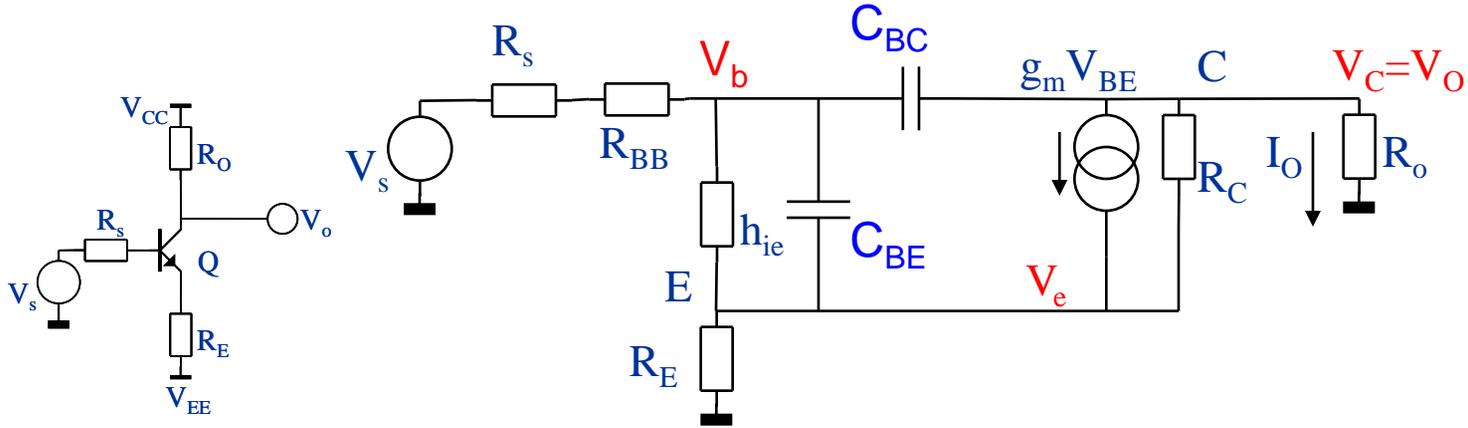


Nel considerare il modello completo del transistor occorre aggiungere le 2 capacità tra B ed E e tra B e C. Questo complica parecchio i conti, per cui conviene limitarsi a soluzioni approssimate che, tuttavia, devono basarsi su dei presupposti consistenti.



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

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

$$g'_{mz} = g_m \frac{Z_B}{Z'_B}$$

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

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

$$g'_m = g_m \frac{h_{ie}}{h'_{ie}}$$

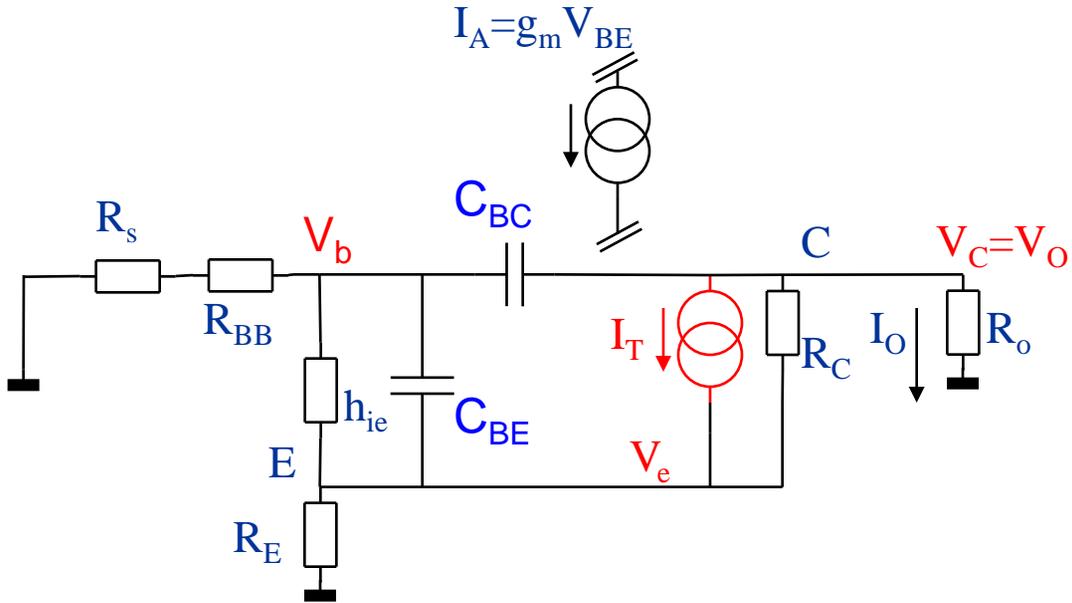
$$R_M = (R_s + R_{BB}) \parallel R_o$$

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

$$R_P = h'_{ie} \parallel R_E$$

$$Z_P = Z'_B \parallel R_E$$

Per valutare il guadagno di anello usiamo la solita tecnica:



Ovviamente occorre fare intervenire molta algebra per risolvere il sistema:

$$\begin{cases}
 Z_{MM} = Z_B \parallel (R_M + R_E) \\
 Z_B = h_{ie} \parallel (1/sC_{BE}) \\
 Z_F = 1/sC_{BC} \\
 \begin{cases}
 I_T + \frac{V_o - V_e}{R_C} = \frac{V_e}{R_E} + \frac{V_e - V_B}{Z_B} \\
 \frac{V_e - V_B}{Z_B} = \frac{V_B}{R_{BB} + R_s} + \frac{V_B - V_o}{Z_F} \\
 \frac{V_B - V_o}{Z_F} = I_T + \frac{V_o - V_e}{R_C} + \frac{V_o}{R_o}
 \end{cases}
 \end{cases}$$

Che dopo molti calcoli fornisce:

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

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  $\infty$  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.

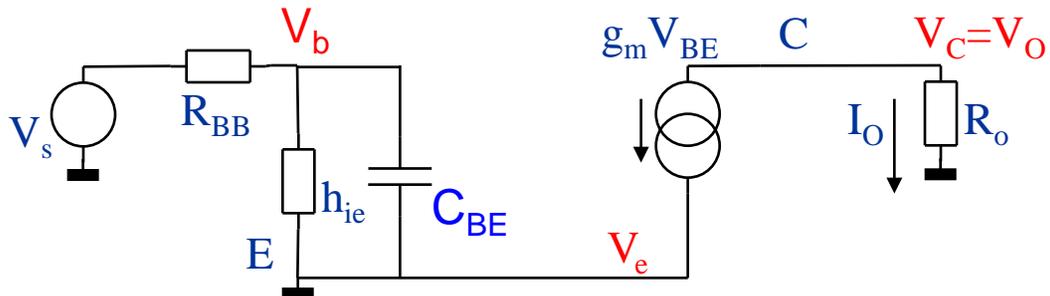
Se invece  $R_E \rightarrow 0$  la rete ha il  $\beta$  più piccolo che si possa impostare. Il sistema tende a comportarsi come se fosse ad anello aperto, che risulta dato da:

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

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

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

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  $R_{BB}$ :

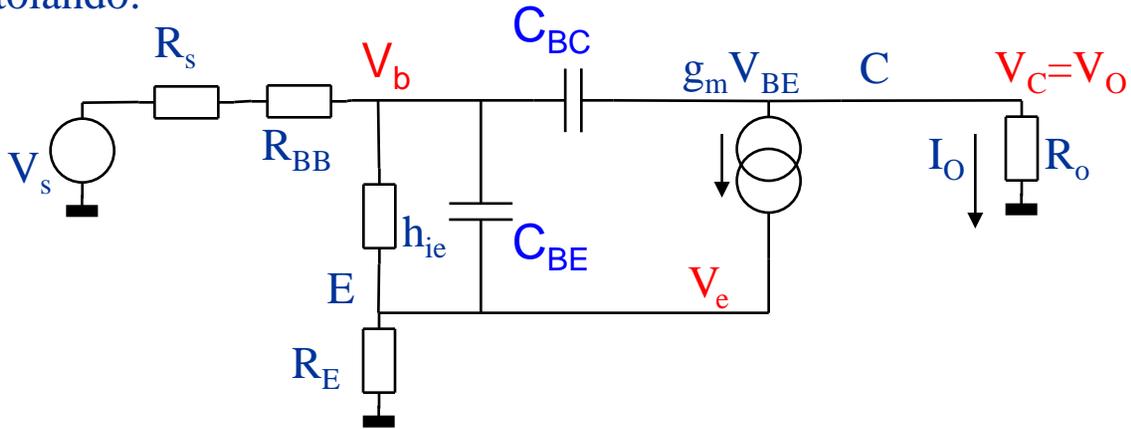
$$A_{OL} = -\frac{g_m}{1 + sC_{BE}R_{BB}}$$

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:

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

Ricapitolando:

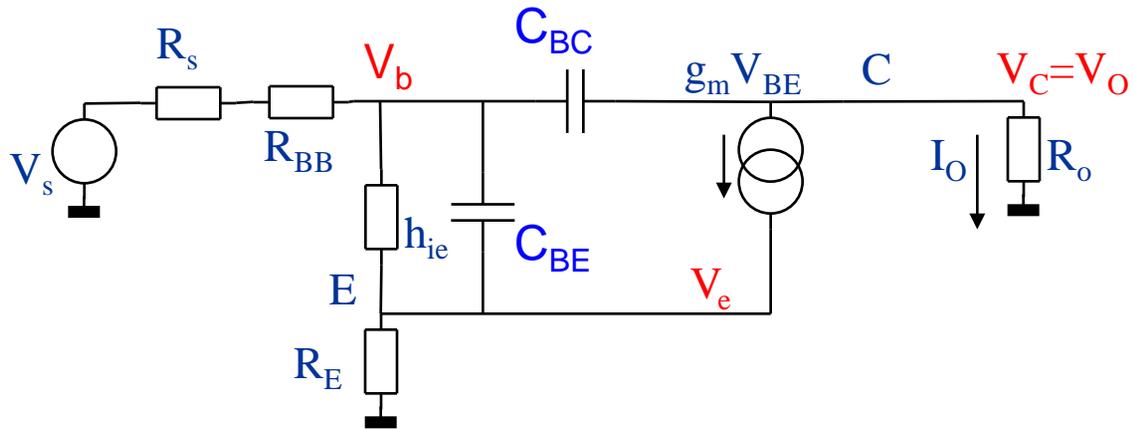


La formula completa matura una semplificazione:

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

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

$$T = - \frac{g_m Z_B}{R_s' + R_E + Z_B} \frac{R_E Z_F + (R_s' + R_E) R_o}{Z_F + R_o} \underset{Z_F \approx 0}{\approx} - \frac{g_m (R_s' + R_E) Z_B}{R_s' + R_E + Z_B} \rightarrow - \frac{g_m (R_s' + R_E)}{s C_{BE} (R_s' + R_E) + 1}$$



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:

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

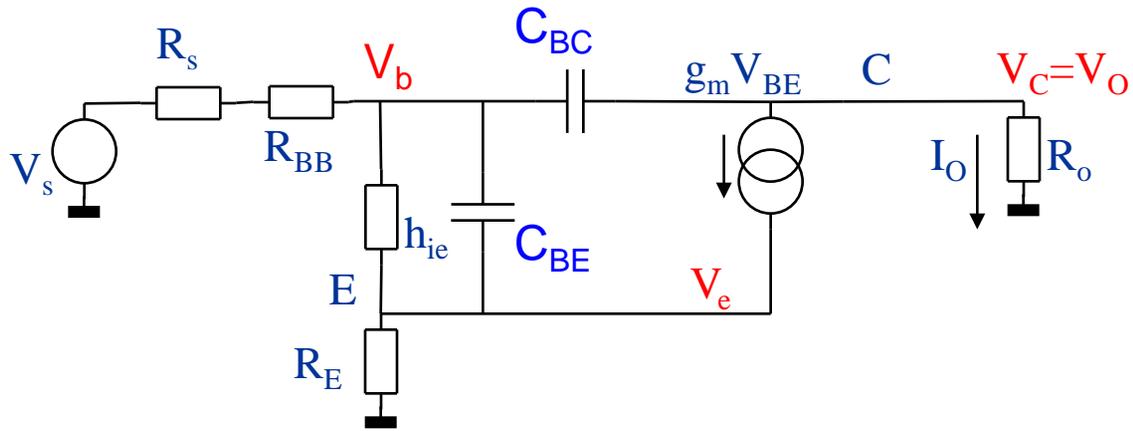
Se invece  $R_E$  è trascurabile abbiamo che da:

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

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.

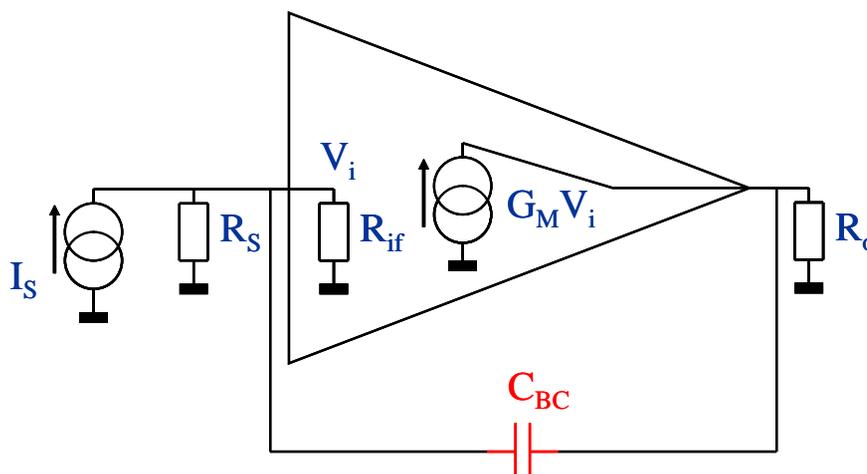


$$T = -g'_{mz} R'_s \frac{R_o}{Z_F + R_o + Z_B \parallel R'_s} \approx -g'_{mz} R'_s \frac{R_o}{Z_F} \approx 0 \text{ fino a frequenze moderate}$$

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

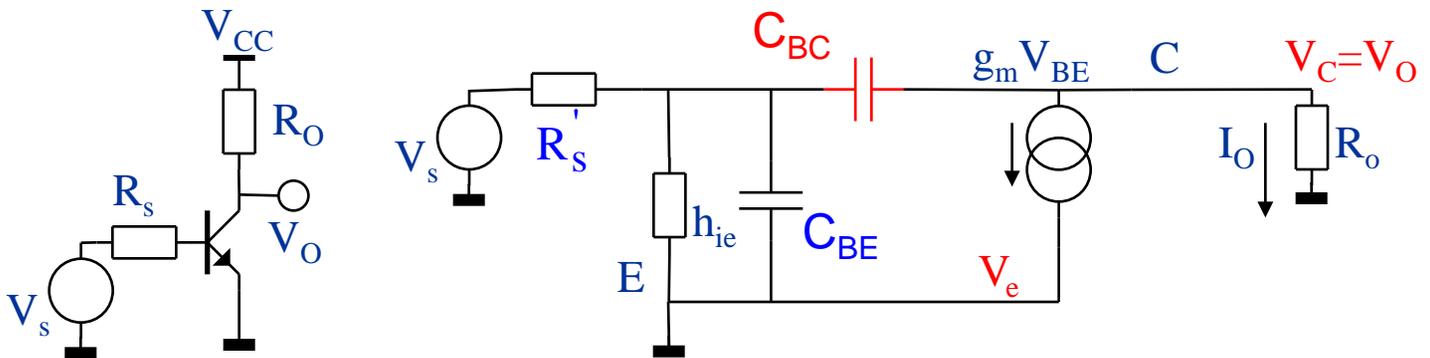
Abbiamo perciò che l'anello del transistor è chiuso ad alta frequenza per la presenza di  $C_{BC}$  perché la capacità è un elemento di reazione. Il transistor si comporta come una rete a doppia reazione, quella dovuta ad  $R_E$ , se presente, e quella dovuta a  $C_{BC}$ .

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



## 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:



Riassumiamo T, riformulandolo per  $R_E=0$  partendo dalla (AA) di pag 5:

$$T = \frac{-g_m Z_B R'_S R_O}{Z_B (R_O + Z_F) + R'_S (R_O + Z_F + Z_B)}$$

La struttura è reazionata dalla sola  $C_{BC}$ . Assumendo per un attimo che  $g_m$  sia  $\infty$  risulta che  $V_B$  è circa nulla e:

$$V_O = -\frac{Z_F}{R'_S} V_S$$

Ed in particolare:

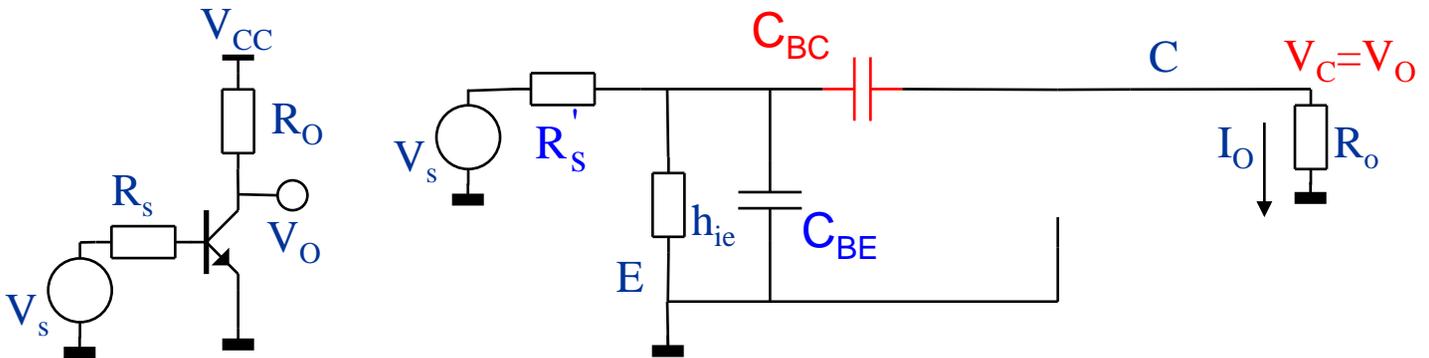
$$V_O = -\frac{Z_F}{R'_S} \frac{-T}{1-T} V_S$$

$$V_O = -\frac{Z_F}{R'_S} \frac{g_m Z_B R'_S R_O}{Z_B (R_O + Z_F) + R'_S (R_O + Z_F + Z_B (1 + g_m R_O))} V_S$$

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

# Configurazione Cascode: introduzione (I)

Non dobbiamo poi dimenticarci della trasmissione diretta:



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

$$V_c = \frac{R_O}{R_O + Z_F} V_B, \quad I_o = \frac{V_c}{R_O} = \frac{V_B}{R_O + Z_F}$$

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

$$= \frac{Z_B}{R_s (Z_F + R_O + Z_B) + (Z_F + R_O) Z_B} V_s = A_{DIR} V_s$$

Ovvero:

$$\frac{A_{DIR}}{1 - T} = \frac{Z_B}{Z_B (R_O + Z_F) + R'_s (R_O + Z_F + Z_B (1 + g_m R_O))}$$

## Configurazione Cascode: introduzione (I)

In definitiva:

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

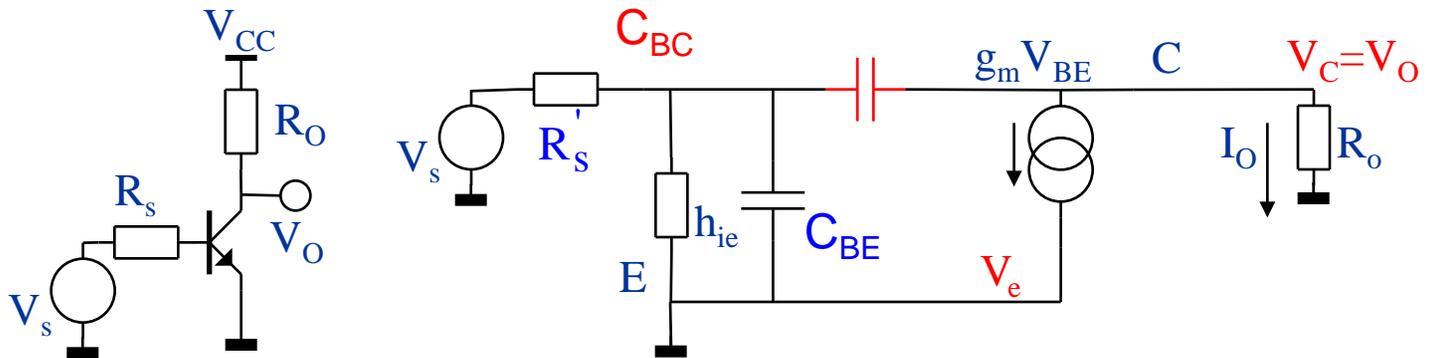
Un po' di cosmesi:

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

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

## 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:

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

$$= \frac{Z_B}{Z_B + R_s'} \frac{\left\{ 1 - \frac{g_m}{sC_{BC}} \right\}}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) \frac{Z_B R_s'}{Z_B + R_s'}} V_s$$

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:

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

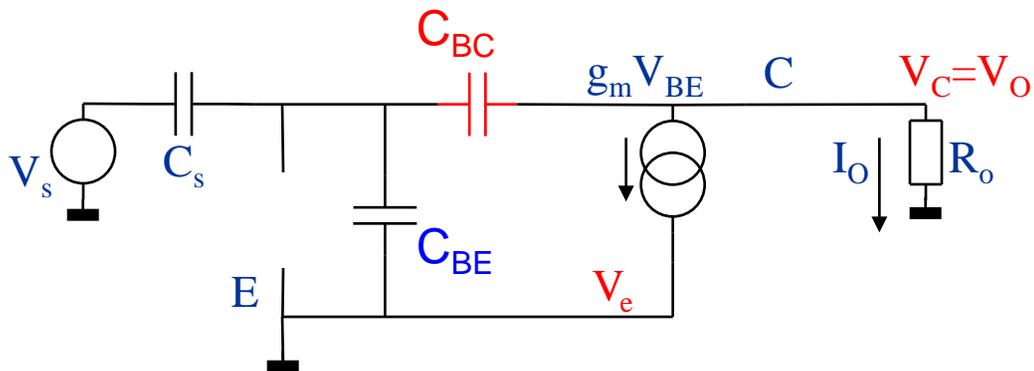
Il guadagno viene massimizzato quando  $R_o$  è capacitivo:  $1/sC_o$ :

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

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  $h_{ie}$ :

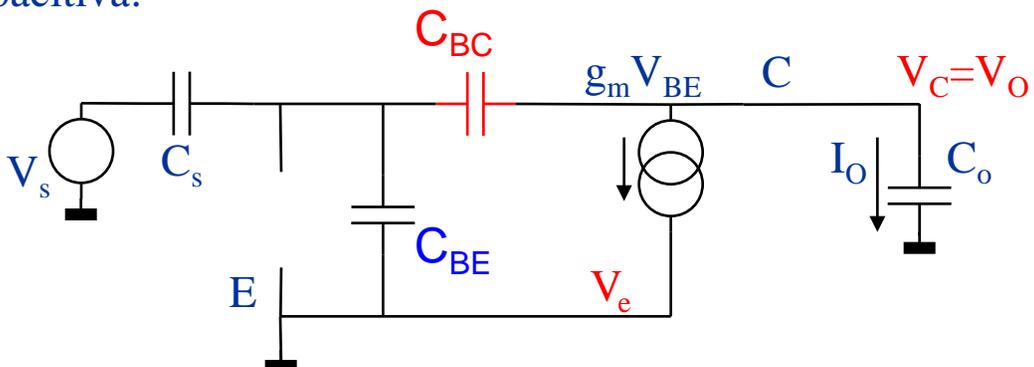


Otteniamo:

$$I_o = \frac{Z_B}{Z_B + R_s'} \frac{\left\{ 1 - \frac{g_m}{sC_{BC}} \right\}}{Z_F + R_o + (1 + g_m R_o) \frac{Z_B R_s'}{Z_B + R_s'}} V_s$$

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

Se vogliamo massimo guadagno di tensione 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:

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

Per cui abbiamo che:

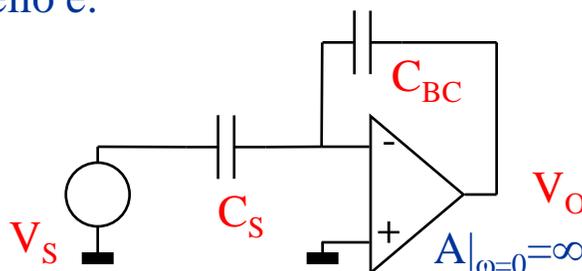
$$I_o = sC_o V_o \underset{C_o \ll C_{BC}, C_{BE}}{\approx} \frac{sC_o C_s}{C_{BC} (C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s \xrightarrow{C_o \rightarrow 0} 0$$

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

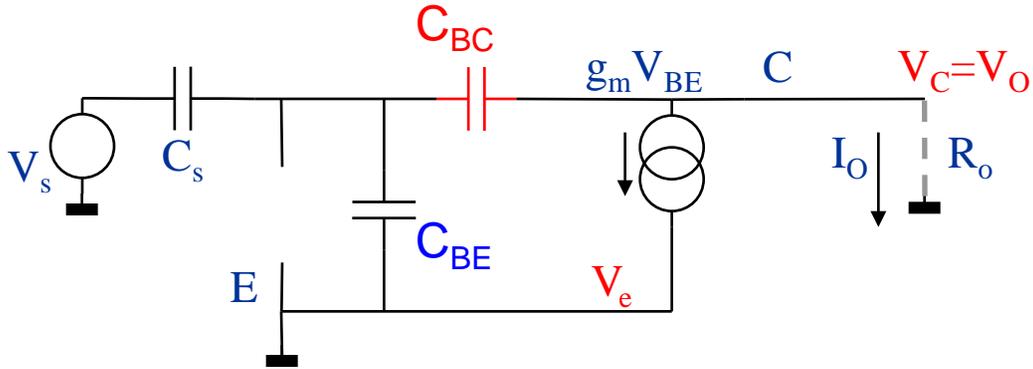
Abbiamo il fatto fondamentale che la frequenza del polo dipende dai parametri del transistor. Inoltre il guadagno a frequenza zero è limitato a:

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

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



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



Ci riduciamo banalmente a:

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

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

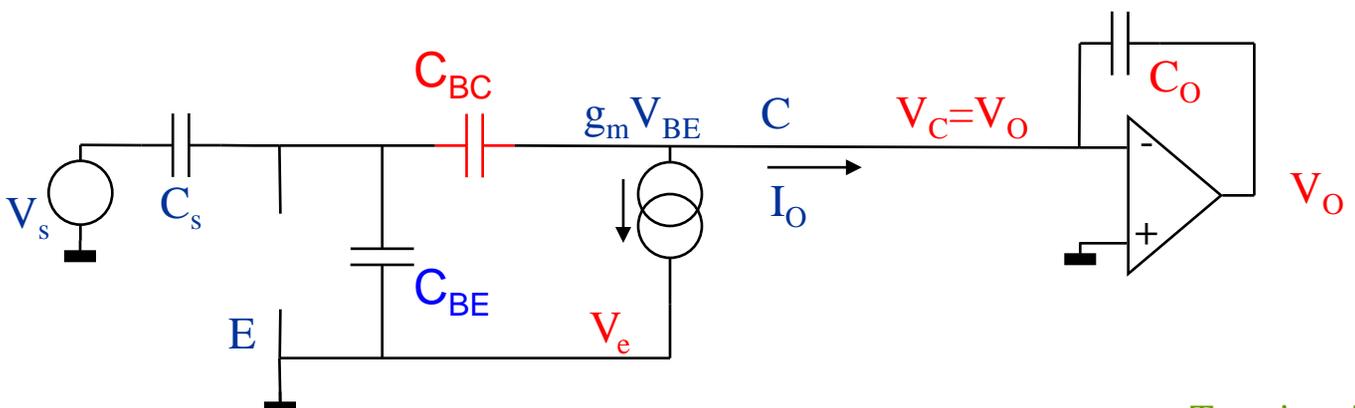
$$= \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} \{sC_{BC} - g_m\} V_s$$

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

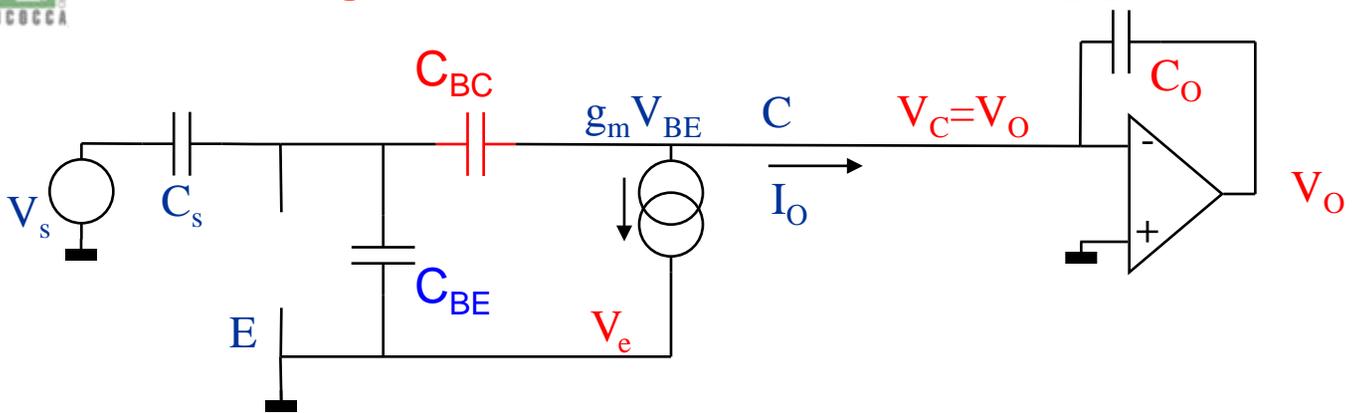
Come avevamo già anticipato qui non abbiamo presente nessun polo: massima banda.

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:

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

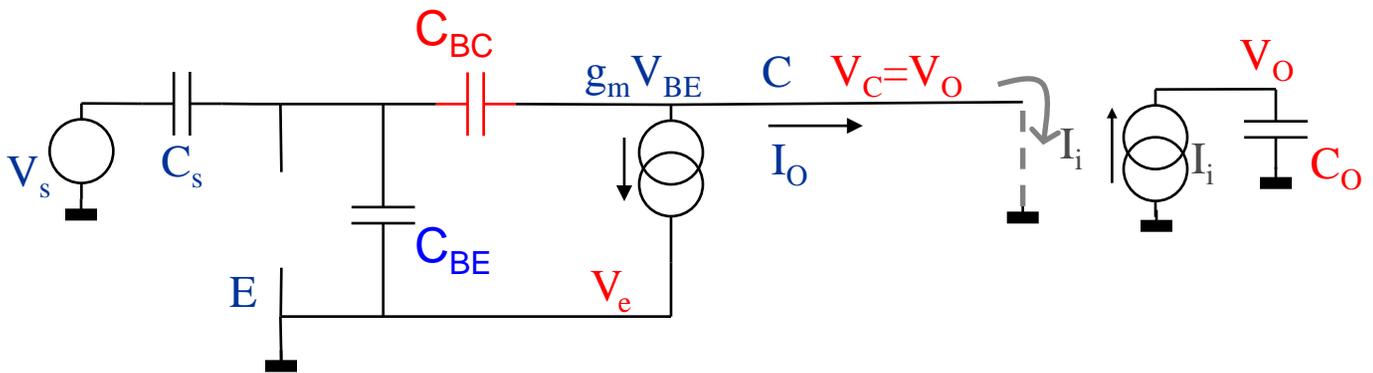
Ora notiamo che in DC il guadagno non è limitato (in realtà occorre ricordarsi che abbiamo trascurato la presenza delle impedenze statiche) e che il comportamento in frequenza dipende essenzialmente da  $C_o$  se si fa in modo da "plasmare" il rapporto delle capacità al primo termine. Va osservato che 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**.

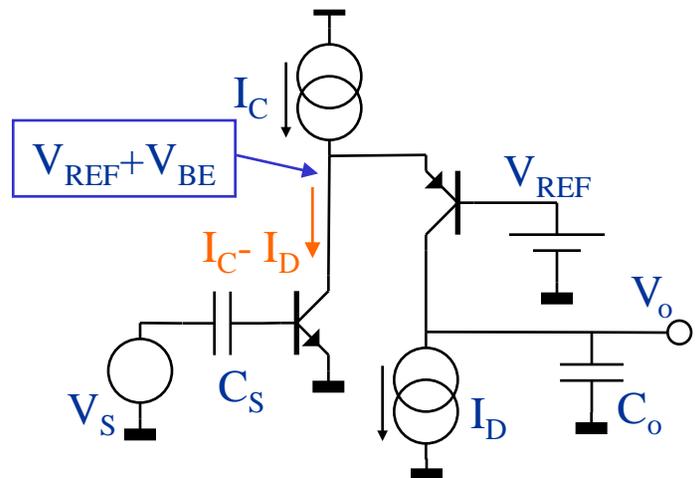
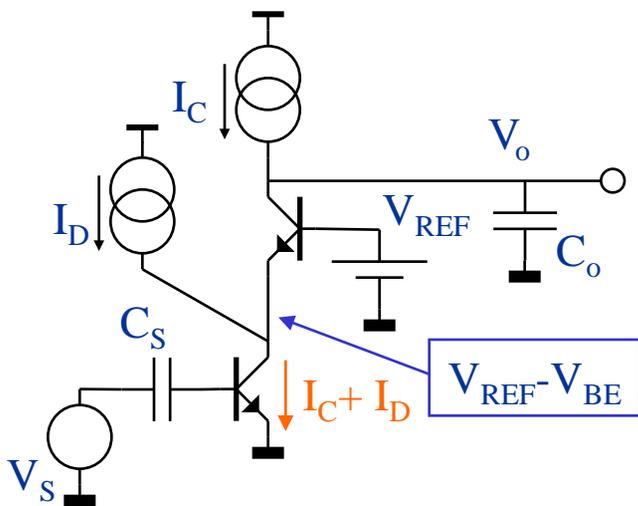
## Configurazione Cascode: introduzione (VI)

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



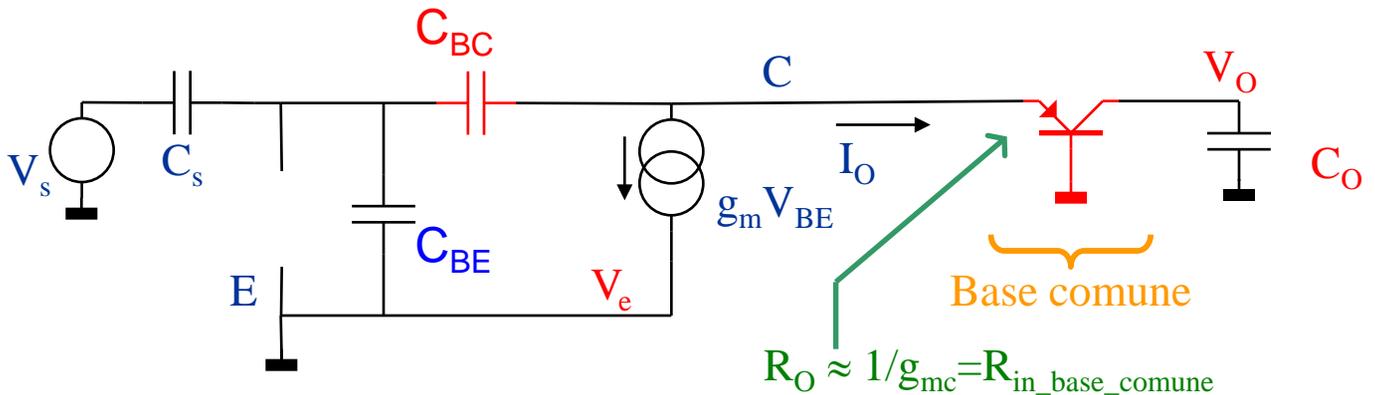
$$V_o = \frac{C_s}{C_{BE} + C_s + C_{BC}} \frac{sC_{BC} - g_m}{sC_o} V_s$$

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):



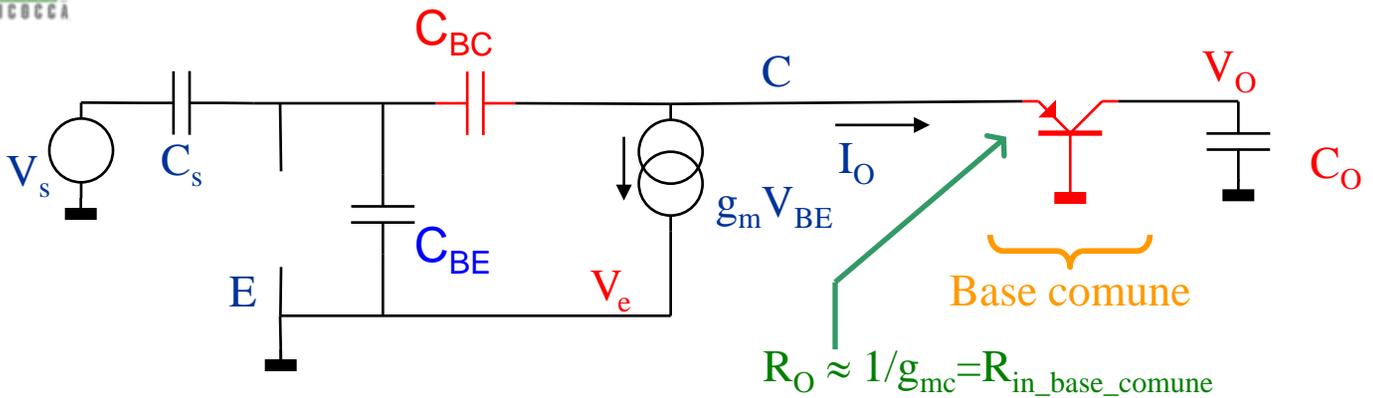
Ripartiamo dalla relazione originale visto che  $R_o$  non può essere trascurata:

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

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:

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

Se poi  $\alpha$  è circa uguale ad 1:

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

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.

Se poi  $\alpha$  è circa uguale ad 1:

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

Ed in particolare:

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

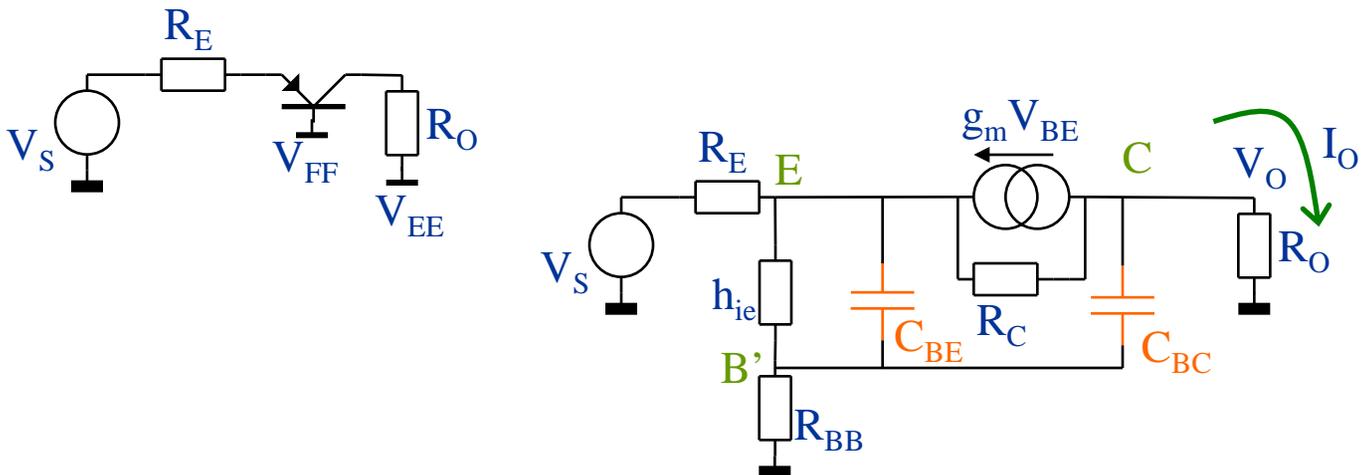
Quindi:  $I_o$  tende ad un valore finito mentre  $V_o \rightarrow \infty$  se  $C_o \rightarrow 0$ , come ci si aspetterebbe da un amplificatore di corrente. Questo va confrontato col caso senza cascode in cui avevamo ottenuto che:

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

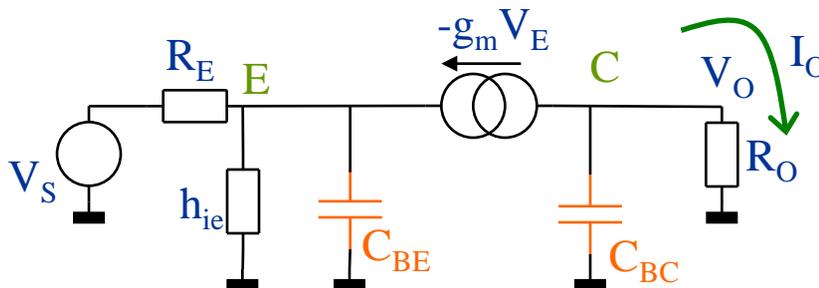
$$I_o = sC_o V_o \underset{C_o \rightarrow 0}{\approx} \frac{sC_o C_s}{C_{BC}(C_{BE} + C_s)} \frac{\{sC_{BC} - g_m\}}{s + \frac{g_m}{C_{BE} + C_s}} V_s = 0$$

## 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 se ne considera solo il rumore. Anche  $R_C$  può essere assunta di valore elevato. Per cui possiamo ridurci al modello:



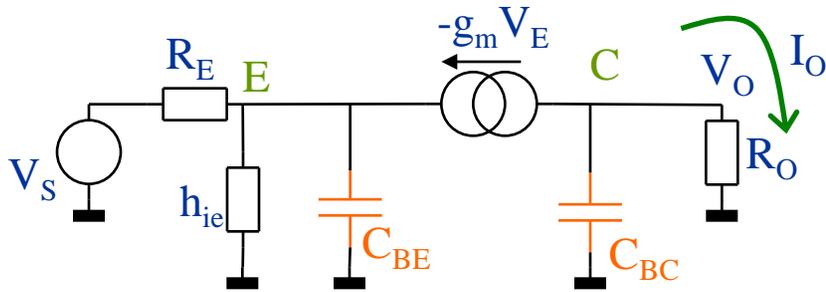
Ovviamente possiamo partire dal guadagno di anello valutato per il CE:

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

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

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

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



Per cui:

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

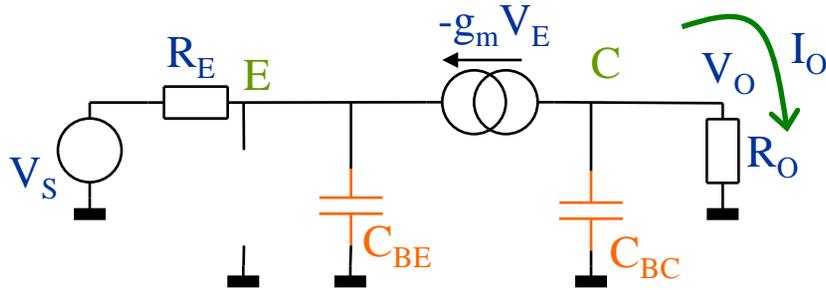
Osservazione: il guadagno dipende dalla resistenza di sorgente  $R_E$ . Di conseguenza all'ingresso viene in realtà amplificata una corrente.

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

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

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

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



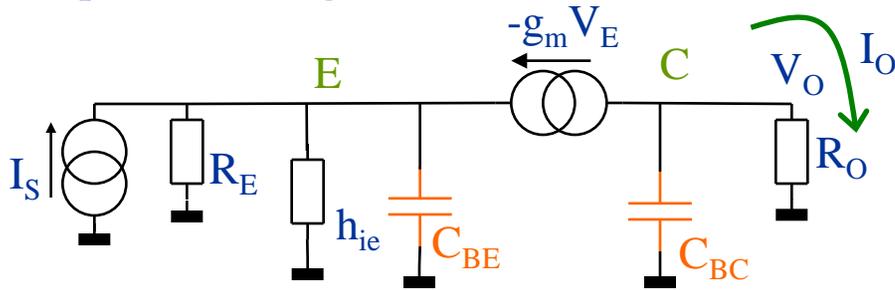
$$\begin{aligned}
 I_O &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_O + 1} \frac{g_m Z_B}{R_E + (1 + g_m R_E) Z_B} I_S \\
 &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_O + 1} \frac{g_m \frac{1}{sC_{BE}}}{R_E + (1 + g_m R_E) \frac{1}{sC_{BE}}} I_S \\
 &= \frac{R_E}{sC_{BC}R_O + 1} \frac{g_m}{sC_{BE}R_E + (1 + g_m R_E)} I_S \\
 &= \frac{1}{sC_{BC}R_O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

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.

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



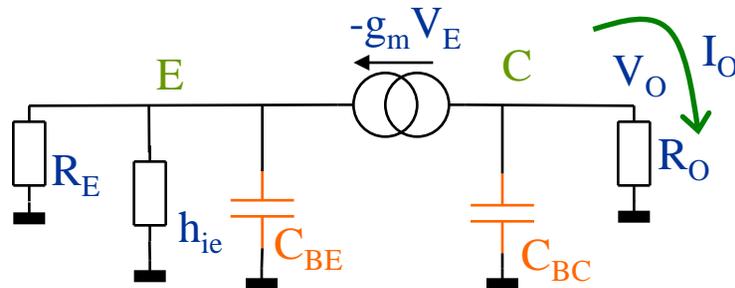
Assumendo  $g_m=0$ , ad anello aperto:

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

Quindi:

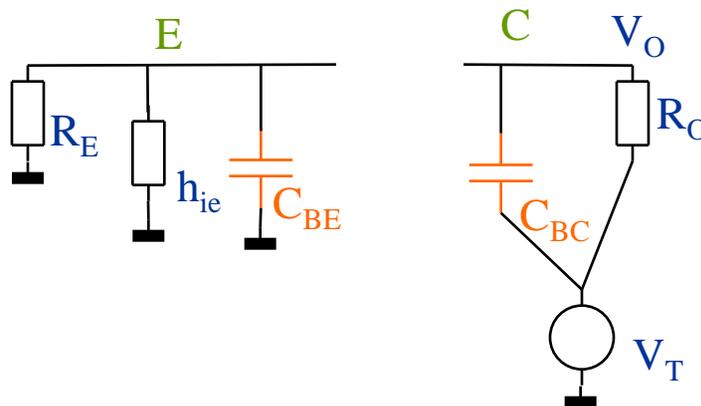
$$\begin{aligned}
 R_{if} &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{1}{1 - T} & \left[ T = -g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E} \right] \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE} R_E h_{ie}} \frac{1}{1 + g_m \frac{Z_B R_E}{Z_B + R_E}} \\
 &= \frac{R_E h_{ie}}{h_{ie} + R_E + sC_{BE}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

Impedenza di uscita:



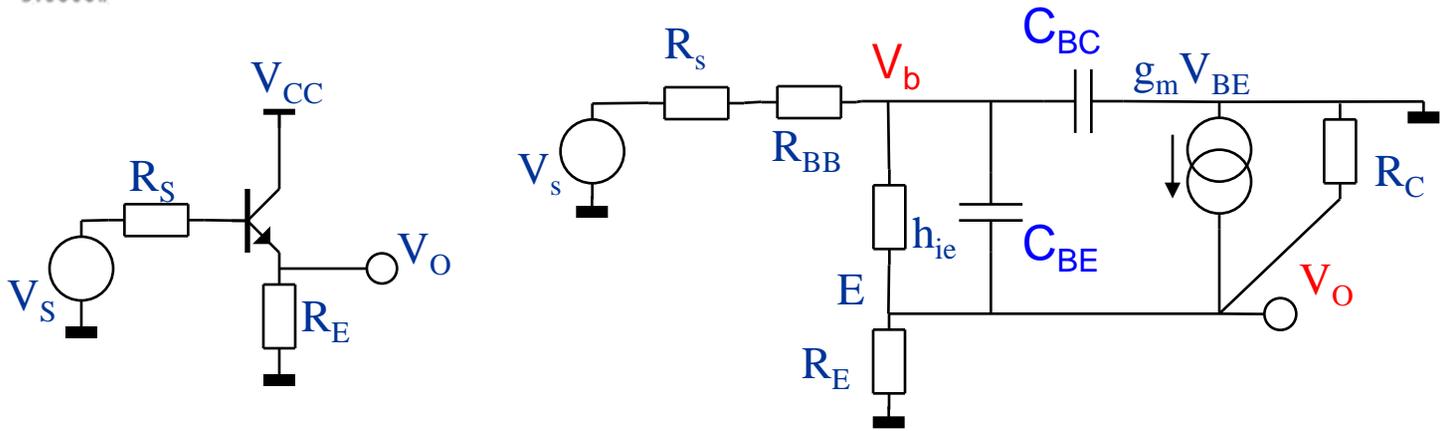
Considerazione importante. La corrente di uscita che viene reazionata è quella che scorre nel generatore di corrente somma della corrente di  $R_O$  e di  $C_{BC}$ .

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



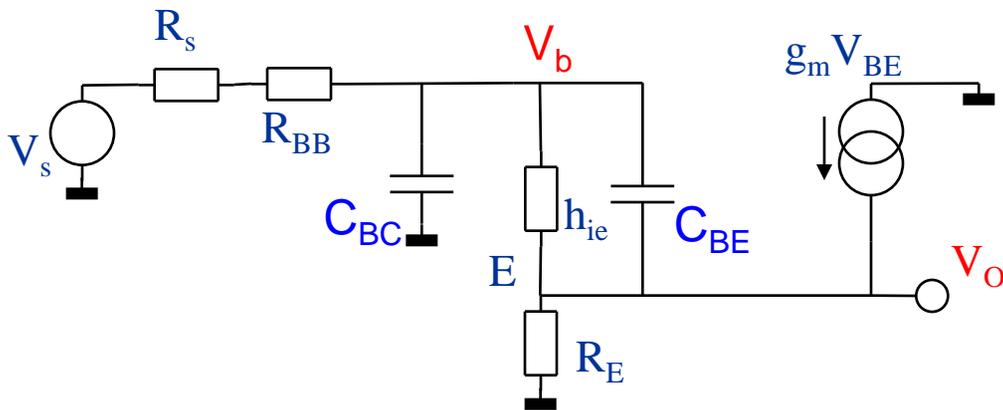
Assumendo che  $R_C$  sia di valore  $\infty$  risulta che l'impedenza di uscita ad anello aperto ha un valore capacitivo, che viene resa ancora più elevata dalla reazione.

Riconsiderando la configurazione a cascode si può concludere che il contributo in frequenza del BC ha un effetto irrilevante, mentre la sua impedenza di ingresso, circa uguale a  $1/g_m$ , consente di annullare la reazione dovuta a  $C_{BC}$  del transistore EC di ingresso.

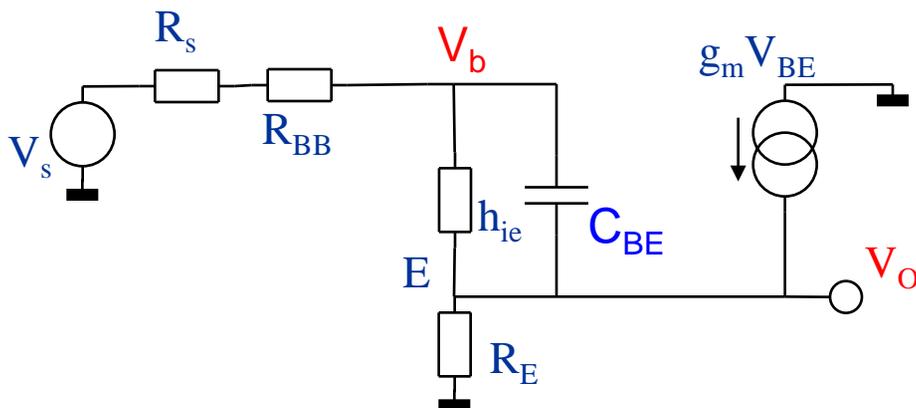


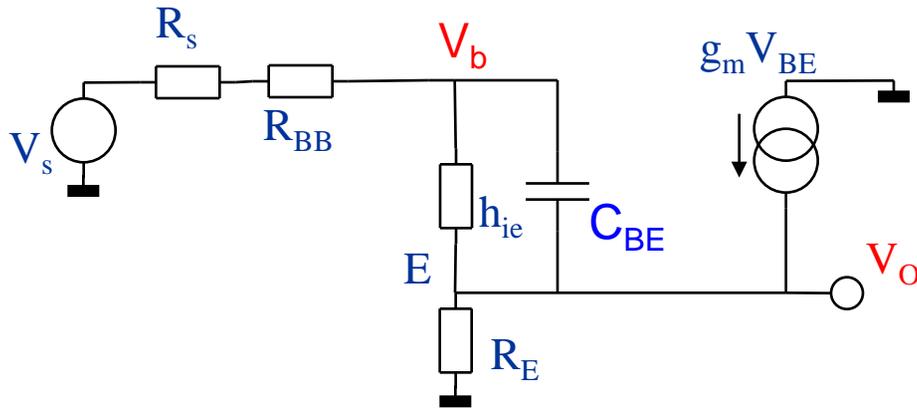
L'impedenza  $R_C$  risulta in  $\parallel$  ad  $R_E$ , del tutto trascurabile in molte situazioni, tranne che quando  $R_E$  è un generatore di corrente.

$C_{BC}$  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:





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:

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

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

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

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

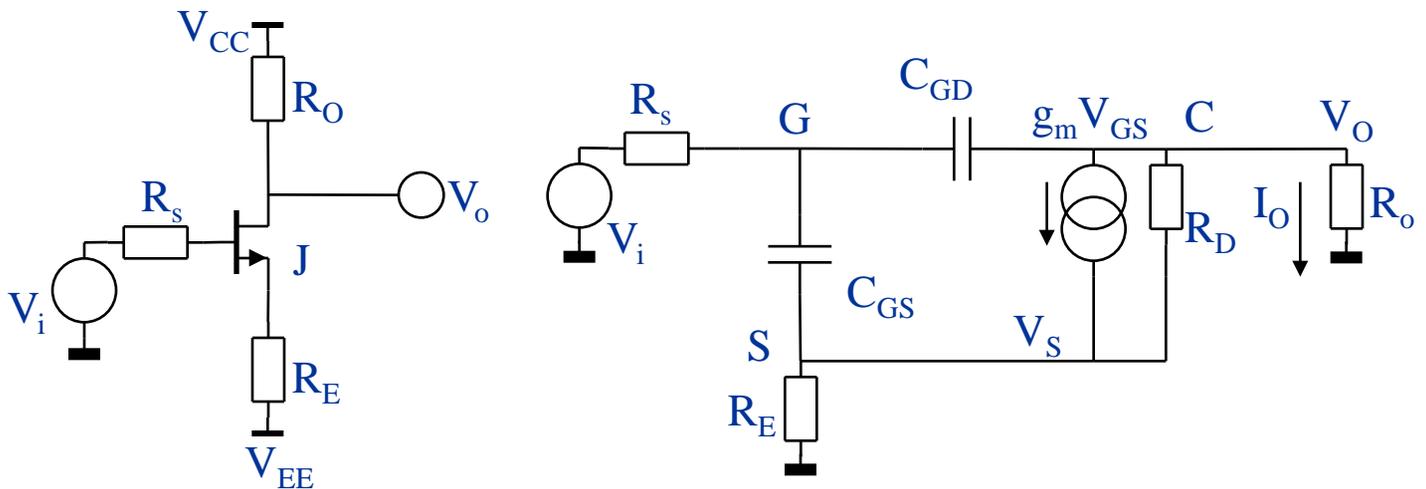
$$\rightarrow_{\omega \approx \infty} \frac{R_E}{R_{BB} + R_s + R_E} V_s = A_{DIR} V_s$$

Forma alternativa che mette in luce l' $\omega_T$  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.

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  $\infty$ . 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  $R_{BB} = 0$

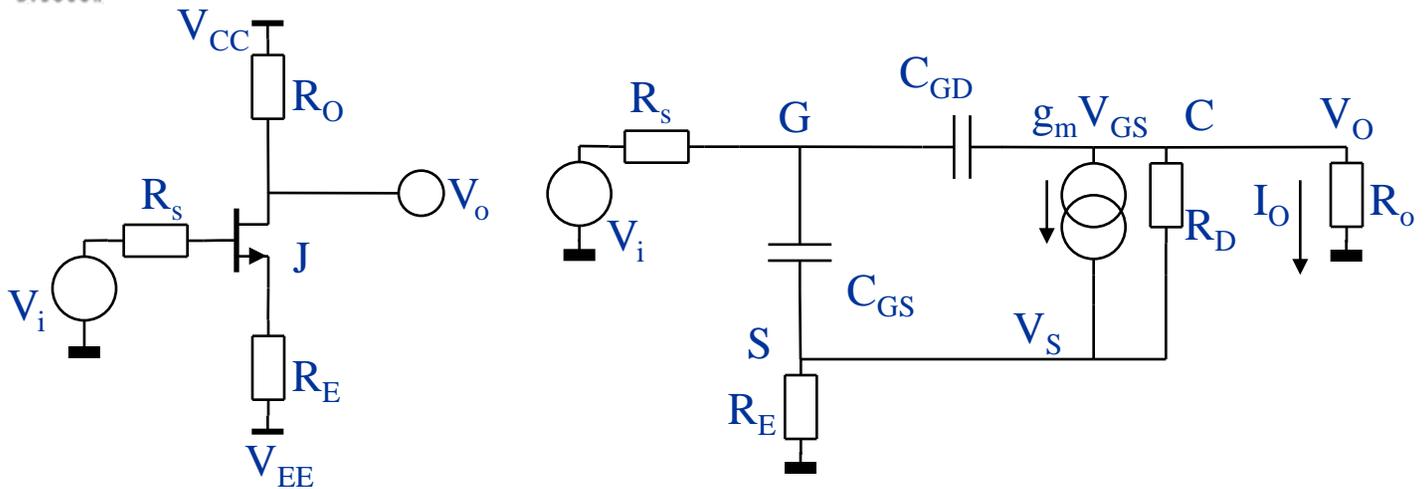
$$Z_B = 1/sC_{GS} \quad Z'_B = Z_B + R_s \quad g'_{mz} = g_m \frac{Z_B}{Z'_B}$$

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

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

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

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



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

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

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

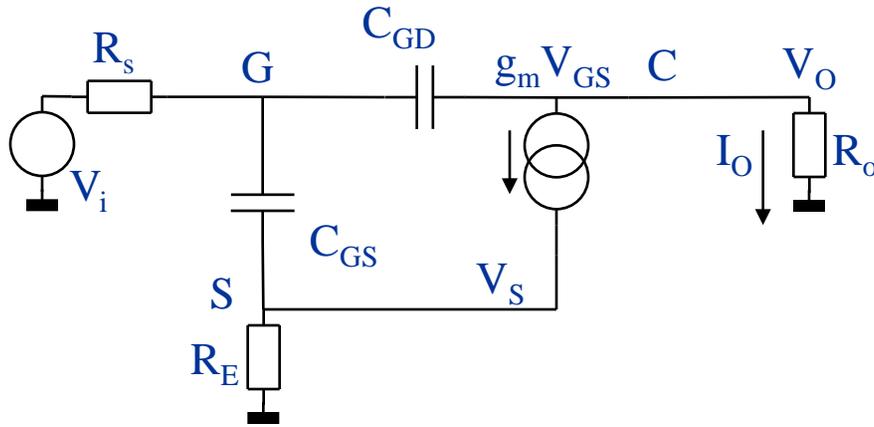
$$R_P = R_E \quad Z_P = Z'_B \parallel R_E \quad Z_F = 1/sC_{GD}$$

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:

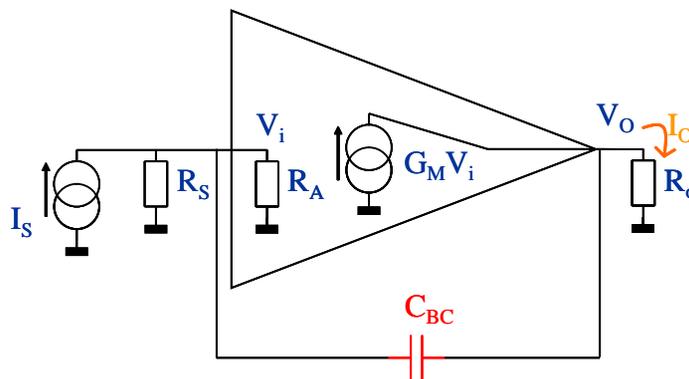
$$T = -g_m Z_B \frac{R_E Z_F + (R_o R_s + R_E (R_s + R_o))}{(Z_B + R_s + R_E) Z_F + R_o R_s + (R_E + Z_B) (R_s + R_o)}$$



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

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

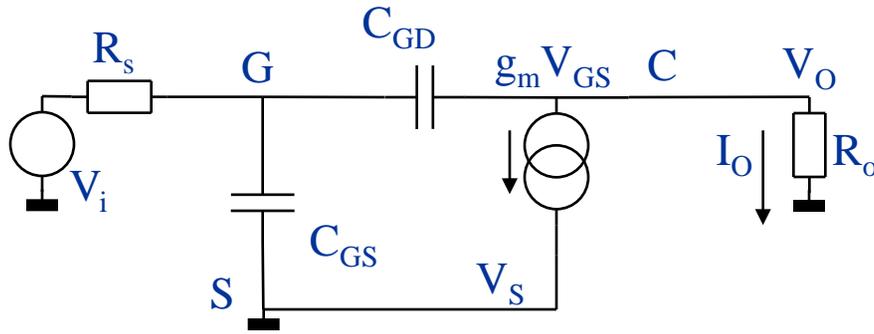
E quindi dal modello già visto:



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

Dove:

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



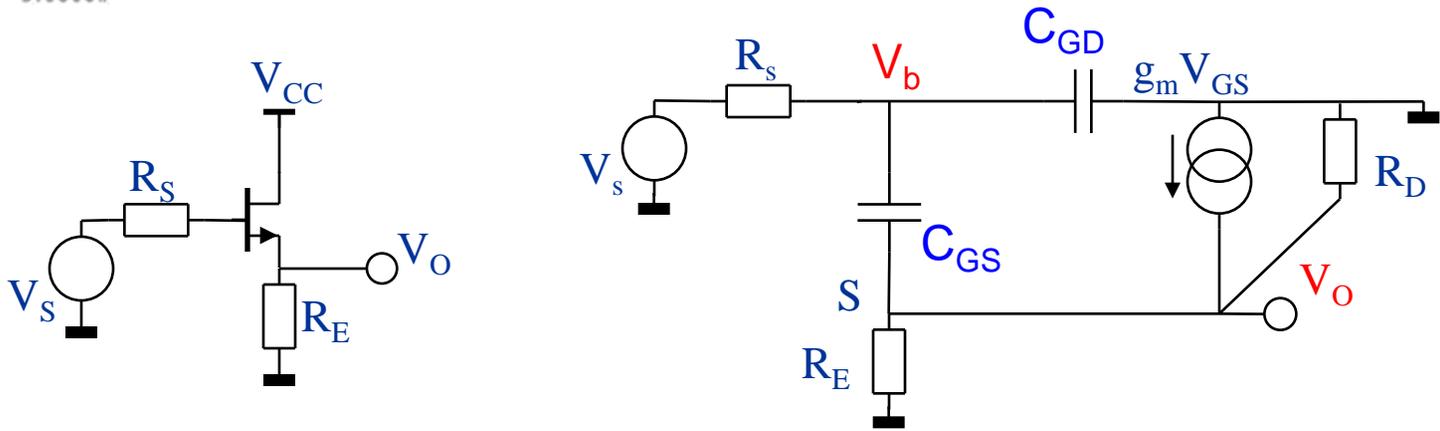
Nel caso in cui  $R_E$  sia nulla:

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

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

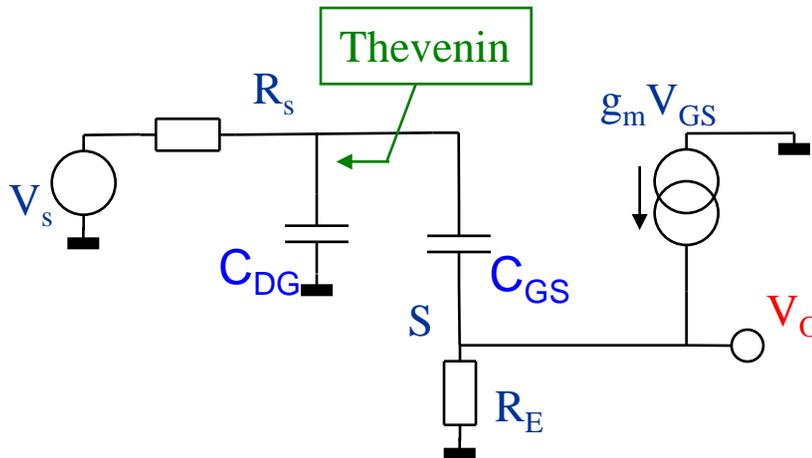
$$\begin{aligned} I_o &= \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{GD}}{g_m} \right\}}{s^2 C_{GD} C_{GS} R_o + s \left\{ C_{GD} (1 + g_m R_o) + C_{GS} \right\}} I_s \\ &= \frac{-g_m \left\{ 1 - \frac{sC_{GD}}{g_m} \right\}}{s \left[ C_{GD} (1 + g_m R_o) + C_{GS} \right] \left\{ s \frac{C_{GD} C_{GS} R_o}{C_{GD}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

**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.

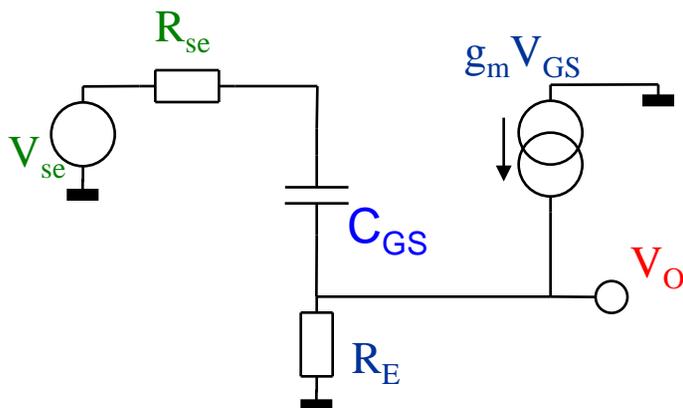


L'impedenza  $R_D$  risulta in  $\parallel$  ad  $R_E$ , del tutto trascurabile in molte situazioni, tranne che quando  $R_E$  è un generatore di corrente.

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

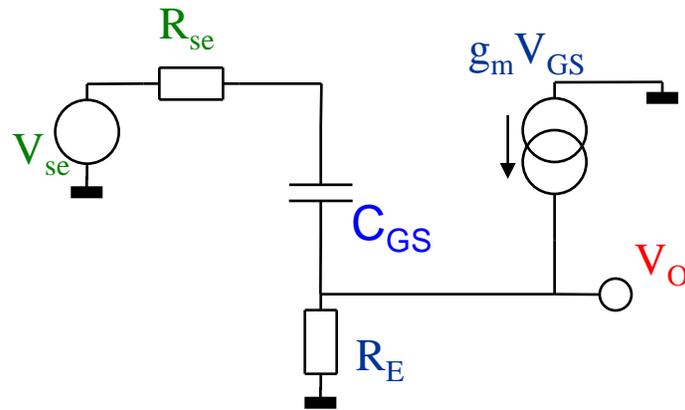


Siccome  $C_{DG}$  non è sempre trascurabile possiamo tenerne conto applicando Thevenin al nodo G:



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

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



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:

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

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

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

$$\approx \frac{(s C_{GS} + g_m) R_E}{h_{ie} \approx s C_{GS} R_{se} + 1 + (s C_{GS} + g_m) R_E} V_{se}$$

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

Forma alternativa che mette in luce l' $\omega_T$  del transistoro:

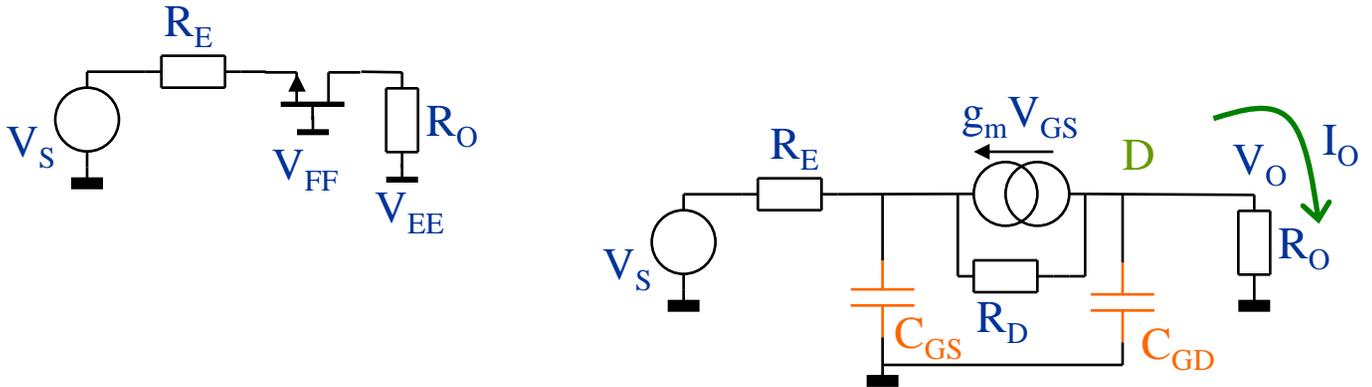
$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{(sC_{GS} + g_m)R_E}{sC_{GS}(R_{se} + R_E) + 1 + g_mR_E} V_{se} \\
 &= \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{sC_{GS}/g_m + 1}{sC_{GS} \frac{R_{se} + R_E}{1 + g_mR_E} + 1} V_{se} \\
 &\approx \frac{g_mR_E}{1 + g_mR_E} \frac{s/\omega_T + 1}{s \frac{R_{se} + R_E}{R_E} \frac{1}{\omega_T}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

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

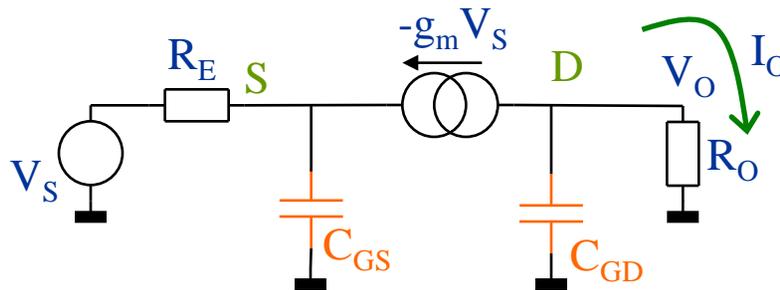
In particolare, considerando anche  $C_{GD}$ :

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

Ed eccoci quindi al Base Comune:



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



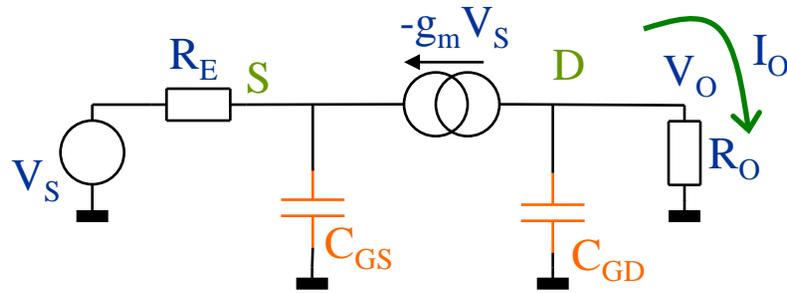
Di nuovo partiamo dal guadagno di anello:

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

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

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

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



Per cui:

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

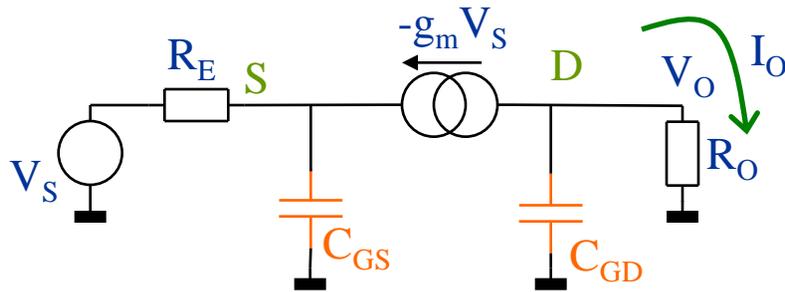
Osservazione: il guadagno dipende dalla resistenza di sorgente  $R_E$ . Di conseguenza all'ingresso viene in realtà amplificata una corrente.

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)



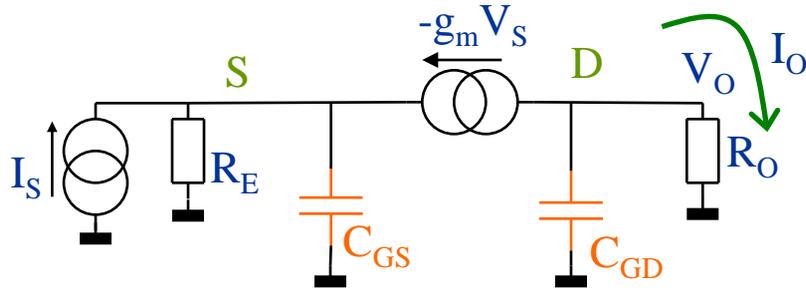
$$\begin{aligned}
 I_o &= \frac{R_E}{sC_{GD}R_o + 1} \frac{g_m \frac{1}{sC_{GS}}}{R_E + (1 + g_m R_E) \frac{1}{sC_{GS}}} I_s \\
 &= \frac{R_E}{sC_{GD}R_o + 1} \frac{g_m}{sC_{GS}R_E + (1 + g_m R_E)} I_s \\
 &= \frac{1}{sC_{GD}R_o + 1} \frac{R_E g_m}{1 + g_m R_E} \frac{1}{s \frac{C_{GS} R_E}{1 + g_m R_E}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

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.

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:

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

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

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

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

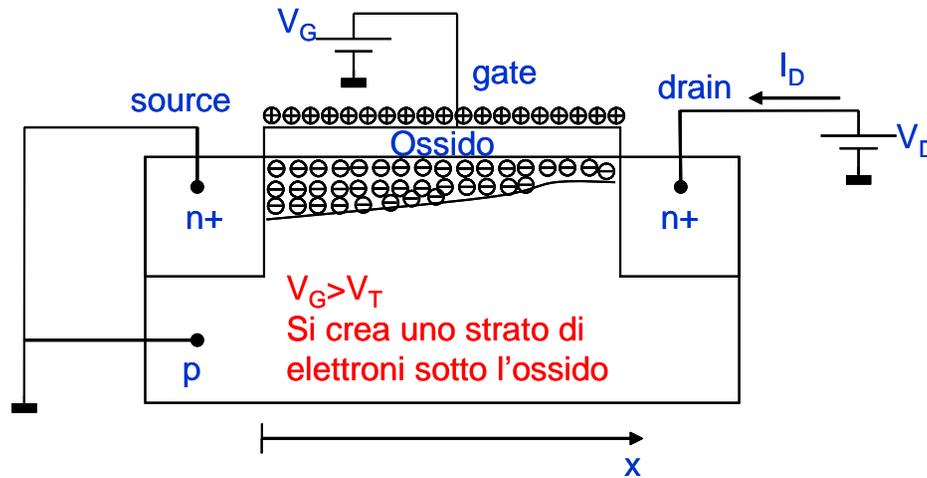
$$= \frac{R_E}{1+sC_{GS}R_E} \frac{1}{R_E + (1+g_m R_E)Z_B} \frac{1+sC_{GS}R_E}{sC_{GS}}$$

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

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

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

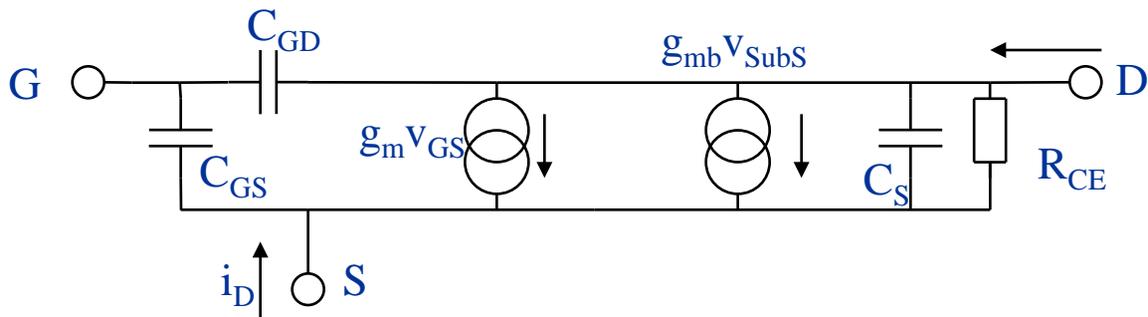
I MOS, almeno quelli monolitici, si distinguono dal comportamento dei JFET. Nel MOS il canale viene costruito sotto l'ossido di G in funzione del potenziale di substrato.



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.