aspettarsi visto che opera a guadagno unitario.

In particolare, considerando anche C_{GD} :

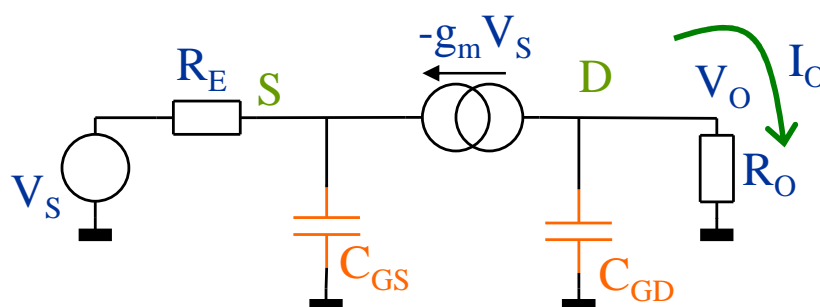
$$\begin{aligned}
 V_o &\approx \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{s/\omega_T + 1}{s \frac{R_s}{1 + sC_{GD}R_s} + R_E} \frac{1}{1 + sC_{GD}R_s} V_s \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{s/\omega_T + 1}{s \frac{R_s + R_E + sC_{GD}R_sR_E}{R_E(1 + sC_{GD}R_s)} \frac{1}{\omega_T} + 1} \frac{1}{1 + sC_{GD}R_s} V_s \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{(s/\omega_T + 1)(1 + sC_{GD}R_s)}{s^2C_{GD}R_sR_E + s(R_s + R_E)} \frac{1}{1 + sC_{GD}R_s} V_s \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{(s/\omega_T + 1)}{s^2 \frac{C_{GD}R_s}{\omega_T} + s \left[\left(\frac{R_s + R_E}{\omega_T R_E} \right) + C_{GD}R_s \right] + 1} V_s
 \end{aligned}$$

Gate Comune AC: GC - AC (I)

Ed eccoci quindi al Base Comune:



In frequenza si può certamente semplificare assumendo che R_D sia di valore elevato:



Di nuovo partiamo dal guadagno di anello:

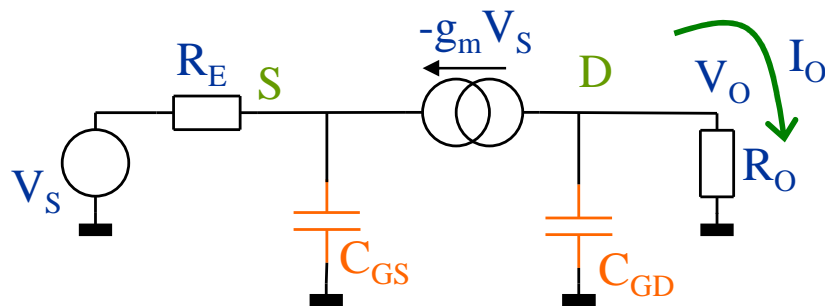
$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + R_S R_O + R_E (R_S + R_O)}{(R_S + R_E + Z_B) Z_F + R_S R_O + (R_E + Z_B) (R_S + R_O)}$$

Non è in genere una cattiva approssimazione supporre $Z_F = \infty$:

$$T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}$$

Gate Comune AC: GC - AC (II)

Se per un attimo consideriamo la trasconduttanza di valore ∞ otteniamo che l'escursione del S è trascurabile.



Per cui:

$$I_O = \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{V_s}{R_E}$$

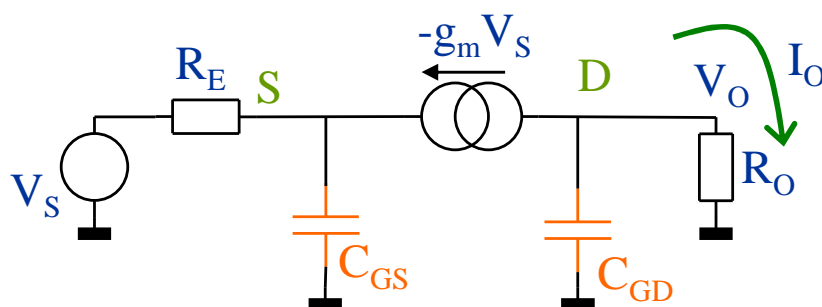
Osservazione: il guadagno dipende dalla resistenza di sorgente R_E . Di conseguenza all'ingresso viene in realtà amplificata una corrente.

Se ammettiamo che I_O debba essere la corrente che scorra nella sola R_O . Ad anello chiuso si ha:

$$\left\{ T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right\}$$

$$\begin{aligned} I_O &= \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{1}{R_E} \frac{-T}{1-T} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{1}{R_E} g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \frac{1}{1 + g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{1}{R_E} \frac{g_m Z_B R_E}{Z_B + R_E + g_m Z_B R_E} V_s \\ &= \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} V_s \\ &= \frac{R_E}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} I_s \end{aligned}$$

Gate Comune AC: GC - AC (III)



$$\begin{aligned}
 I_O &= \frac{R_E}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{g_m \frac{1}{sC_{GS}}}{R_E + (1 + g_m R_E) \frac{1}{sC_{GS}}} I_S \\
 &= \frac{R_E}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{g_m}{sC_{GS}R_E + (1 + g_m R_E)} I_S \\
 &= \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{R_E g_m}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{GS} R_E}{1 + g_m R_E} + 1} I_S \\
 &\approx \frac{1}{sC_{GD}R_O + 1} \frac{1}{s \frac{C_{GS}}{g_m} + 1} I_S
 \end{aligned}$$

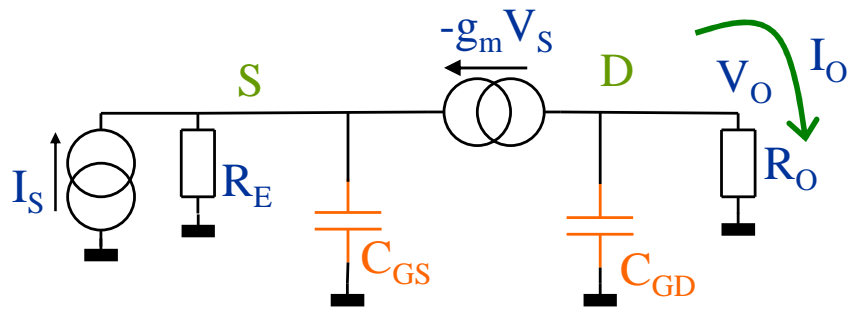
Il polo lo abbiamo a frequenza $-g_m/C_{GS}$, che, come sappiamo, è la massima frequenza di operazione del transistor.

Vi è anche la presenza di un polo dipendente dalla resistenza R_O e dalla capacità C_{GD} . Questo è inevitabile, la capacità C_{GD} si somma in genere alla capacità in parallelo ad R_O , molto grande nella realizzazione di amplificatori a grande guadagno ad anello aperto.

Nell'approssimazione adottata non c'è trasmissione diretta del segnale, che dovremmo considerare se considerassimo la resistenza R_D tra D ed S.

Gate Comune AC: GC - AC (IV)

Per valutare l'impedenza di ingresso dobbiamo riferirci alla configurazione sotto:



Assumendo $g_m=0$, ad anello aperto:

$$R_{iaper} = R_E \parallel 1/sC_{GS}$$

Quindi:

$$R_{if} = \frac{R_E}{1 + sC_{GS}R_E} \frac{1}{1 - T}$$

$$\left[T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right]$$

$$= \frac{R_E}{1 + sC_{GS}R_E} \frac{1}{1 + g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}}$$

$$= \frac{R_E}{1 + sC_{GS}R_E} \frac{Z_B + R_E}{Z_B + R_E + g_m Z_B R_E}$$

$$= \frac{R_E}{1 + sC_{GS}R_E} \frac{1}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} \frac{1 + sC_{GS}R_E}{sC_{GS}}$$

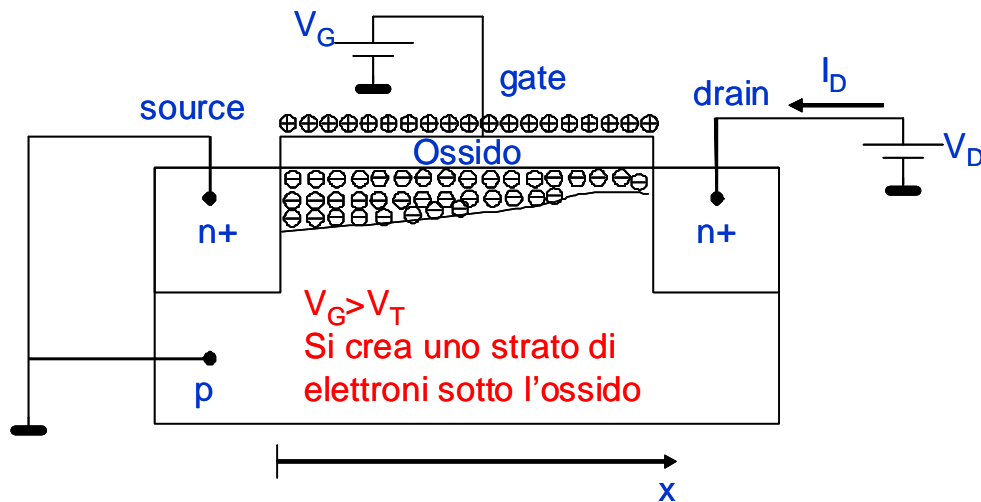
$$= \frac{R_E}{sC_{GS}} \frac{sC_{GS}}{sC_{GS}R_E + 1 + g_m R_E}$$

$$= \frac{R_E}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{GS}R_E}{1 + g_m R_E} + 1}$$

$$= \frac{R_E}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{GS}R_E}{1 + g_m R_E} + 1} \approx \frac{1}{g_m} \frac{1}{s \frac{C_{GS}}{g_m} + 1}$$

Effetto di substrato nei MOS

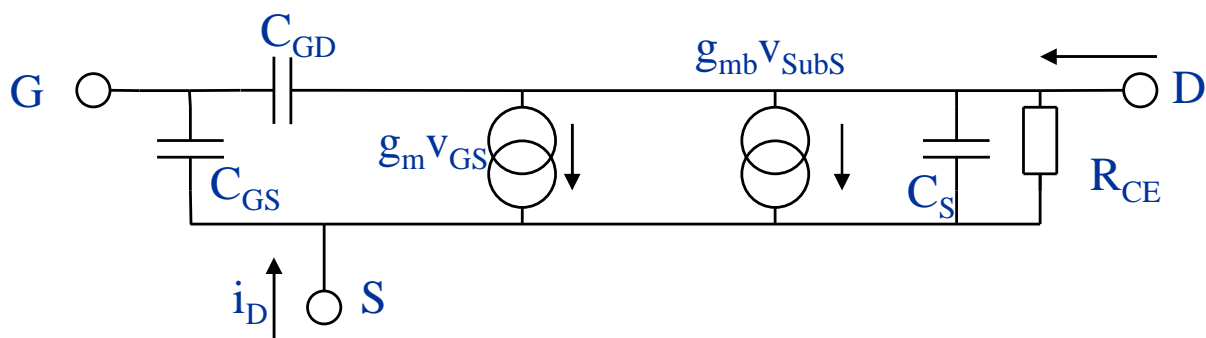
I MOS, almeno quelli monolitici, si distinguono dal comportamento dei JFET. Per come è costruito il MOS il canale viene costruito sotto l'ossido di G in funzione del potenziale di substrato.



Pertanto è presente una modulazione della corrente anche nei rispetti della variazione di tensione del canale rispetto al substrato.

Ovviamente questo comportamento va contro il comportamento atteso, inserendo una perdita di guadagno.

Questo viene tenuto in conto, nell'analisi dinamica, con un generatore di corrente dipendente dalla differenza di potenziale tra S e substrato:



L'errore dovuto al generatore di substrato è poco influente quando il S è a potenziale costante. Tipicamente quando connesso a massa nella configurazione ad S comune.