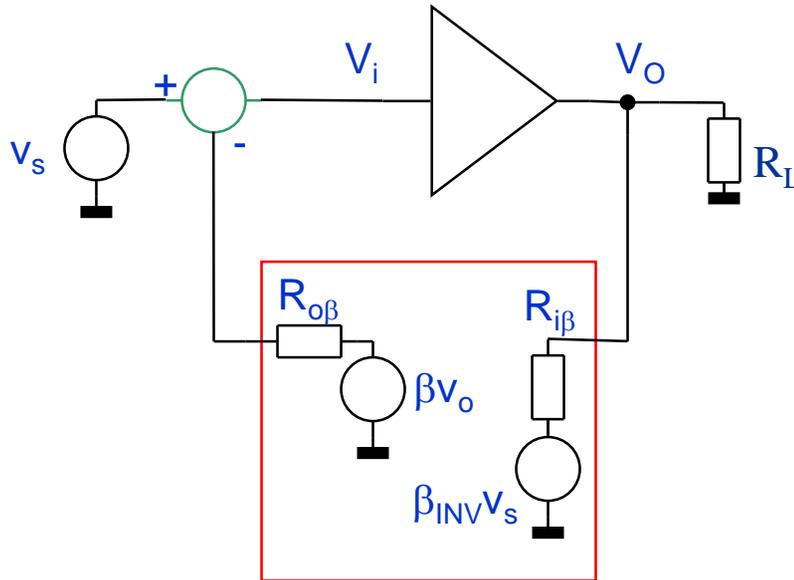


Trasmissione diretta del segnale di ingresso nella reazione (1)

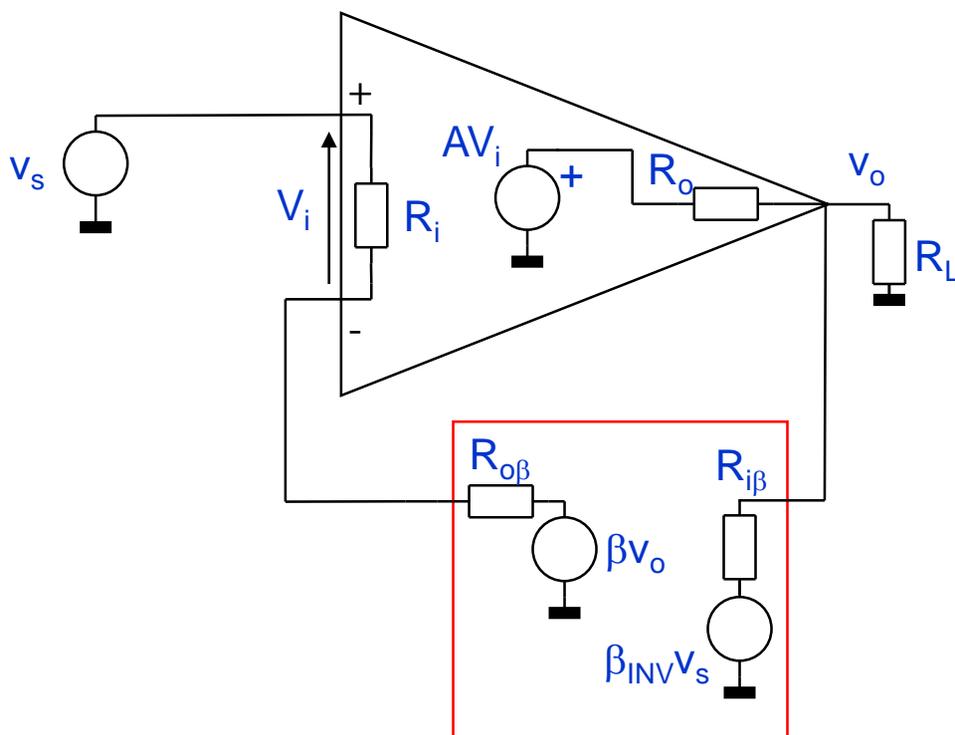
lunedì 22 giugno 2015

La rete di reazione ammette anche una trasmissione diretta tra il suo terminale di uscita ed il suo terminale di ingresso..



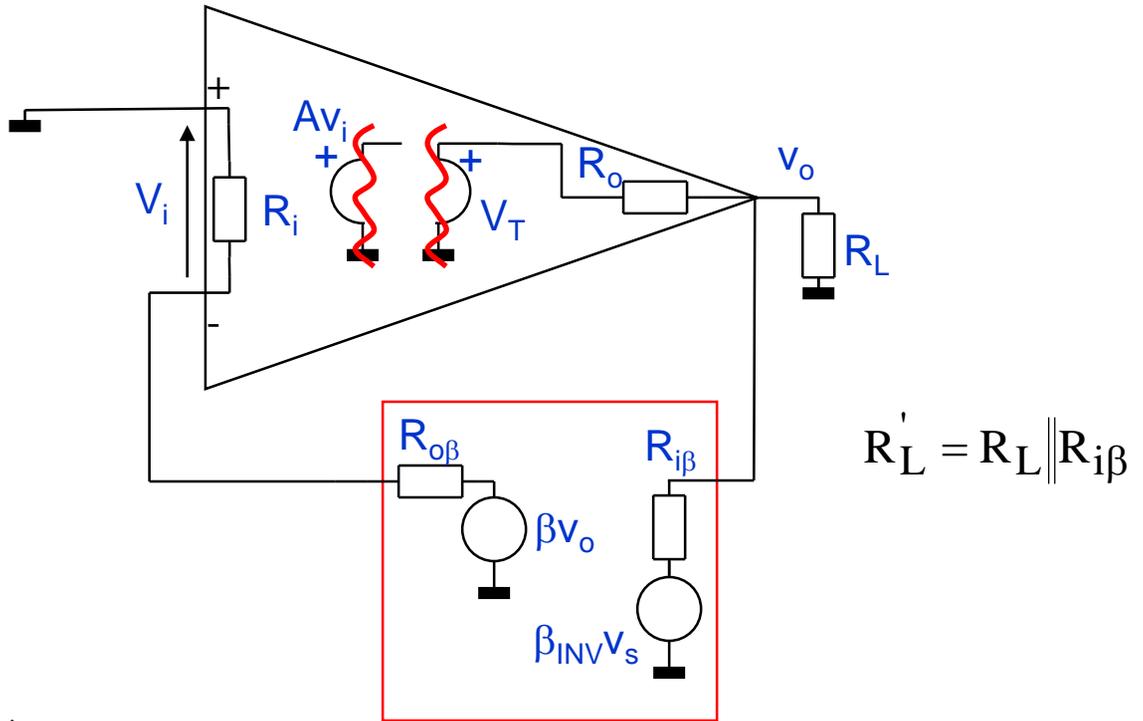
Siccome l'effetto di $\beta_{INV} V_S$ è del secondo ordine lo si è trascurato fino ad ora. Tuttavia a volte il suo effetto può essere tangibile nei sistemi in cui il guadagno di anello non sia estremamente elevato.

Nella rete sopra qualsiasi sia il guadagno l'effetto della trasmissione diretta è presente solo se l'impedenza di uscita dell'AO non è nulla.



Trasmissione diretta del segnale di ingresso nella reazione (2)

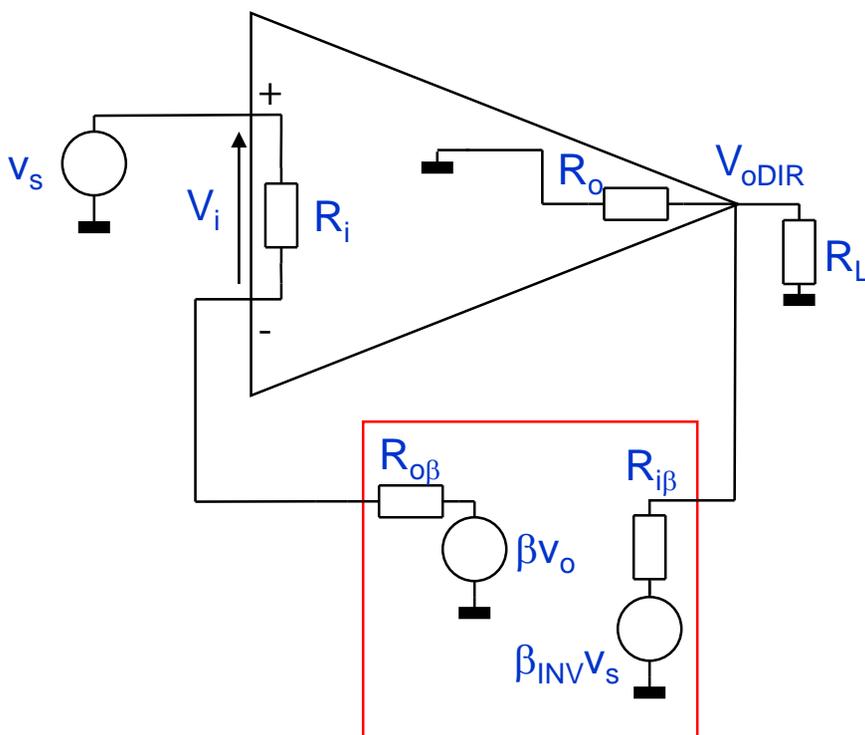
Cominciamo a calcolare il guadagno di anello della struttura:



$$R'_L = R_L \parallel R_{i\beta}$$

$$V_o = \frac{R'_L}{R'_L + R_o} V_T \quad V_i = -\frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} \beta V_o$$

$$V_i = -\beta \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} \frac{R'_L}{R'_L + R_o} V_T \Rightarrow T = -\beta A \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} \frac{R'_L}{R'_L + R_o}$$



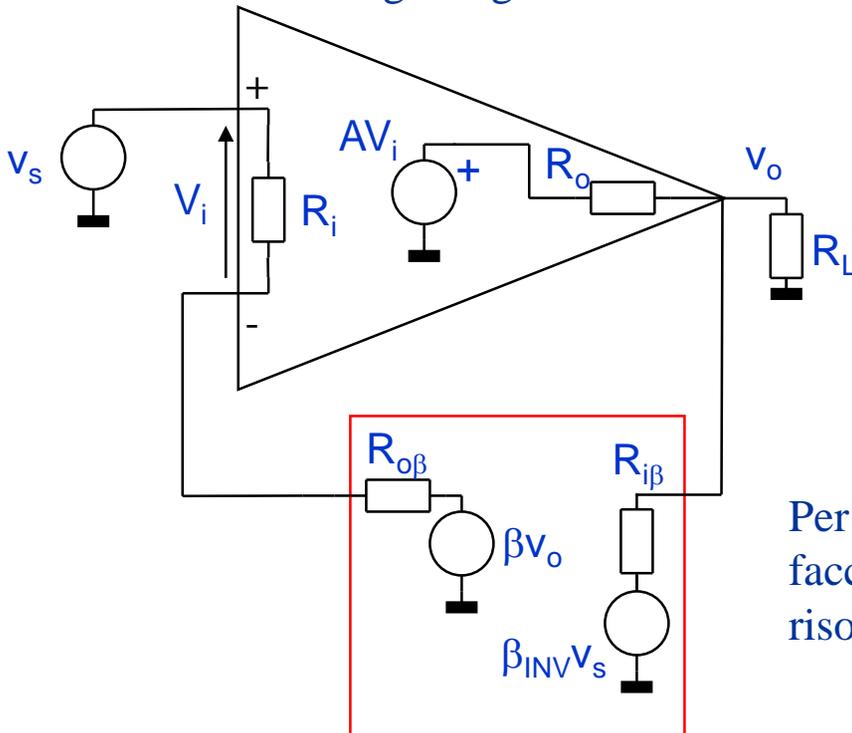
Possiamo ora calcolare la trasmissione diretta nell'ipotesi che il guadagno dell'AO sia nullo:

$$(R'_o = R_o \parallel R_L)$$

$$V_{oDIR} = \frac{R'_o}{R'_o + R_{i\beta}} \beta_{INV} V_s = A_{DIR} V_s$$

Trasmissione diretta del segnale di ingresso nella reazione (3)

Vogliamo ora verificare come si possano mettere in relazione T ed il segnale trasmesso valutato a guadagno dell'AO nullo.



Per evidenziare la dipendenza facciamo il conto esatto risolvendo il sistema:

$$\begin{cases} \frac{A(V_s - V_-) - V_o}{R_o} = \frac{V_o}{R_L} + \frac{V_o - \beta_{INV}V_s}{R_{i\beta}} \\ V_- = \frac{V_s - \beta V_o}{R_i + R_{o\beta}} R_{o\beta} + \beta V_o \end{cases}$$

$$V_- = \frac{R_{o\beta}}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \beta \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o$$

$$V_s - V_- = \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s - \beta \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o$$

$$\frac{A(V_s - V_-)}{R_o} = \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{i\beta}} \right) V_o - \frac{\beta_{INV}V_s}{R_{i\beta}}$$

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s - \beta \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o = \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_{i\beta}} \right) V_o - \frac{\beta_{INV}V_s}{R_{i\beta}}$$

Trasmissione diretta del segnale di ingresso nella reazione (4)

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s - \beta \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o = \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_i\beta} \right) V_o - \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta}$$

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta} = \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_i\beta} \right) V_o + \beta \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o$$

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta} = \left(\frac{1}{R_o} + \frac{1}{R'_L} \right) V_o + \beta \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o$$

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta} = \frac{R_o + R'_L}{R_o R'_L} V_o + \beta \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_o$$

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta} = \frac{R_o + R'_L}{R_o R'_L} \left(1 + \beta A \frac{R'_L}{R_o + R'_L} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} \right) V_o$$



$$T = -\beta A \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} \frac{R'_L}{R'_L + R_o}$$

Per cui:

$$\frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_{o\beta}} V_s + \frac{\beta_{INV} V_s}{R_i\beta} = \frac{R_o + R'_L}{R_o R'_L} (1 - T) V_o$$

Di conseguenza:

$$V_o = \frac{A}{R_o} \frac{R_i}{R_i + R_o\beta} \frac{R_o R_L'}{R_o + R_L'} \frac{1}{1-T} V_s + \frac{\beta_{INV}}{R_i\beta} \frac{R_o R_L'}{R_o + R_L'} \frac{1}{1-T} V_s$$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1-T} V_s + \frac{\beta_{INV}}{R_i\beta} \frac{R_L R_i\beta}{R_L + R_i\beta} \frac{R_o}{R_o + \frac{R_L R_i\beta}{R_L + R_i\beta}} \frac{1}{1-T} V_s$$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1-T} V_s + \beta_{INV} \frac{R_L R_o}{R_L + R_o} \frac{1}{R_i\beta + \frac{R_L R_o}{R_L + R_o}} \frac{1}{1-T} V_s$$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1-T} V_s + \beta_{INV} \frac{R_o'}{R_i\beta + R_o'} \frac{1}{1-T} V_s$$

$$V_o = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1-T} V_s + \frac{A_{DIR}}{1-T} V_s \quad !!!$$

Perciò il segnale esatto presente all'uscita della struttura reazionata contiene un termine che fornisce il guadagno ad anello chiuso, $1/\beta$, con il rispettivo termine, moltiplicatore, correttivo che deriva dal fatto che il guadagno ad anello chiuso non sia ∞ .

Un secondo termine tiene conto della trasmissione diretta del segnale ed è dato dal segnale trasmesso nell'ipotesi che il guadagno T sia nullo diviso per un termine che tiene conto che la struttura è reazionata.

Si deve osservare che il segno il segno della trasmissione diretta è sempre positivo, ovviamente. Di conseguenza il segno dei 2 termini è discorde quando il guadagno ad anello chiuso è negativo.

Trasmissione diretta del segnale di ingresso nella reazione (6)

E' curioso osservare la valutazione inversa tra T ed i guadagni. Supponiamo di avere calcolato A_f e A_{DIR} con un simulatore. Sappiamo ora che:

$$A_f = \frac{1}{\beta} \frac{-T}{1-T} + \frac{A_{dir}}{1-T} = \left(\frac{-T}{\beta} + A_{dir} \right) \frac{1}{1-T}$$

Possiamo facilmente ricavare all'inverso T :

$$A_f (1-T) = \left(\frac{-T}{\beta} + A_{dir} \right) \quad A_f - A_{dir} = \left(A_f - \frac{1}{\beta} \right) T$$

Quindi:

$$T = \frac{A_f - A_{dir}}{A_f - \frac{1}{\beta}}$$

I parametri a destra dell'uguale sono facilmente ricavabili da un simulatore o facendo risolvere il sistema completo di eq ad un programma di calcolo simbolico come Mathematica o MATLAB.

In questo modo si avrebbe la prova delle assunzioni fatte sulla valutazione diretta di T .

Definizioni ricorrenti con i transistori ed usate di seguito:

$$h_{FE} = \beta = \frac{I_C}{I_B} = g_m h_{ie}$$

(Attenzione: qui il β non ha il significato di reazione. Onde evitare confusioni, quando necessario useremo h_{FE})

$$I_B = I_{B0} \exp\left(\frac{V_{BE}}{K_B T}\right)$$

$$\mu = g_m R_C$$

$$R_{BB} \text{ o } R_{BB}'$$

Base **S**preading **R**esistor: resistenza in serie alla base del transistor bipolare

$$h_{ie}$$

Impedenza Base Emittitore Tr. bipolari

$$h_{ie}' = h_{ie} + R_{BB} + R_S$$

L' h_{ie} con gli elementi addizionali

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Transistori Bipolari

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

Sempre per i Transistori Bipolari

$$C_{BE}$$

Capacità Base Emittitore Tr. bipolari

$$C_{BC}$$

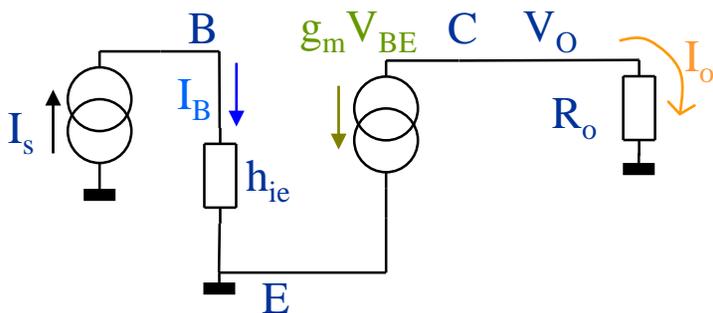
Capacità Base Collettore Tr. bipolari

$$C_{GS}$$

$$C_{GD}$$

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

Sappiamo che in un transistore bipolare il rapporto tra corrente di C e corrente di B è in proporzione secondo la legge: $I_C = h_{FE} I_B$, dove h_{FE} è sostanzialmente il rapporto tra il drogaggio dell'E e quello della B.



Nello schemino a fianco abbiamo che:

$$I_B = I_s \quad V_{BE} = h_{ie} I_s$$

$$I_C = g_m V_{BE} = g_m h_{ie} I_s$$

Quindi da $I_C = h_{FE} I_B$:

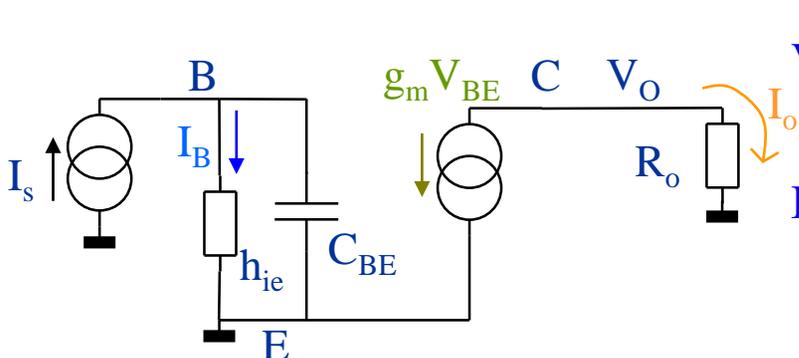
$$h_{FE} = g_m h_{ie}$$

Da cui si ha anche per inversione:

$$h_{ie} = \frac{h_{FE}}{g_m} = h_{FE} \frac{V_T}{I_C} = h_{FE} \frac{V_T}{h_{FE} I_B} = \frac{V_T}{I_B}$$

I_B , I_C essendo le correnti di polarizzazione statiche di B e C, rispettivamente.

In frequenza:



$$V_{BE} = \frac{h_{ie}}{1 + sC_{BE}h_{ie}} I_s$$

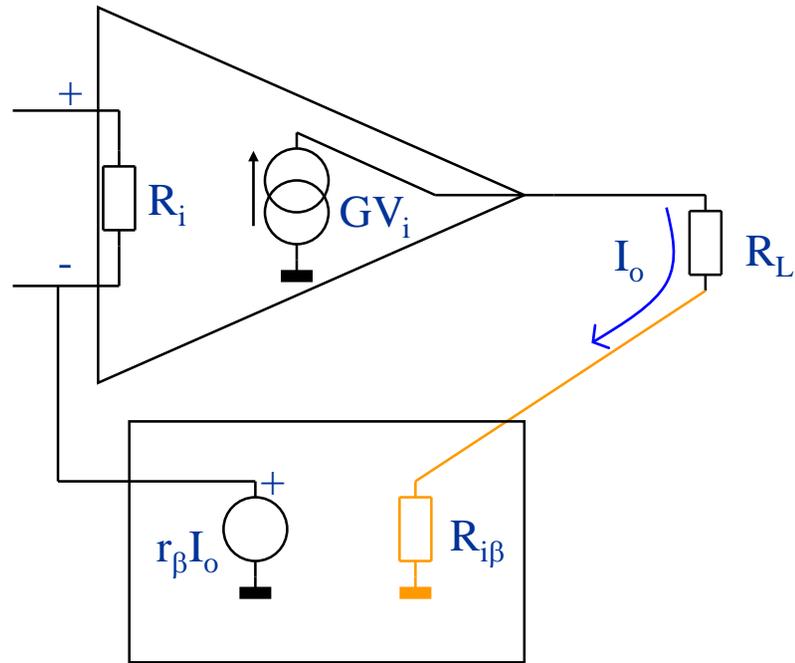
$$I_C = \frac{g_m h_{ie}}{1 + sC_{BE}h_{ie}} I_s = \frac{h_{FE}}{1 + sC_{BE}h_{ie}} I_s$$

Andiamo a vedere quando il guadagno è unitario:

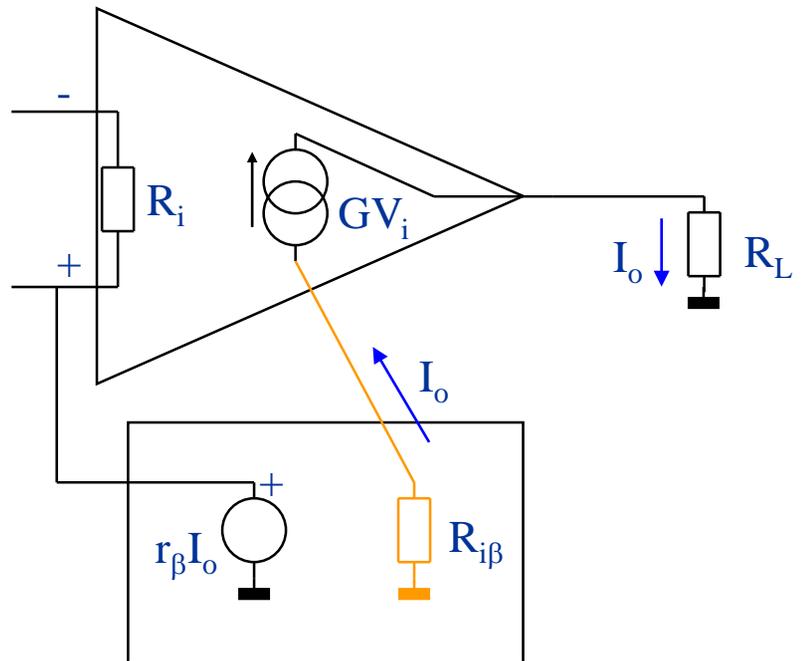
$$\frac{I_C}{I_s} = 1 \approx \frac{h_{FE}}{\omega_T C_{BE} h_{ie}} \Rightarrow \omega_T = \frac{h_{FE}}{C_{BE} h_{ie}} = \frac{g_m}{C_{BE}}$$

Reazione a trasconduttanza

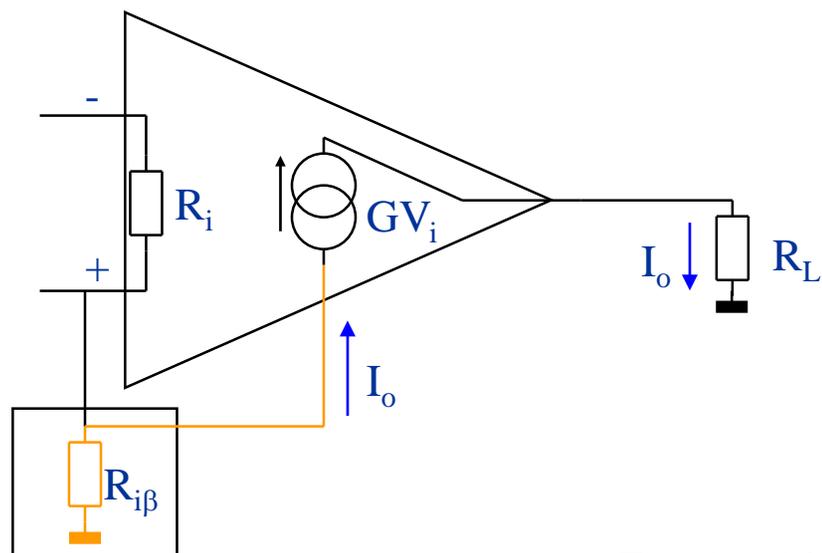
Quando acquistiamo un amplificatore di trasconduttanza difficilmente abbiamo accesso al terminale inferiore del generatore di corrente di uscita. Se dobbiamo “sentire” la corrente che scorre nel carico siamo allora costretti ad inserire un elemento in serie ad R_L :



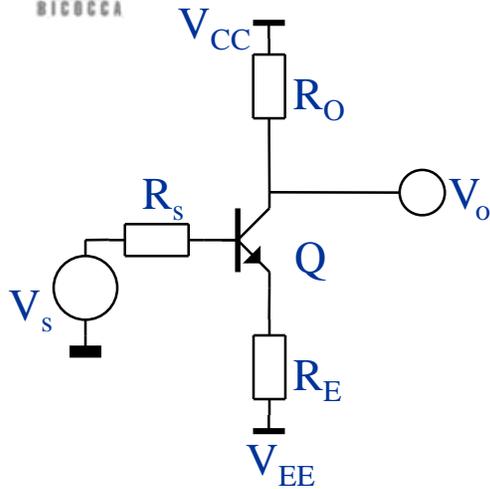
Più agevole sarebbe agire sul terminale negativo del generatore di corrente di uscita. In modo da non “disturbare” la resistenza R_L . Attenzione che in questo caso il segno della corrente si inverte, perciò occorre reazionare sul terminale non-invertente.



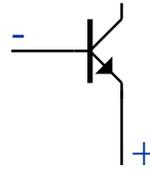
Si ottiene un risparmio ulteriore se si fa sviluppare il potenziale di reazione ai capi della resistenza di sensing. Questo è quello che accade nei transistori in modo naturale, come vedremo tra poco.



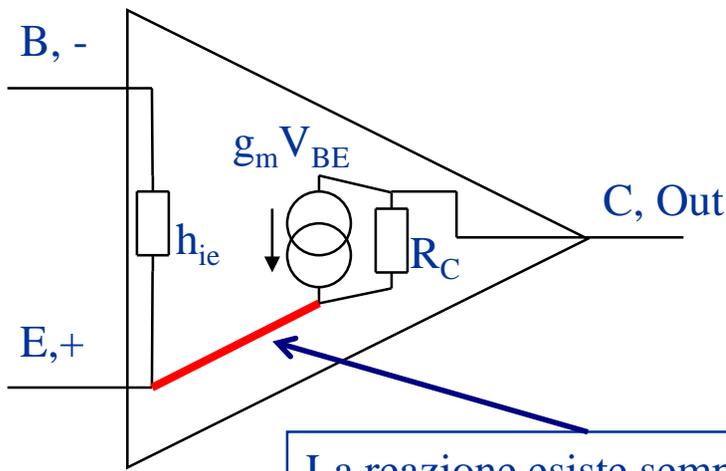
Configurazione ad Emettitore Comune-DC, EC-DC: Guadagno (1)



Q può essere visto come un amplificatore differenziale, non simmetrico:



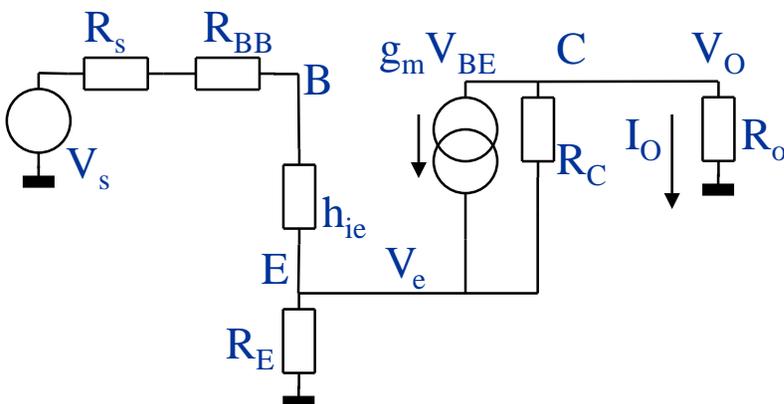
Però abbiamo una particolarità: l'uscita, C, ed il terminale non-invertente, E, non sono isolate:



(Omettiamo il comportamento in frequenza per ora).

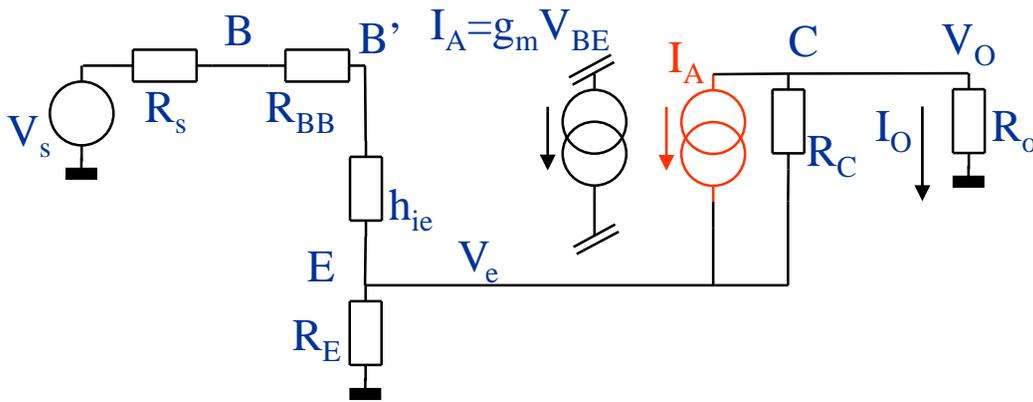
La reazione esiste sempre tra uscita ed E, a meno che E non sia posto a potenziale costante.

Alla luce di ciò il nostro circuito sopra si può modellizzare come:



In questa configurazione la reazione legge la corrente che scorre in R_o . La reazione è negativa perché viene copiata la corrente dalla coda del generatore di corrente di guadagno, $g_m V_{BE}$.

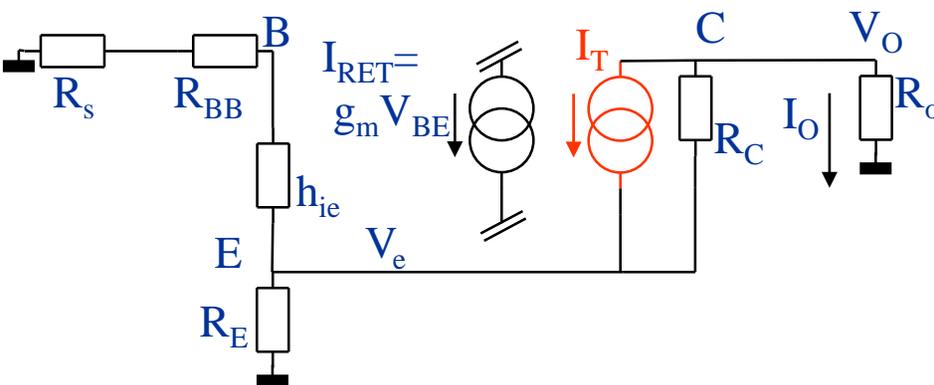
Nell'aprire l'anello dobbiamo considerare che il generatore di corrente che fornisce il guadagno reagiona tra i 2 nodi a cui è connesso. Il primo passo è quindi quello di scindere in 2 il generatore di corrente in modo da separare la parte di guadagno da quella indotta:



Ora possiamo rendere indipendente il generatore sulla destra da quello di guadagno per rompere l'anello. Inoltre annulliamo il generatore di ingresso:

Siano: $h'_{ie} = h_{ie} + R_s + R_{BB}$

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



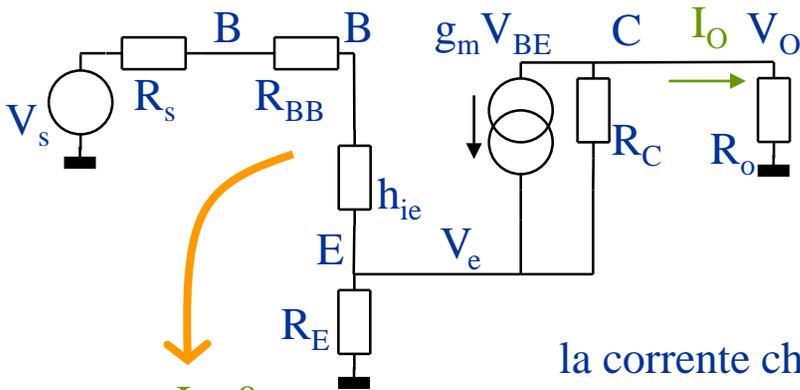
$$\begin{cases} I_T + \frac{V_O - V_e}{R_C} = \frac{V_e}{R_P} \\ I_T + \frac{V_O - V_e}{R_C} + \frac{V_O}{R_O} = 0 \\ I_{RET} = -g'_m V_e \\ g'_m = \frac{h_{ie}}{h'_{ie}} g_m \end{cases}$$

La soluzione del sistema fornisce:

$$T = -\frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} = T_{BIP}$$

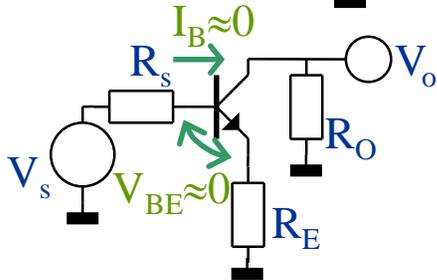
Importante: T_{BIP} vedremo che sarà sempre lo stesso in ogni configurazione che analizzeremo, come ci si dovrebbe aspettare per il fatto che la struttura di guadagno sarà simile, se le impedenze connesse al transistor avranno la medesima disposizione topologica.

Il guadagno ad anello chiuso lo possiamo ricavare assumendo $g_m = \infty$:



In questa circostanza risulta che deve essere $V_B \approx V_E$. Di conseguenza la corrente in h_{ie} è nulla perché è nulla la ddp ai suoi capi e deve risultare che tutta

la corrente che scorre in R_E andrà a finire in R_o :



$$\frac{V_s}{R_E} = -\frac{V_o}{R_o} \quad \Rightarrow \quad V_o = -\frac{R_o}{R_E} V_s$$

Siccome il potenziale di uscita dipende da R_o la reazione agirà in realtà sulla corrente:

$$I_O = -\frac{1}{R_E} V_s = \frac{1}{\beta} V_s$$

I transistori mostrano un guadagno che non sempre può essere considerato molto grande, a differenza che con gli amplificatori operazionali:

$$|T_{BIP}| = \frac{g_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} \leq g_m R_P = g_m h_{ie} \frac{R_E}{R_E + h_{ie}} = h_{FE} \frac{R_E}{R_E + h_{ie}} \leq h_{FE}$$

Considerato che h_{FE} è sempre:

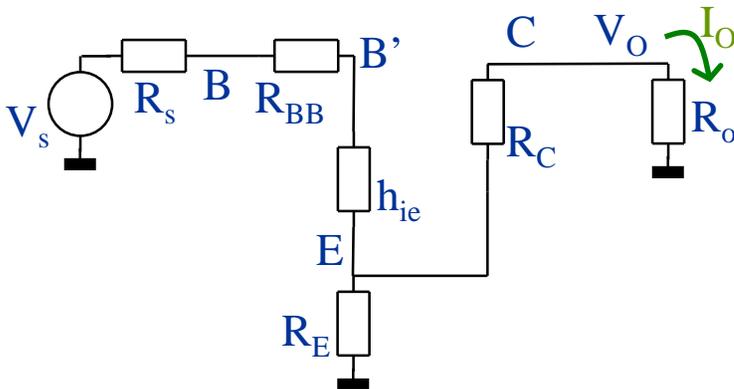
$$h_{FE} \approx 50 \div 500$$

Il valore di h_{FE} è una caratteristica fornita dal costruttore. Trascurare la trasmissione diretta è un'approssimazione con un errore compreso tra lo 0.5% ed il 2%.

Perciò la trasmissione diretta del segnale può essere non trascurabile nelle applicazioni di precisione.

Il suo effetto vedremo che potrà essere più cospicuo ad alta frequenza.

La trasmissione diretta del segnale la otteniamo quando $g_m=0$:



$$V_E = \frac{R_E (R_C + R_o)}{R_C + R_o + R_E} \frac{1}{h_{ie} + \frac{R_E (R_C + R_o)}{R_C + R_o + R_E}} V_s$$

...

$$V_E = \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \frac{R_C + R_o}{R_C + R_o + R_P} V_s$$

In particolare:

$$I_O = \frac{V_E}{R_C + R_o} = \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \frac{1}{R_C + R_o + R_P} V_s$$

In definitiva possiamo dire che:

$$I_O = \underbrace{-\frac{1}{R_E} \frac{-T_{BIP}}{1 - T_{BIP}} V_s}_{\text{Reazione}} + \underbrace{\frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \frac{1}{R_C + R_o + R_P} \frac{1}{1 - T_{BIP}} V_s}_{\text{Trasmissione diretta}}$$

Una cosa molto importante da rimarcare è che il segno del segnale trasmesso direttamente e quello amplificato sono discordi per un amplificatore invertente, come accade in questo caso.

$$\begin{aligned}
 I_o &= -\frac{1}{R_E} \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_o} \frac{1}{1 + \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_o}} V_s + \\
 &+ \frac{R_E}{h_{ie}' + R_E} \frac{1}{R_C + R_P + R_o} \frac{1}{1 + \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_o}} V_s \\
 &= -\frac{1}{R_E} \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_o + g_m' R_C R_P} V_s + \\
 &+ \frac{R_E}{h_{ie}' + R_E} \frac{1}{R_C + R_P + R_o + g_m' R_C R_P} V_s
 \end{aligned}$$

Quindi:

$$\begin{aligned}
 I_o &= \left\{ -\frac{1}{R_E} g_m' R_C R_P + \frac{R_E}{h_{ie}' + R_E} \right\} \frac{V_s}{R_C + R_P + R_o + g_m' R_C R_P} \\
 &= -\frac{1}{R_E} \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_o + g_m' R_C R_P} \left[1 - \frac{R_E}{g_m' R_C h_{ie}'} \right] V_s \\
 &= -\frac{1}{R_E} \frac{g_m' R_C R_P}{R_o + R_P + R_C (1 + g_m' R_P)} \left[1 - \frac{R_E}{R_C h_{FE}} \right] V_s
 \end{aligned}$$

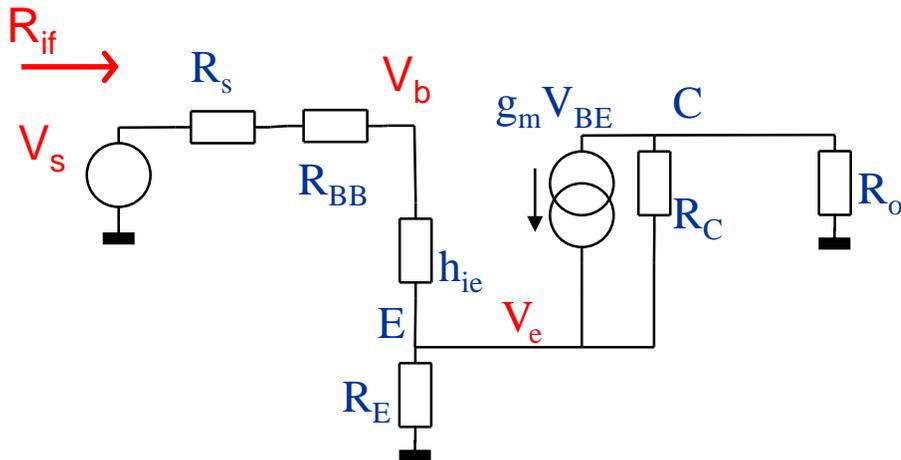
$$I_o \approx -\frac{1}{R_E} \frac{g_m' R_P}{1 + g_m' R_P} \left[1 - \frac{1}{h_{FE}} \frac{R_E}{R_C} \right] V_s$$

$$\text{In particolare: } V_o \approx -\frac{R_o}{R_E} \left[1 - \frac{1}{h_{FE}} \frac{R_E}{R_C} \right] V_s$$

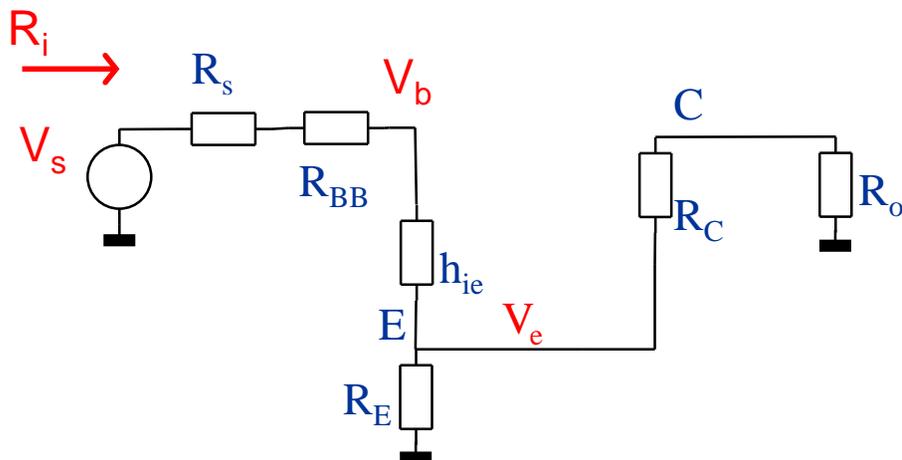
L'effetto della trasmissione diretta è inversamente proporzionale ad R_C , l'elemento che connette l'ingresso all'uscita quando $g_m=0$. Infatti se R_C fosse ∞ non ci sarebbe modo per il segnale di raggiungere l'uscita direttamente.

Configurazione EC-DC: Impedenza di Ingresso (6)

Valutiamo ora l'impedenza di ingresso.



Applichiamo la solita regola e valutiamo R_i ad anello aperto quando $g_m=0$:



Risulta:

$$R_{i\text{aperto}} = h'_{ie} + R_E \parallel (R_C + R_o)$$

Di conseguenza:

$$R_{if} = R_{i\text{aperto}} (1 - T_{BIP}) = \left[h'_{ie} + \frac{R_E (R_C + R_o)}{R_E + R_C + R_o} \right] \left(1 + \frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_o} \right)$$

In particolare:

$$R_{if} \Big|_{R_C = \infty} \approx h'_{ie} + R_E (1 + h_{FE}) = h_{ie} + R_s + R_{BB} + R_E (1 + h_{FE})$$

Configurazione EC-DC: Impedenza di Ingresso (7)

Assumendo per un attimo trascurabile la somma $R_{BB} + R_s$ chiamiamo:

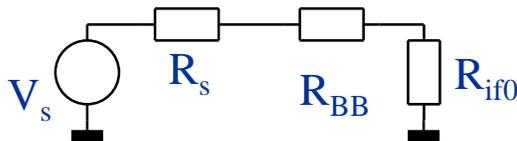
$$T_{i0} = \lim_{R_s + R_{bb} \rightarrow 0} T_{BIP} = - \frac{g_m R_C R_{P0}}{R_C + R_{P0} + R_o}$$

Dove: $R_{P0} = R_E \parallel h_{ie}$

Potremmo anche mostrare che:

$$\begin{aligned} R_{if} &= (h_{ie} + R_E \parallel (R_C + R_o))(1 - T_{i0}) + R_s + R_{BB} \\ &= (h_{ie} + R_E \parallel (R_C + R_o)) \left(1 + \frac{g_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_o} \right) + R_s + R_{BB} \\ &\underset{R_C \rightarrow \infty}{=} h_{ie} + R_s + R_{BB} + (1 + h_{FE}) R_E \end{aligned}$$

Vale a dire che vale il modello:



Con:

$$R_{if0} = \lim_{R_s + R_{BB} \rightarrow 0} R_{if}$$

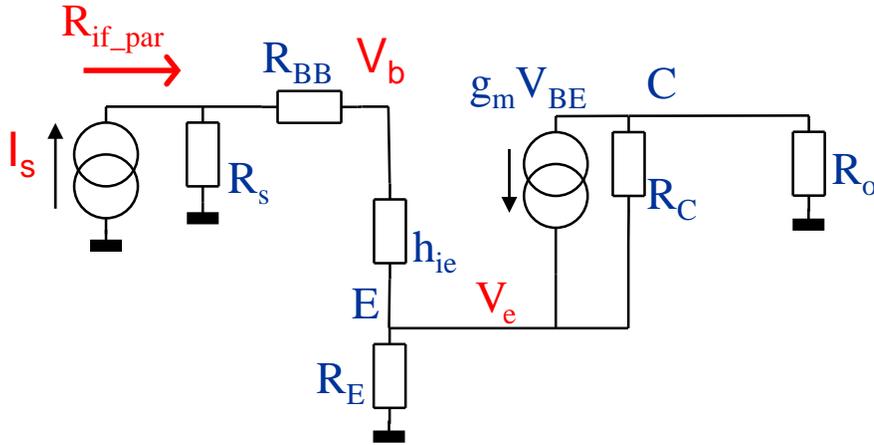
Abbiamo dimostrato che:

$$R_{if0} = R_{iaperto} \Big|_{R_s + R_{BB} = 0} (1 - T_{i0})$$

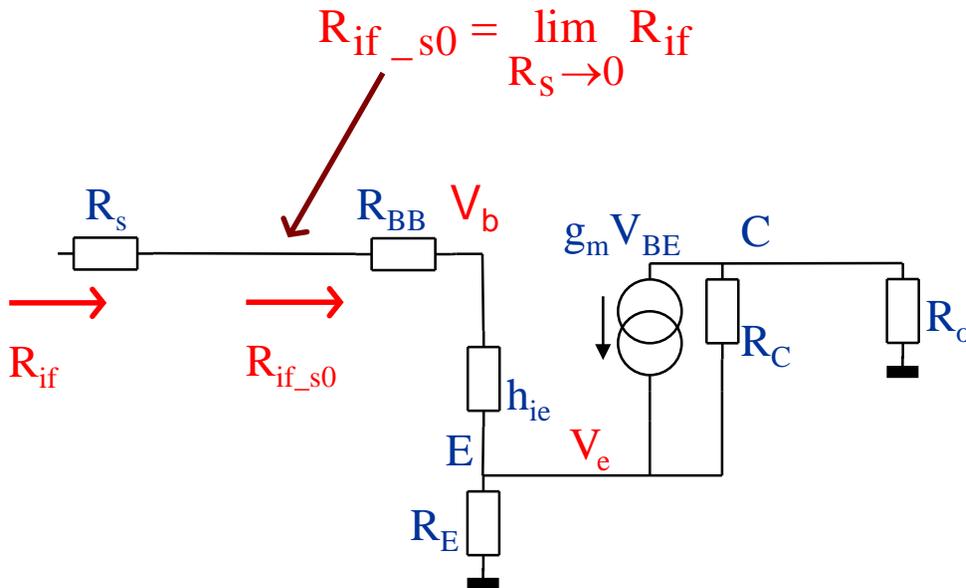
(che è anche una ovvietà matematica)

Configurazione EC-DC: Impedenza di Ingresso (8)

Sorge anche la necessità di pilotare l'ingresso in corrente. Questo avviene tipicamente nella implementazione di più stadi in cascata al fine di realizzare un grande guadagno:



Per valutarla definiamo:



E quindi:

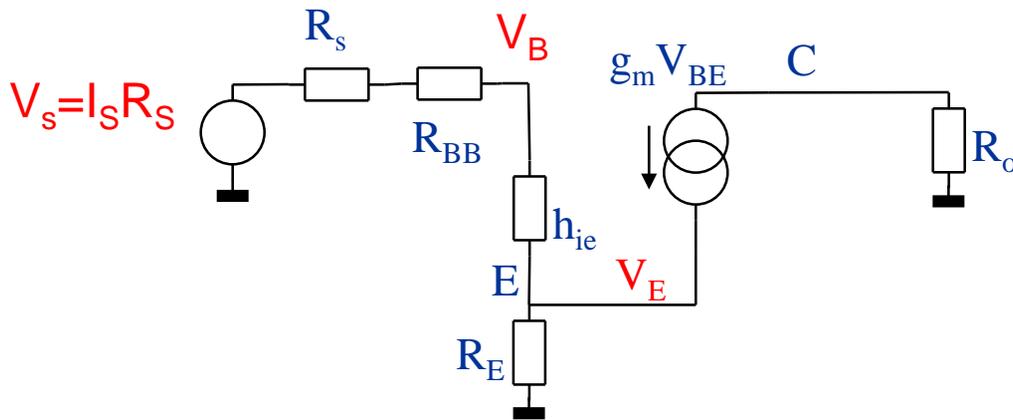
$$R_{if_par} = R_{if_s0} \parallel R_s$$

Ovviamente:

$$R_{if_s0} = R_{iaperto_s0} (1 - T_{is0})$$

Configurazione EC-DC: Impedenza di Ingresso (9)

Abbiamo 2 alternative per potere valutare il guadagno nel caso si piloti l'ingresso con un generatore di corrente. L'equivalente di Norton della figura precedente ci fornisce:

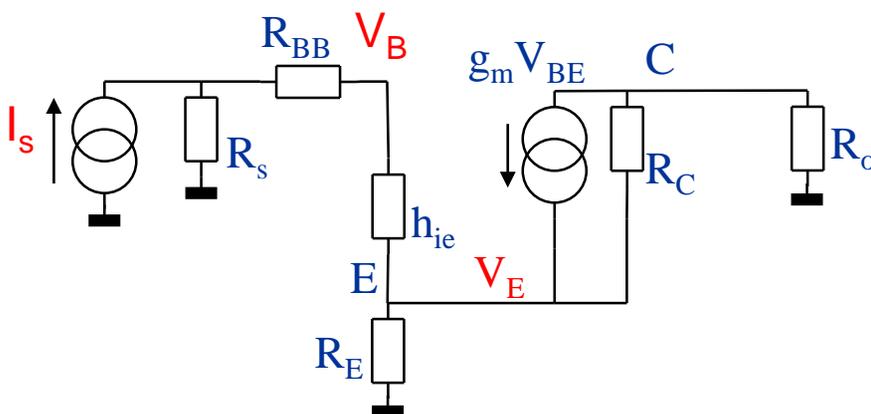


Per cui, applicando la regola vista prima:

$$I_O = -\frac{1}{R_E} \frac{-T_{BIP}}{1 - T_{BIP}} V_s$$

$$\approx -\frac{1}{R_E} \frac{g_m R_P}{1 + g_m R_P} R_S I_S \xrightarrow{R_S \rightarrow \infty} -\frac{1}{R_E} \frac{g_m h_{ie} R_E / R_S}{1 + g_m h_{ie} R_E / R_S} R_S I_S = -h_{FE} I_S$$

A questa conclusione si poteva arrivare anche senza ricorrere a Norton semplicemente osservando che, nell'ipotesi che $g_m = \infty$ è $V_{BE} = 0$, quindi:



$$V_B = I_S R_S, \text{ e } V_E = V_B = I_S R_S$$

e:

$$I_O = V_E / R_E = R_S / R_E I_S.$$

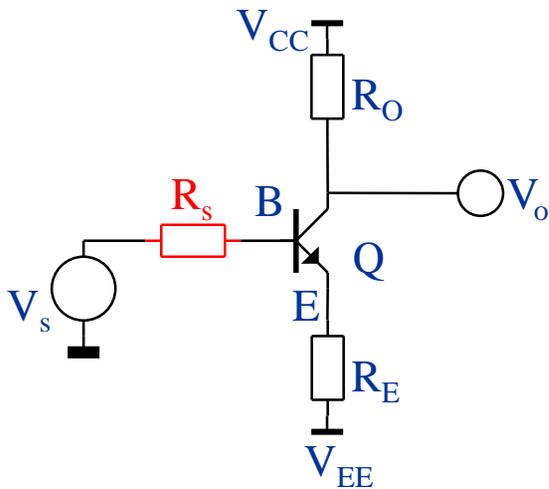
Perciò:

$$I_O = -\frac{R_S}{R_E} \frac{-T}{1 - T} I_S$$

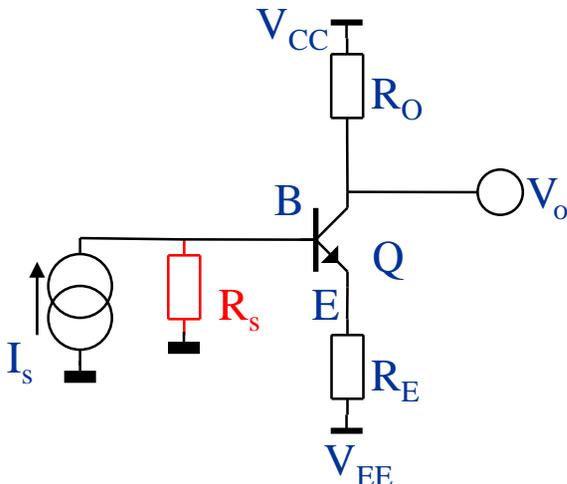
Configurazione EC-DC: Impedenza di Ingresso (12)

Si è visto che per capire la variabile, corrente o tensione, reazionata all'uscita basta verificare se non dipende dalla impedenza di carico, posta eventualmente come test.

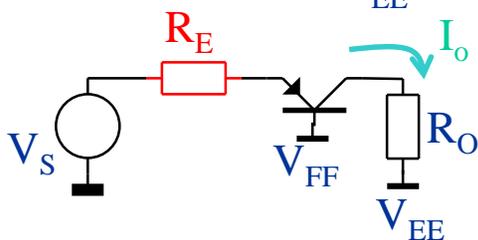
Capire se all'ingresso si campiona una tensione o corrente è agevole con gli amplificatori operazionali osservando se un terminale di ingresso è o no a potenziale costante. Esiste comunque un secondo metodo analogo al test sull'uscita. La discriminazione è utile per capire se l'impedenza di ingresso è proporzionale o inversamente proporzionale a $1-T$.



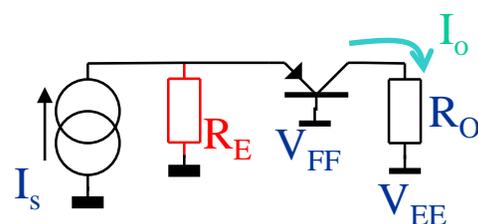
Nell'ipotesi $g_m \rightarrow \infty$ $V_{BE} \approx 0$, quindi la corrente in R_s è nulla e $V_B \approx V_s$. Sappiamo che $V_o \approx -(R_O/R_E)V_s$, indipendente da R_s .



Nell'ipotesi $g_m \rightarrow \infty$ $V_{BE} \approx 0$ anche in questo caso. Però ora $V_B = R_s I_s$. E $V_o \approx -(R_O/R_E)R_s I_s$. Il segnale di uscita dipende da R_s , segnalandoci che in realtà la variabile reazionata in ingresso è una tensione.



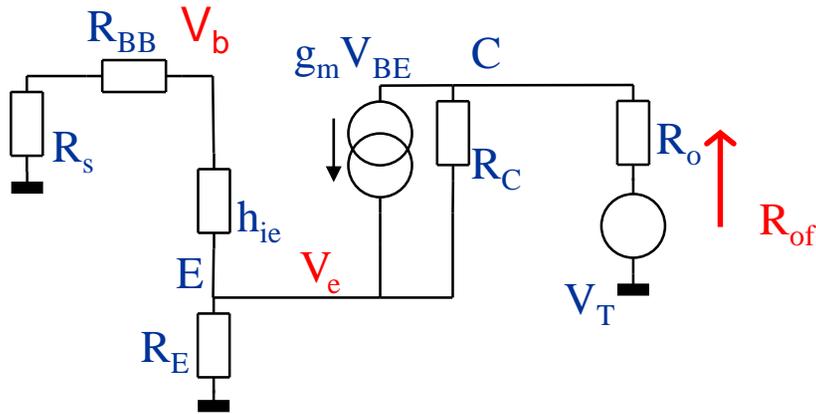
Sempre nelle ipotesi sopra qui abbiamo che $I_o \approx V_s/R_E$. Perciò la variabile da considerare è la corrente. Infatti:



Siccome $V_E \approx 0$ otteniamo subito che $I_o \approx I_s$, indipendente da R_E . Dimostrando che è la corrente la variabile di interesse.

Configurazione EC-DC: Impedenza di uscita (13)

Ora occupiamoci dell'impedenza di uscita:



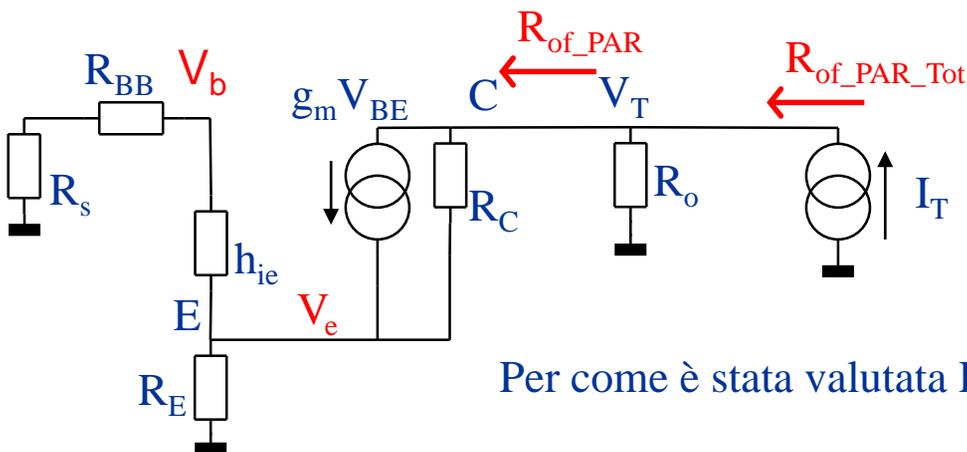
Al solito se $g_m=0$: $R_{oA} = R_o + R_C + R_P$

E quindi:

$$R_{of} = R_{oA} (1 - T_{BIP}) = (R_o + R_C + R_P) \left(1 + \frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_o} \right)$$

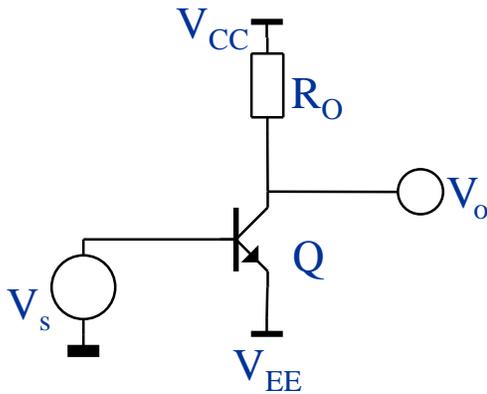
$$= R_o + R_P + R_C (1 + g'_m R_P)$$

E' spesso molto più utile conoscere l'impedenza in parallelo al carico R_o :



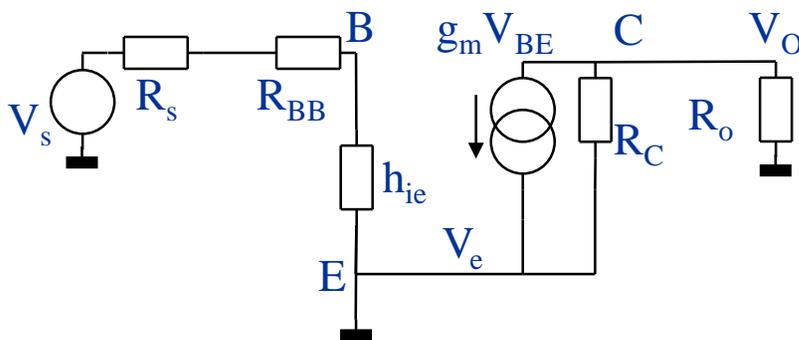
Per come è stata valutata R_{of} possiamo dire che:

$$R_{of_PAR_Tot} = \left\{ \frac{1}{R_{of} \Big|_{R_o=0}} + \frac{1}{R_o} \right\}^{-1}$$



La configurazione CE con $R_E=0$ è quella che consente di ottenere il guadagno maggiore con un singolo transistor. Essendo la meno precisa viene usata in cascata ad altri stadi per ottenere grandi guadagni ad anello aperto in strutture da essere poi reazionate.

IMPORTANTE: La condizione con R_E nulla è l'unica in cui il transistor non si comporta in modo reazionato.



Il guadagno di anello T_{BIP} deve tendere necessariamente a 0. Di conseguenza il guadagno ad anello chiuso tenderà ad essere simile al guadagno ad anello aperto.

Non si potrà certamente godere delle condizioni di stabilità tipiche delle strutture reazionate.

$$T_{BIP} = -\frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} = -\frac{g'_m R_C (R_E \parallel h'_{ie})}{R_C + (R_E \parallel h'_{ie}) + R_O} \xrightarrow{R_E \rightarrow 0} 0$$

Quindi:

$$I_O = -\frac{1}{R_E} \frac{-T_{BIP}}{1 - T_{BIP}} V_s + \frac{R_E}{h_{ie} + R_E} \frac{1}{R_C + R_O + R_P} \frac{1}{1 - T_{BIP}} V_s$$

$$\xrightarrow{R_E \rightarrow 0} -\frac{-T_{BIP}}{R_E} V_s = A_{OL} V_s = g_m \frac{h'_{ie}}{h_{ie}} \frac{R_C}{R_C + R_O} V_s$$

La trasmissione diretta è ovviamente annullata. E' evidente che la trasmissione del segnale all'uscita non è possibile se $R_E=0$.

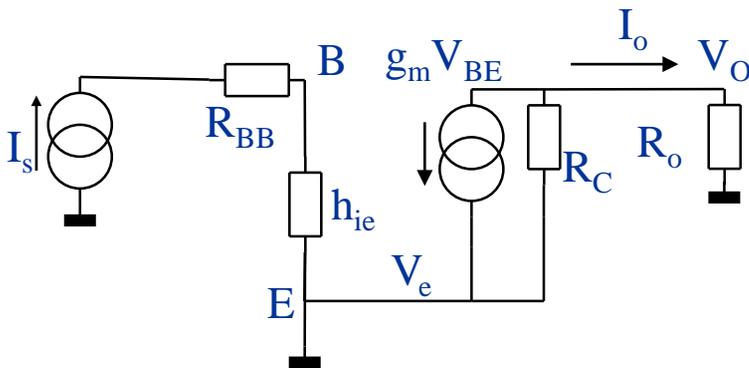
L'impedenza di ingresso si riduce a:

$$R_{if} = \left[h'_{ie} + \frac{R_E (R_C + R_o)}{R_E + R_C + R_o} \right] (1 - T_{BIP}) \xrightarrow{R_E \rightarrow 0} h'_{ie}$$

Mentre l'impedenza di uscita:

$$R_{of_PAR_Tot} = \left[(R_C + R_P) (1 - T_{BIP}|_{R_o=0}) \right] \parallel R_o \xrightarrow{R_E \rightarrow 0} R_C \parallel R_o$$

E' interessante verificare cosa accade quando il segnale di ingresso è un generatore di corrente:



$$I_o = -g_m h_{ie} I_s \frac{R_C}{R_C + R_o} = -h_{FE} \frac{R_C}{R_C + R_o} I_s \approx -h_{FE} I_s$$

Abbiamo quindi la massima manifestazione del guadagno di corrente. La corrente di uscita è h_{FE} volte la corrente di ingresso.

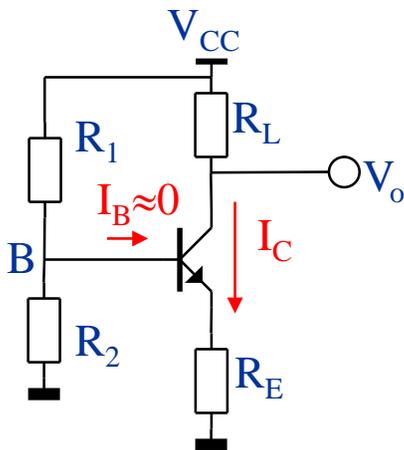
Bisogna fare comunque attenzione che la corrente di ingresso non è completamente trascurabile.

E' piccola, dell'ordine del % di quella di uscita, spesso ma non sempre, trascurabile.

Configurazione EC-DC: Polarizzazione Statica (18)

Nella polarizzazione del transistor va garantita la funzionalità nei confronti di quanto ci si aspetta ampia l'escursione del segnale.

Esistono 3 approcci: accoppiamento AC, DC e utilizzo come stadio di amplificazione in strutture reazionate, attraverso una sorta di auto-polarizzazione. Inoltre occorre considerare la situazione in cui si usi una singola alimentazione o 2.



Se le correnti I_C e quella che scorre in R_1 ed R_2 sono confrontabili, la corrente di polarizzazione I_B può essere trascurata, giacché darebbe un contributo dell'ordine del %.

Abbiamo che in DC:

$$V_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

La tensione di giunzione V_{BE} dipende dal logaritmo della corrente. Per variazioni anche considerevoli di corrente, la sua variazione è spesso trascurabile. Infatti da:

$$V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{E1}}{I_{S0}}\right) \quad e \quad V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{E2}}{I_{S0}}\right)$$

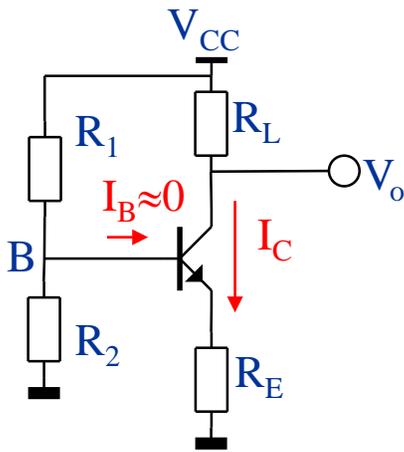
Abbiamo:
$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{E2}}{I_{E1}}\right)$$

Se: $\frac{I_{E2}}{I_{E1}} = 10$ Si ottiene: $\Delta V_{BE} = 26 \text{ mV} \ln(10) \approx 60 \text{ mV} @ 300 \text{ K}$

In prima approssimazione è lecito assumere V_{BE} costante e scrivere:

$$V_E \approx V_B - V_{BE}, \quad V_{BE} \approx 0.6 \text{ V}$$

Configurazione EC-DC: Polarizzazione Statica (19)



Quindi:

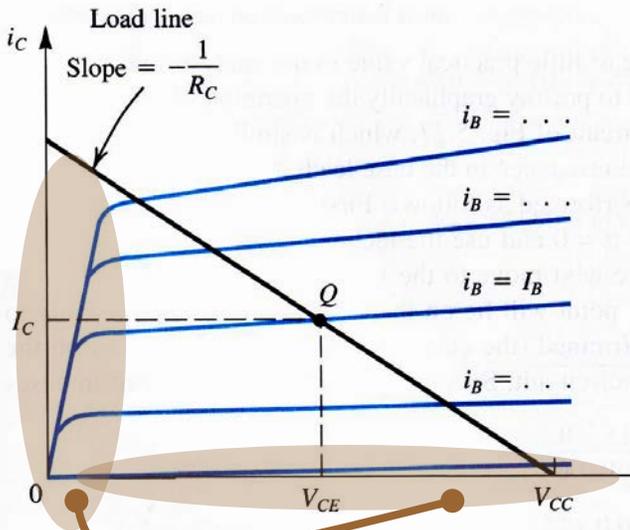
$$I_E \approx I_C \approx \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{CC}}{R_E} - \frac{V_{BE}}{R_E}$$

Ed ancora:

$$V_O = V_{CC} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_L}{R_E} V_{CC} + \frac{R_L}{R_E} V_{BE}$$

Un parametro importante è la V_{CE} . Deve essere di valore adeguato per non correre il rischio di mettere in operazione il transistor in una regione non adeguata:

$$V_{CE} = V_O - V_E = V_{CC} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_L + R_E}{R_E} V_{CC} + \frac{R_L + R_E}{R_E} V_{BE}$$



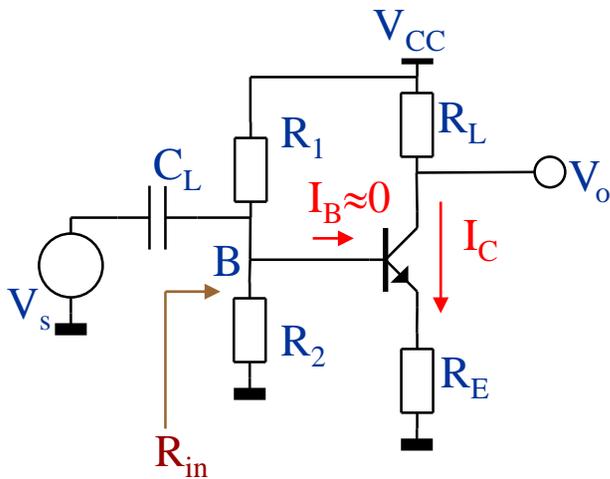
Zone a basso guadagno in saturazione ed interdizione.

Un possibile punto di lavoro è quello indicato, Q. Non necessariamente occorre stare nel mezzo delle caratteristiche di lavoro. E' anche possibile mettersi in punti a dissipazione ridotta. Occorre fare attenzione all'escursione prevista in quelle situazioni.

La condizione minima affinché si operi fuori dalla condizione di saturazione è che V_{CE} sia $\geq V_{BE}$.

Configurazione EC-DC: Polarizzazione Statica (20)

Una volta che si è polarizzato il transistor si può applicare il segnale di eccitazione:



Questo è un modo comodo di connettere il segnale: in AC. LA componente in DC non viene modificata. Ovviamente i segnali statici non vengono amplificati.

Per determinare la frequenza minima che viene amplificata dobbiamo conoscere R_{in} , data da:

$$R_{in} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{if}$$

Il segnale al nodo B è:

$$V_B = \frac{sC_L R_{in}}{1 + sC_L R_{in}} V_s$$

E quindi:

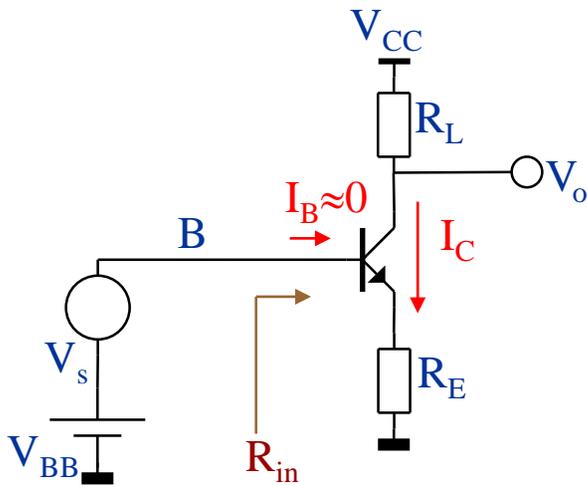
$$V_O \approx -\frac{R_L}{R_E} \frac{g'_m R_P}{1 + g'_m R_P} \left[1 - \frac{R_E}{R_{ChFE}} \right] \frac{sC_L R_{in}}{1 + sC_L R_{in}} V_s$$

Questa è la struttura di amplificazione più semplice che si possa realizzare. La risposta della rete ha dipendenza dall'ampiezza del segnale e la linearità ne risente. Questo è dovuto al guadagno di anello non elevato. Inoltre il guadagno dipende in modo non necessariamente trascurabile dai parametri di polarizzazione.

Sono possibili varianti che consentono l'accoppiamento DC anche del segnale da amplificare.

Configurazione EC-DC: Polarizzazione Statica (21)

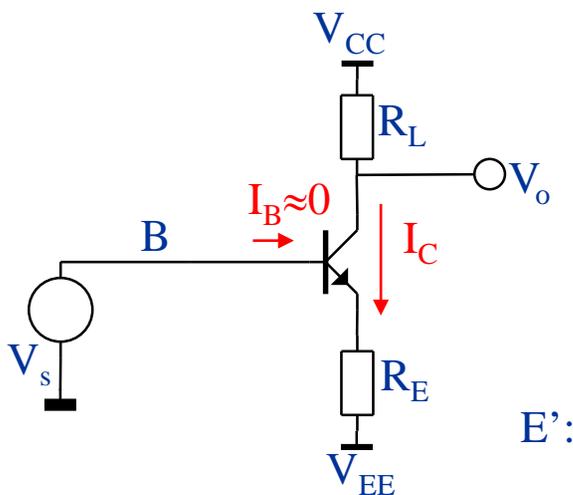
La prima variante prevedere che il segnale sia sovrapposto ad una componente continua di valore adeguato:



In questa circostanza le 2 resistenze R_1 ed R_2 non sono necessarie.

L'impedenza di ingresso diviene:

$$R_{in} = R_{if}$$



Più semplice è il caso in cui si possa usare la doppia alimentazione. In questo caso la componente continua del segnale di ingresso può essere nulla e V_E è:

$$V_E = -V_{BE}$$

E':

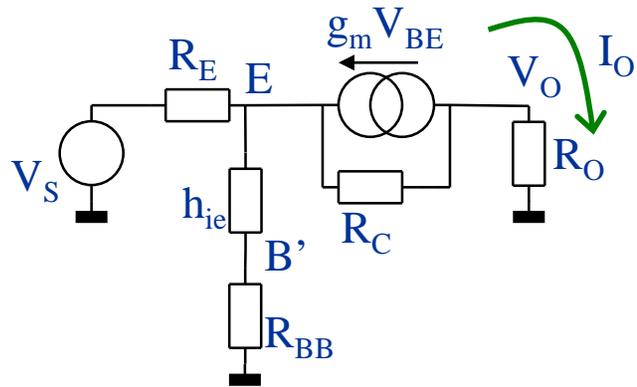
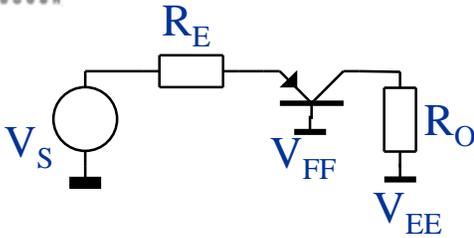
$$I_C \approx \frac{-V_{BE} - V_{EE}}{R_E}$$

E quindi:

$$V_O = V_{CC} + \frac{R_L}{R_E} (V_{BE} + V_{EE})$$

Si consideri che V_{EE} deve essere negativa e $< -V_{BE}$ affinché la relazione risulti sensata.

Altrimenti avremmo l'assurdo di una corrente di collettore fluente nel verso opposto a quello atteso.

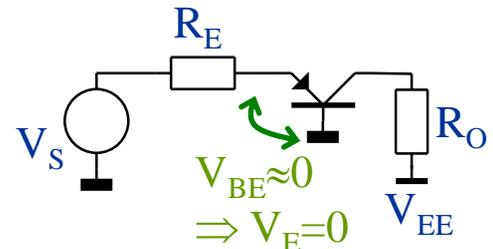


Guadagno ad anello chiuso (ponendo $g_m = \infty$):

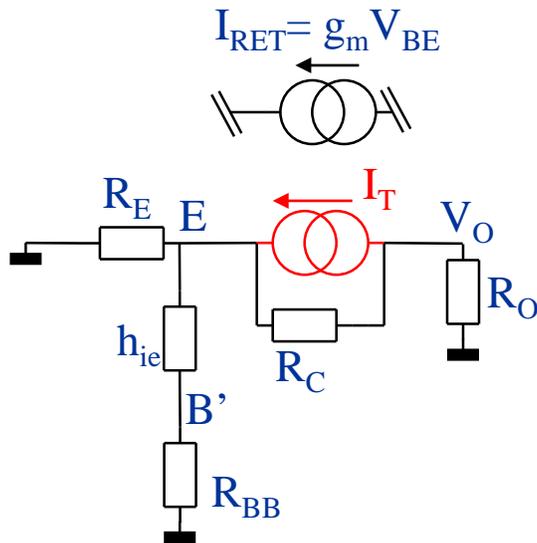
In questo caso $V_E \approx 0$, giacché deve risultare $V_B - V_E \approx 0$.

Quindi $V_S/R_E = I_O$, e $1/\beta = 1/R_E$.

Il fatto che $1/\beta$ dipenda dalla impedenza di sorgente ci suggerisce che la reazione all'ingresso non legga la tensione V_S ma una corrente.



Valutiamo il guadagno di anello:



$$h'_{ie} = h_{ie} + R_{BB}$$

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

$$\begin{cases} I_T + \frac{V_O - V_E}{R_C} = \frac{V_E}{R_P} \\ I_T + \frac{V_O - V_E}{R_C} + \frac{V_O}{R_O} = 0 \\ I_{RET} = g_m (V_{B'} - V_E) \\ V_{B'} = \frac{R_{BB}}{h'_{ie}} V_E \end{cases}$$

Sottraendo la seconda eq. dalla prima:

$$\frac{V_e}{R_P} = -\frac{V_o}{R_o} \Rightarrow V_o = -\frac{R_o}{R_P} V_E$$

Sostituendo nella prima:

$$I_T = \left(\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_C} + \frac{R_O}{R_P} \frac{1}{R_C} \right) V_E = \frac{R_C + R_P + R_O}{R_C R_P} V_E$$

Quindi:

$$V_E = \frac{R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} I_T$$

Da:

$$V_{B'} = \frac{R_{BB}}{h_{ie}'} V_E \quad \text{è} \quad I_{RET} = g_m (V_{B'} - V_E) = -g_m' V_E \quad \text{con:} \quad g_m' = \frac{h_{ie}}{h_{ie}'} g_m$$

E quindi:

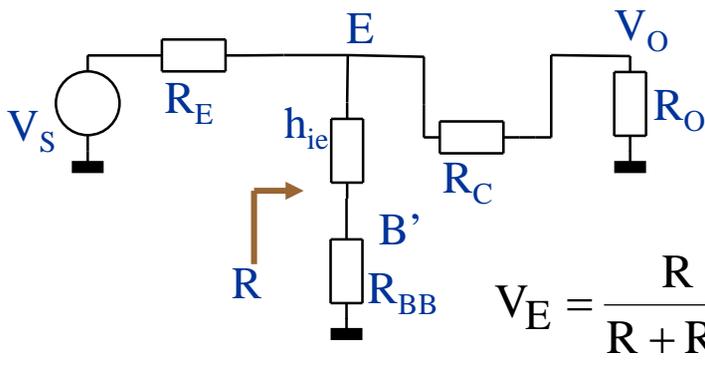
$$I_{RET} = -g_m' V_E = -\frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} I_T$$

In definitiva:

$$T = \frac{I_{RET}}{I_T} = -\frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P + R_O} = T_{BIP}$$

Come preannunciato con la configurazione CE, il guadagno di anello non cambia con la configurazione. L'unica differenza rispetto a CE è che ora R_s è, per scelta, nulla.

Trasmissione diretta (ponendo $g_m=0$):



$$R = h'_{ie} \parallel (R_C + R_O)$$

$$V_E = \frac{R}{R + R_E} V_S \quad \text{e} \quad V_O = \frac{R_O}{R_C + R_O} V_E$$

$$V_O = \frac{R_O}{R_C + R_O} \frac{h'_{ie} (R_C + R_O)}{h'_{ie} + R_C + R_O} \frac{1}{\frac{h'_{ie} (R_C + R_O)}{h'_{ie} + R_C + R_O} + R_E} V_S$$

$$= \frac{R_O h'_{ie}}{h'_{ie} (R_C + R_O) + R_E (R_C + R_O) + R_E h'_{ie}} V_S$$

$$= \frac{R_O h'_{ie}}{[R_C + R_O + R_P] (h'_{ie} + R_E)} V_S$$

$$= \frac{R_O R_P}{R_E [R_C + R_O + R_P]} V_S$$

Di conseguenza:

$$I_O = \frac{V_S}{R_E} \frac{-T_{BIP}}{1 - T_{BIP}} + \frac{R_P}{R_E [R_C + R_O + R_P]} \frac{V_S}{1 - T_{BIP}}$$

$$= \frac{1}{R_E} \frac{R_P (g'_m R_C + 1)}{R_C + R_O + R_P + g'_m R_C R_P} V_S$$

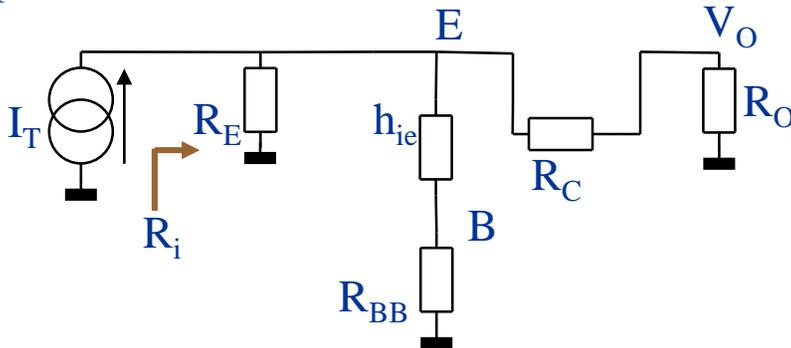
$$= \frac{1}{R_E} \frac{R_P (g'_m R_C + 1)}{R_P + R_O + R_C (1 + g'_m R_P)} V_S$$

Anche qui se R_C fosse di valore ∞ la trasmissione diretta sarebbe nulla.

Configurazione BC-DC: Impedenza di Ingresso (5)

Valutiamo l'impedenza di ingresso:

La reazione amplifica una corrente. Per applicare le regole della reazione dobbiamo misurare l'impedenza di ingresso a guadagno di anello nullo a partire da:



$$R_i = \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{h_{ie}} + \frac{1}{R_C + R_O} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_C + R_O} \right)^{-1}$$

$$= \frac{R_P (R_C + R_O)}{R_C + R_O + R_P}$$

Quindi:

$$R_{if} = \frac{R_P (R_C + R_O)}{R_C + R_O + R_P} \frac{1}{1 - T_{BIP}} = \frac{R_P (R_C + R_O)}{R_C + R_O + R_P + g'_m R_C R_P}$$

$$= \frac{R_P \parallel (R_C + R_O)}{1 + g'_m \frac{R_C}{R_C + R_O} (R_P \parallel (R_C + R_O))}$$

$$= \frac{R_P}{1 + \frac{g'_m R_C + 1}{R_C + R_O} R_P} \approx \frac{R_P}{1 + g'_m R_P} = \frac{R_P (1/g'_m)}{\frac{1}{g'_m} + R_P} = R_P \parallel (1/g'_m)$$

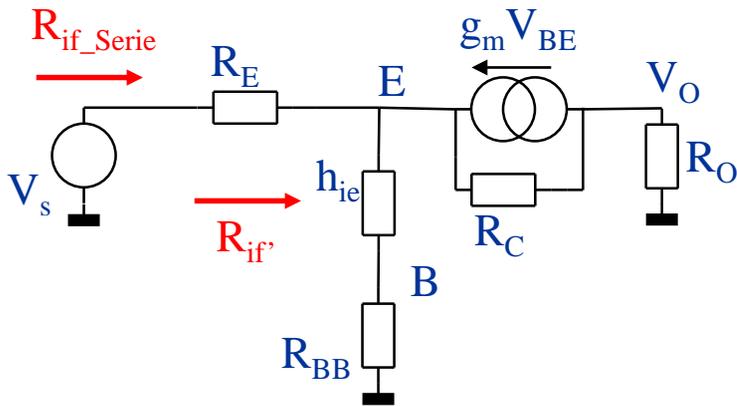
L'impedenza di ingresso del solo transistoro la otteniamo quando $R_E \rightarrow \infty$:

$$R_{if} |_{R_E = \infty} = h_{ie} \parallel (1/g'_m) = \frac{h_{ie}/g'_m}{\frac{1}{g'_m} + h_{ie}} = \frac{h_{ie}}{1 + g'_m h_{ie}} = \frac{h_{ie} + R_{BB}}{1 + h_{FE}}$$

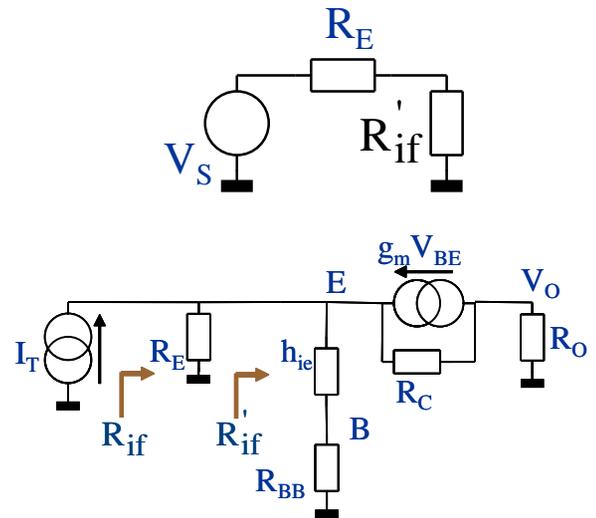
Vale a dire l'impedenza di ingresso del transistoro divisa per il massimo valore ottenibile per T_{BIP} , h_{FE} , infatti in questa circostanza siamo nella situazione ideale R_C , $R_E \rightarrow \infty$.

Configurazione BC-DC: Impedenza di Ingresso (6)

Spesso si è nelle condizioni di pilotare il BC in tensione:



Modellizzando così:



L'impedenza R_{if} la possiamo dedurre dalla misura precedente:

$$\frac{1}{R_{if}} = \frac{1}{R_{if}'} + \frac{1}{R_E} \Rightarrow \lim_{R_E \rightarrow \infty} \frac{1}{R_{if}} = \lim_{R_E \rightarrow \infty} \left(\frac{1}{R_{if}'} + \frac{1}{R_E} \right) = \frac{1}{R_{if}'}$$

Quindi:

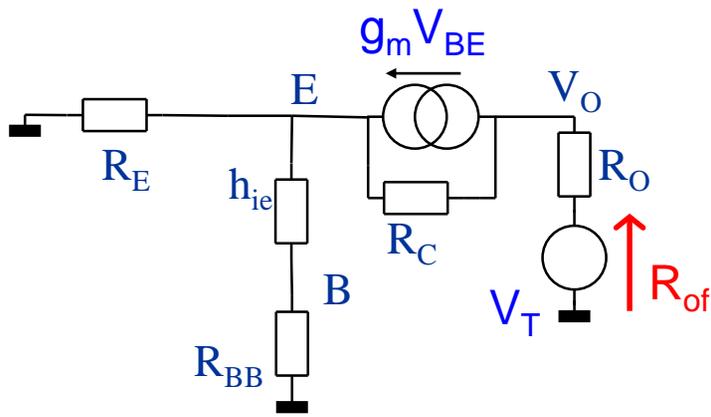
$$\begin{aligned} R_{if}' &= \frac{R_{i\text{aperto}} - \infty}{1 - T_{BIP} - \infty} = \frac{h_{ie}' (R_C + R_O)}{h_{ie}' + R_C + R_O} \frac{1}{1 + \frac{g_m' R_C h_{ie}'}{R_C + R_O + h_{ie}'}} \\ &= \frac{h_{ie}' (R_C + R_O)}{R_C + R_O + h_{ie}' + g_m' R_C h_{ie}'} = \frac{h_{ie}' (R_C + R_O)}{R_O + h_{ie}' + R_C (1 + h_{FE})} \\ &= \frac{h_{ie}' \parallel (R_C + R_O)}{1 + g_m' \frac{R_C}{R_C + R_O} (h_{ie}' \parallel (R_C + R_O))} \end{aligned}$$

In definitiva:

$$R_{if_serie} = R_E + \frac{h_{ie}' (R_C + R_O)}{R_O + h_{ie}' + R_C (1 + h_{FE})}$$

$$\xrightarrow{R_C = \infty} R_E + \frac{h_{ie}'}{1 + h_{FE}} = R_E + \frac{1}{g_m'} \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}}$$

Configurazione BC-DC: Impedenza di Uscita (7)



Facciamo la solita assunzione che sia $g_m=0$:

$$R_{o_aperto} = R_O + R_C + R_P$$

Quindi:

$$R_{of} = R_{oaperto} (1 - T_{BIP}) = R_P + R_O + R_C (1 + g'_m R_P)$$

Considerata la configurazione deve anche valere:

$$\begin{aligned} R_{of} &= R_O + R_{of_parallelo} \\ &= R_O + \left[R_{oaperto} (1 - T_{BIP}) \right]_{R_O=0} \end{aligned}$$

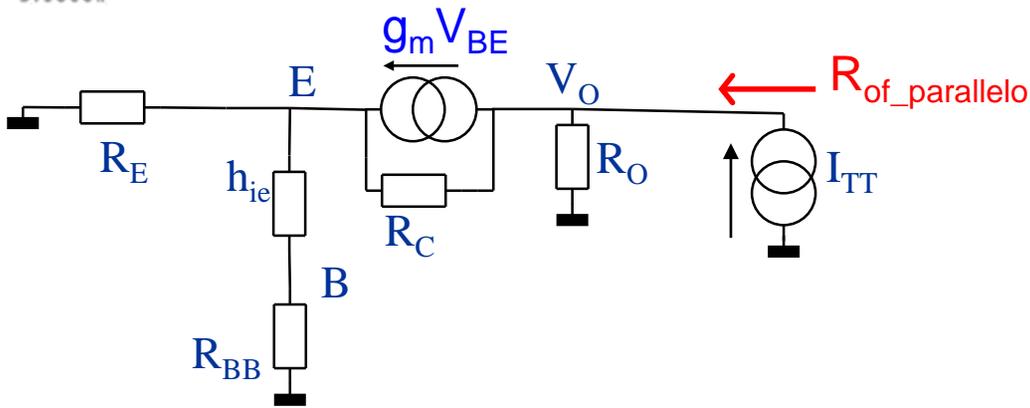
$$R_{of} = R_O + R_{oaperto} \Big|_{R_O=0} (1 - T_{BIP}) \Big|_{R_O=0}$$

Dove ovviamente:

$$\left. \begin{aligned} R_{oaperto} \Big|_{R_O=0} &= R_C + R_P \\ T_{o0} = T_{BIP} \Big|_{R_O=0} &= \frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P} \end{aligned} \right\} \Rightarrow R_{of_parallelo} = R_P + R_C (1 + g'_m R_P)$$

La rappresentazione sopra di $R_{of_parallelo}$ è molto utile per quando siamo interessati alla impedenza vista al nodo di uscita:

Configurazione BC-DC: Impedenza di Uscita (8)



Abbiamo che:

$$R_{o_aperto_parallelo} = R_C + R_P$$

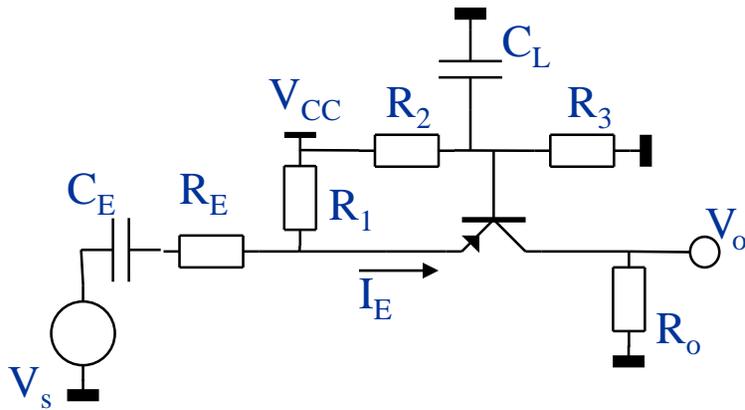
E:

$$\begin{aligned} R_{of_parallelo} &= R_o \parallel \left[(R_C + R_P)(1 - T_{o0}) \right] \\ &= R_o \parallel \left[R_P + R_C \left(1 + g'_m R_P \right) \right] \\ &= R_o \parallel \left[(R_P + R_C) \left(1 + g'_m (R_P \parallel R_C) \right) \right] \end{aligned}$$

Il guadagno ad anello aperto dell'EC e del BC sono gli stessi così come l'impedenza di uscita ad anello aperto.

La conseguenza è che l'impedenza di uscita ad anello chiuso del BC è uguale a quella dell'EC, a parte il fatto che in questa circostanza R_s è nulla.

Da questo punto di vista l'impedenza di uscita del base comune può essere vista come il caso particolare dell'EC con $R_s=0$.



Per genericità si è usato un transistor pnp ed una singola tensione di alimentazione. La corrente di polarizzazione deve scorrere dall'E verso il C e la V_{BE} è negativa.

Le resistenze R_1 , R_2 ed R_3 servono alla polarizzazione.

In particolare, nell'ipotesi che la corrente di B sia trascurabile rispetto a quella che scorre in R_2 ed R_3 , è:

$$V_B = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{CC}$$

La corrente statica di lavoro è:

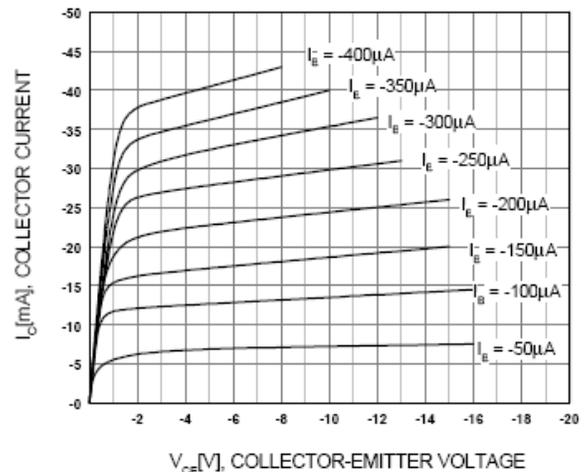
$$I_E = \frac{1}{R_1} \left(V_{CC} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{CC} + V_{BE} \right) = \frac{1}{R_1} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} V_{CC} + V_{BE} \right)$$

Al solito deve essere garantito che V_{EC} sia di valore adeguato:

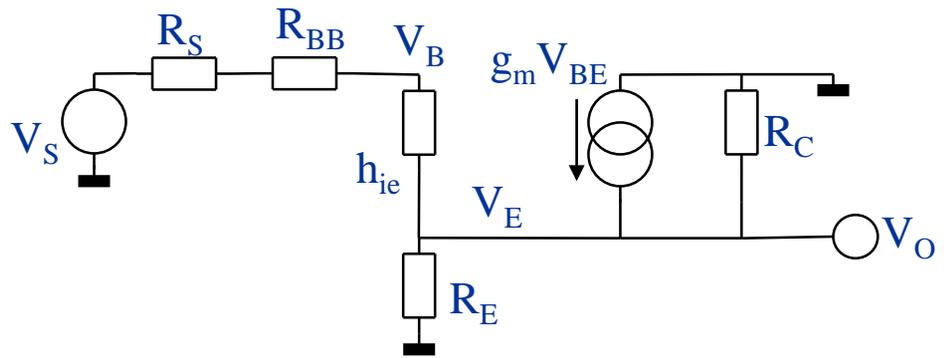
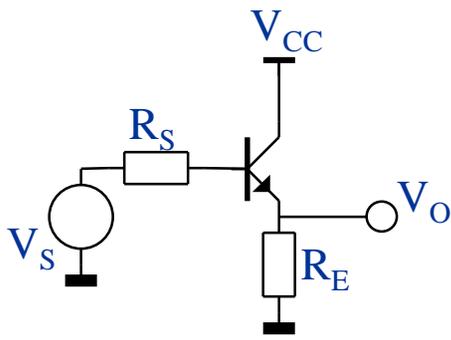
$$V_{EC} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{CC} - V_{BE} - I_E R_o$$

Infine la capacità C_L serve per filtrare il nodo di base ad alta frequenza. Ha 2 scopi. Il primo è di connettere a massa ad alta frequenza la B evitando di perdere segnale sul partitore. Il secondo è filtrare il rumore del partitore stesso e dell'alimentazione V_{CC} . La capacità C_E ha scopo medesimo di C_L , vale a dire di consentire di applicare il segnale all'E attraverso R_E solo a frequenza elevata, bloccando la componente DC.

Da notare che l'impedenza di ingresso vista dopo R_E è R_1 in || all'impedenza di ingresso del transistor.

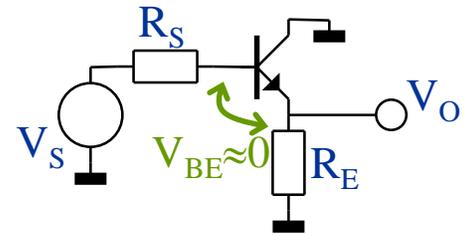


L'inseguitore di emittitore, o collettore comune Statico, CC-DC: Gain (1)

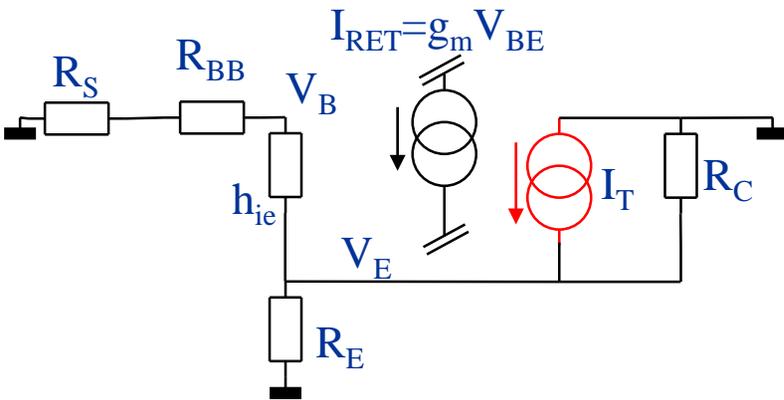


Guadagno ad anello chiuso, $g_m = \infty$:

Se $g_m = \infty$ risulta che $V_B \approx V_E$, ovvero $V_S \approx V_O$, da cui segue che $\beta = 1$.



Guadagno di anello:



$$h'_{ie} = h_{ie} + R_S + R_{BB}$$

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

$$I_T + \frac{-V_E}{R_C} = \frac{V_E}{R_P}$$

$$V_E = \frac{R_C R_P}{R_P + R_C} I_T$$

$$V_B = \frac{R_S + R_{BB}}{h_{ie} + R_S + R_{BB}} V_E \Rightarrow V_B - V_E = -\frac{h_{ie}}{h_{ie} + R_S + R_{BB}} V_E = -\frac{h'_{ie}}{h_{ie}} V_E$$

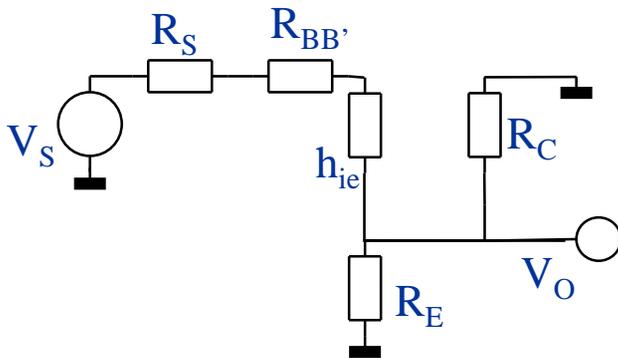
$$I_{RET} = g_m V_{BE} = -\frac{g_m h_{ie}}{h'_{ie}} \frac{R_C R_P}{R_P + R_C} I_T \Rightarrow T = -\frac{g_m R_C R_P}{R_P + R_C}$$

$$\left(g_m = g_m \frac{h_{ie}}{h'_{ie}} \right)$$

Quindi abbiamo ancora che:

$$T = T_{BIP} |_{R_O=0}$$

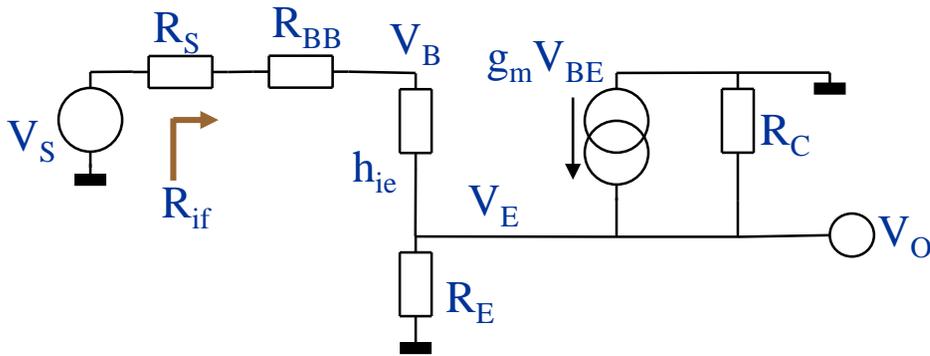
Trasmissione diretta:



$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{R_E R_C}{R_E + R_C} \frac{1}{\frac{R_E R_C}{R_E + R_C} + h'_{ie}} V_s \\
 &= \frac{R_E R_C}{R_E R_C + h'_{ie} (R_E + R_C)} V_s \\
 &= \frac{R_E R_C}{R_E h'_{ie} + R_C (R_E + h'_{ie})} V_s \\
 &= \frac{R_P R_C}{h'_{ie} (R_C + R_P)} V_s
 \end{aligned}$$

Perciò:

$$\begin{aligned}
 V_o &= \frac{-T}{1-T} V_s + \frac{R_P R_C}{h'_{ie} (R_C + R_P)} \frac{1}{1-T} V_s \\
 &= \left\{ -T + \frac{R_P R_C}{h'_{ie} (R_C + R_P)} \right\} \frac{V_s}{1-T} \\
 &= \left\{ \frac{g'_m R_C R_P}{R_P + R_C} + \frac{R_P R_C}{h'_{ie} (R_C + R_P)} \right\} \frac{R_C + R_P}{R_C + R_P + g'_m R_C R_P} V_s \\
 &= \frac{R_C R_P (1 + g'_m h'_{ie})}{h'_{ie} (R_C + R_P + g'_m R_C R_P)} V_s = \frac{R_C \parallel R_P}{\frac{1}{g'_m} + R_C \parallel R_P} \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} V_s \\
 &= \frac{R_C R_P (1 + h_{FE})}{h'_{ie} [R_P + R_C (1 + g'_m R_P)]} V_s = \frac{(R_C \parallel R_P)}{[1/g'_m + R_C \parallel R_P]} \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} V_s \\
 &\xrightarrow{R_C \rightarrow \infty} \frac{R_P}{R_P + 1/g'_m} \left(\frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} \right) V_s \\
 &\approx \frac{R_P}{R_P + 1/g'_m} V_s = \frac{g'_m R_P}{g'_m R_P + 1} V_s
 \end{aligned}$$



Se $g_m=0$:

$$R_{i\text{aperto}} = h'_{ie} + R_E \parallel R_C$$

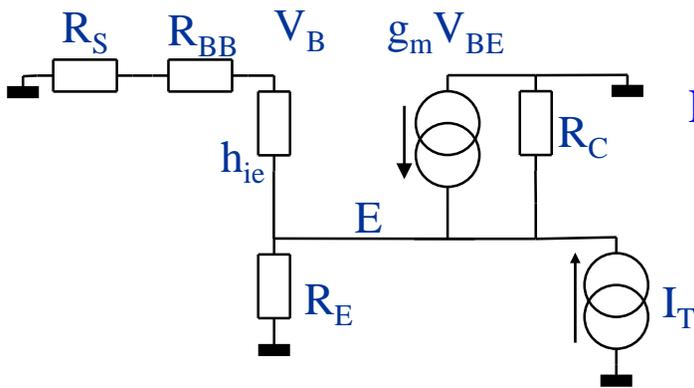
Per cui:

$$\begin{aligned} R_{if} &= R_{i\text{aperto}} \left(1 - T_{BIP} \Big|_{R_o=0} \right) = \left(h'_{ie} + R_E \parallel R_C \right) \left(1 + \frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P} \right) \\ &= \frac{h'_{ie} R_E + h'_{ie} R_C + R_E R_C}{R_E + R_C} \left(1 + \frac{g'_m R_C R_P}{R_C + R_P} \right) \\ &= \left(h'_{ie} + R_E \right) \left(\frac{R_P + R_C (1 + g'_m R_P)}{R_E + R_C} \right) \\ &\xrightarrow{R_C=\infty} h'_{ie} + R_E + g'_m h'_{ie} R_E = R_S + R_{BB} + h'_{ie} + R_E (1 + h_{FE}) \end{aligned}$$

Vale anche che:

$$R_{if} = R_S + R_{i\text{aperto}} \Big|_{R_S=0} \left(1 - T_{BIP} \Big|_{R_o, R_S=0} \right)$$

Configurazione CC-DC: Impedenza di Uscita (4)



$$R_{oAperto} = \left(\frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_E} + \frac{1}{h_{ie}'} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{R_P} + \frac{1}{R_C} \right)^{-1} = \frac{R_P R_C}{R_C + R_P}$$

Ovvero:

$$\begin{aligned} R_{of} &= \frac{R_P R_C}{R_C + R_P} \frac{1}{1 - T_{BIP}(R_o=0)} = \frac{R_P R_C}{R_C + R_P} \frac{1}{1 + \frac{g_m' R_C R_P}{R_C + R_P}} \\ &= \frac{R_P R_C}{R_C + R_P + g_m' R_C R_P} = \frac{R_P R_C}{(R_P + R_C) \left(1 + g_m' (R_P \parallel R_C) \right)} \\ &= R_P \parallel R_C \parallel \left(\frac{1}{g_m'} \right) \xrightarrow{R_C \rightarrow \infty} R_P \parallel \left(\frac{1}{g_m'} \right) \approx \frac{1}{g_m'} = \frac{h_{ie} + R_S + R_{BB}}{h_{FE}} \end{aligned}$$

In analogia al caso in cui l'uscita sia di corrente in questo caso ci aspettiamo che il segnale sia massimo quando l'impedenza di carico abbia valore ∞ . Ammettendo che R_E sia l'impedenza di carico abbiamo quindi che varrà il Teo:

$$\frac{-T}{1-T} = \frac{-T_\infty}{1-T_\infty} \frac{R_E}{R_E + R_{of}|_{R_E=\infty}}$$

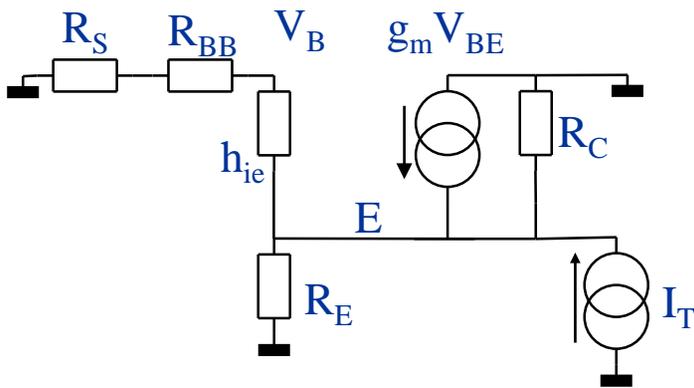
Con:

$$R_{of}|_{R_E=\infty} = \left[\frac{R_{oaperto}|_{R_E=\infty}}{(1-T_{BIP})_{R_E=\infty}} \right]$$

Da cui, in analogia al caso con lettura di corrente è facile dimostrare che vale:

$$T = \frac{R_E}{R_E + R_{oA}} T_\infty, \quad R_{oA} = R_{oAperto}|_{R_E=\infty}$$

Configurazione CC-DC: Impedenza di Uscita (5)



Altra considerazione: se consideriamo che il carico sia $R_E \parallel R_C$ e chiamiamo $R_{of\infty}$ l'impedenza risultante, otteniamo che:

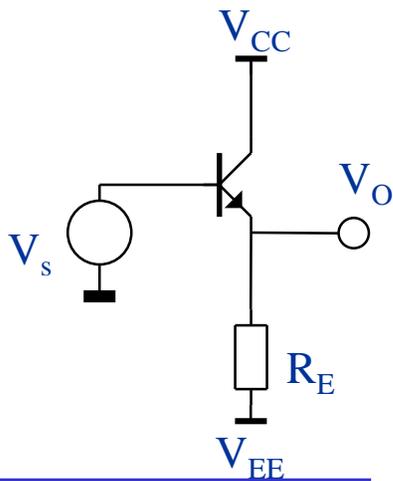
$$R_{of\infty} = h'_{ie} \parallel 1/g'_m = \frac{h_{ie}}{1 + h_{FE}}$$

Risulta che l'espressione che abbiamo trovato per il segnale di uscita:

$$V_O = \frac{R_C \parallel R_P}{1/g'_m + R_C \parallel R_P} \frac{1 + h_{FE}}{h_{FE}} V_S$$

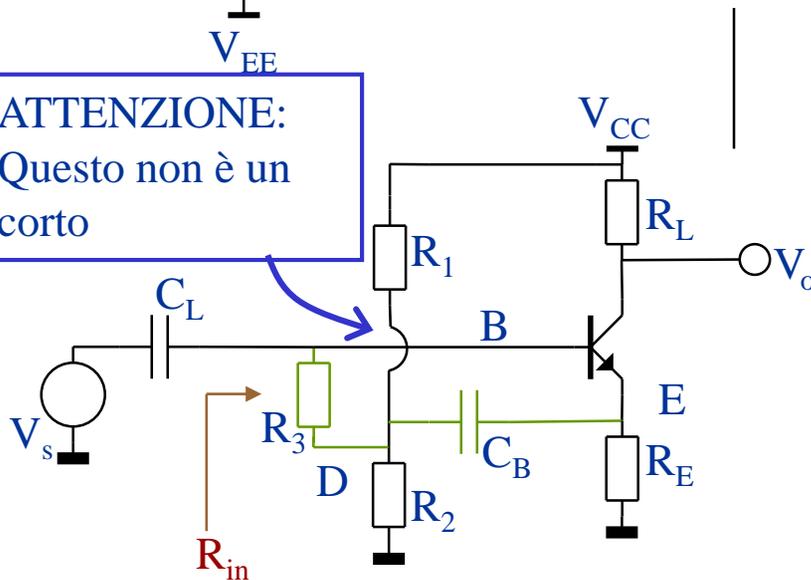
Si può scrivere come:

$$\begin{aligned} V_O &= \frac{R_C \parallel R_E}{R_{of\infty} + R_C \parallel R_E} V_S \\ &= \frac{R_C \parallel R_E}{h_{ie}/(1 + h_{FE}) + R_C \parallel R_E} V_S \end{aligned}$$



Disponendo di 2 alimentazioni, di cui una negativa, la polarizzazione del transistor in configurazione CC è abbastanza agevole. In caso contrario occorre aggiungere un valore di offset, come successo nel caso della configurazione EC.

ATTENZIONE:
Questo non è un corto



Sfruttando il fatto che V_E e V_B sono quasi equipotenziali, dal punto di vista dinamico, si può utilizzare la polarizzazione a singola tensione di alimentazione con grande impedenza di ingresso sfruttando il principio del **bootstrap**.

Dal punto di vista statico in R_3 passa solo I_B , considerata trascurabile. Per cui si può ancora dire che:

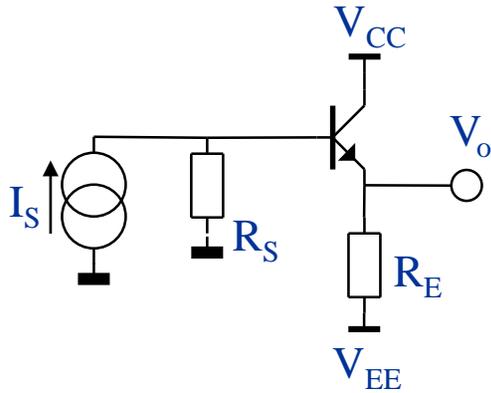
$$V_B \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$$

Il terminale di R_3 è connesso ad R_2 e da una certa frequenza in poi si trova, dinamicamente, allo stesso potenziale dell'E, per via della presenza di C_B . La corrente dinamica che fluisce in R_3 è pertanto:

$$I_3 \approx \frac{V_B - V_E}{R_3} = \frac{1 - \alpha}{R_3} V_B \quad \alpha \approx \frac{R_P}{R_P + 1/g_m} \approx 1 (< 1)$$

Quindi:
$$R_{3_eq} = \frac{V_B}{I_3} = \frac{R_3}{1 - \alpha} \gg R_3$$

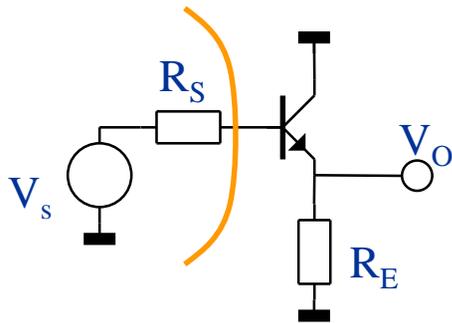
Ed in definitiva:
$$R_{in} = R_{3_eq} \parallel R_{if} \approx R_{if} \gg (R_1 \parallel R_2) \parallel R_{if}$$



Negli amplificatori a più stadi capita che l'impedenza di ingresso dello stadio finale a guadagno unitario sia molto grande. In questo caso si ha che:

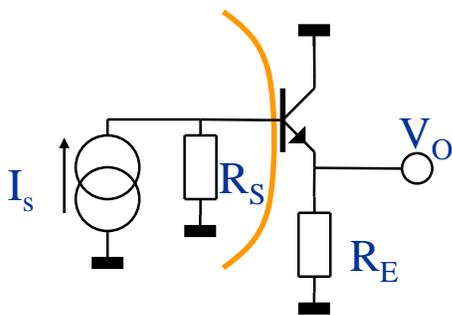
$$R_{of} \approx R_P \parallel \left(1/g'_m\right) \xrightarrow{R_S \gg h_{ie}} \frac{R_E/g'_m}{R_E + 1/g'_m} = \frac{R_E \frac{h_{ie} + R_S + R_{BB}}{h_{FE}}}{R_E + \frac{h_{ie} + R_S + R_{BB}}{h_{FE}}} \approx R_E$$

L'impedenza di uscita non ha più un valore basso. Soprattutto però quello che cambia drasticamente è il guadagno. Ripartiamo dalla condizione:



E riscriviamo:

$$V_O = \left\{ \frac{R_{if0}}{R_{if0} + R_S} \frac{-T_{Rs0}}{1 - T_{Rs0}} + \frac{A_{DIR}}{1 - T} \right\} V_s$$



Applicando Norton:

$$V_O = \left\{ \frac{R_{if0}}{R_{if0} + R_S} \frac{-T_{Rs0}}{1 - T_{Rs0}} + \frac{A_{DIR}}{1 - T} \right\} R_s I_s$$

Per R_S molto grande (e $R_C = \infty$):

$$V_O \approx \left\{ R_{if0} \frac{-T_{Rs0}}{1 - T_{Rs0}} + \frac{R_s A_{DIR}}{1 - T} \right\} I_s$$

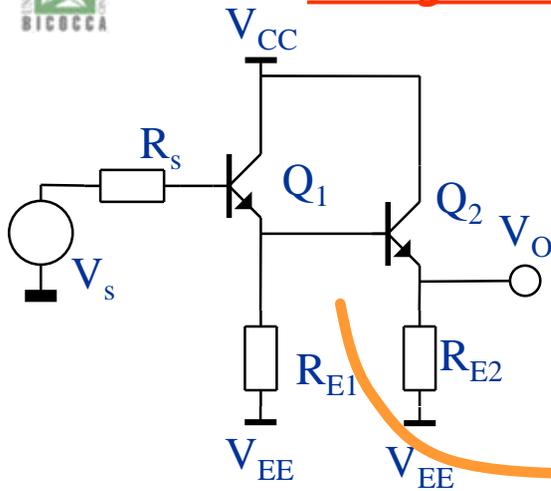
$$\begin{aligned}
 V_O &\approx \left\{ R_{if0} \frac{-T_{R_s0}}{1 - T_{R_s0}} + \frac{R_s A_{DIR}}{1 - T} \right\} I_s \\
 &= \left\{ R_{if0} \frac{h_{FE} R_E}{h'_{ie0} + (1 + h_{FE}) R_E} + \frac{R_s R_E}{h'_{ie} + R_E} \frac{1}{1 + \frac{h'_{ie}}{h'_{ie}} g_m \frac{R_E h'_{ie}}{h'_{ie} + R_E}} \right\} I_s \\
 &= \left\{ \left[h'_{ie0} + (1 + h_{FE}) R_E \right] \frac{h_{FE} R_E}{h'_{ie0} + (1 + h_{FE}) R_E} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{R_s R_E}{h'_{ie} + R_E} \frac{1}{1 + \frac{h'_{ie}}{h'_{ie}} g_m \frac{R_E h'_{ie}}{h'_{ie} + R_E}} \right\} I_s \rightarrow (1 + h_{FE}) R_E I_s
 \end{aligned}$$

In un amplificatore ad alto guadagno questa configurazione viene sfruttata per potere ottenere guadagni estremamente elevati.

In questo caso anche se R_s fosse molto grande il limite nell'escursione di tensione ce lo fornisce R_E , sia pur moltiplicato per h_{FE} .

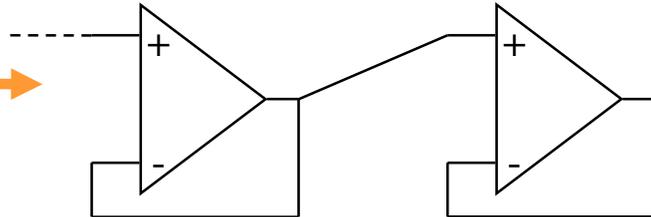
Ancora migliore risultato lo si ottiene se si fa in modo che vi sia una maggiore "separazione" tra ingresso ed uscita.

Cosa che si realizza adottando la configurazione Darlington....



La struttura è composta da 2 transistori in cascata. Ognuno avente $\beta=1$. Si badi bene che si tratta di 2 amplificatori reazionati in cascata, non di una singola struttura reazionata.

Ora abbiamo che:



$$V_{O1} \approx \frac{R_{P1}}{R_{P1} + R_S/h_{FE1}} V_S$$

$$R_{Of1} = R_{P1} \parallel 1/g'_{m1} \approx \frac{R_S}{h_{FE1}}$$

$$\frac{1}{g'_{m1}} = \frac{h_{ie1} + R_{BB} + R_S}{g_{m1} h_{ie1}} \approx \frac{R_S}{h_{FE1}} \text{ per } R_S \text{ molto grande}$$

E di conseguenza:

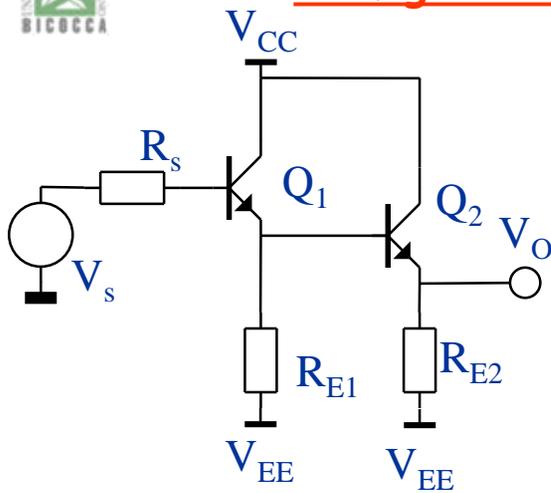
$$V_O = \frac{R_{P2}}{R_{P2} + R_{Of1}/h_{FE2}} V_{O1} \quad R_{Of2} = R_{P2} \parallel 1/g'_{m2} \approx \frac{R_S}{h_{FE}^2}$$

Cioè:

$$V_O \approx \frac{R_{P2}}{R_{P2} + R_{S1}/h_{FE}^2} \frac{R_{P1}}{R_{P1} + R_S/h_{FE1}} V_S$$

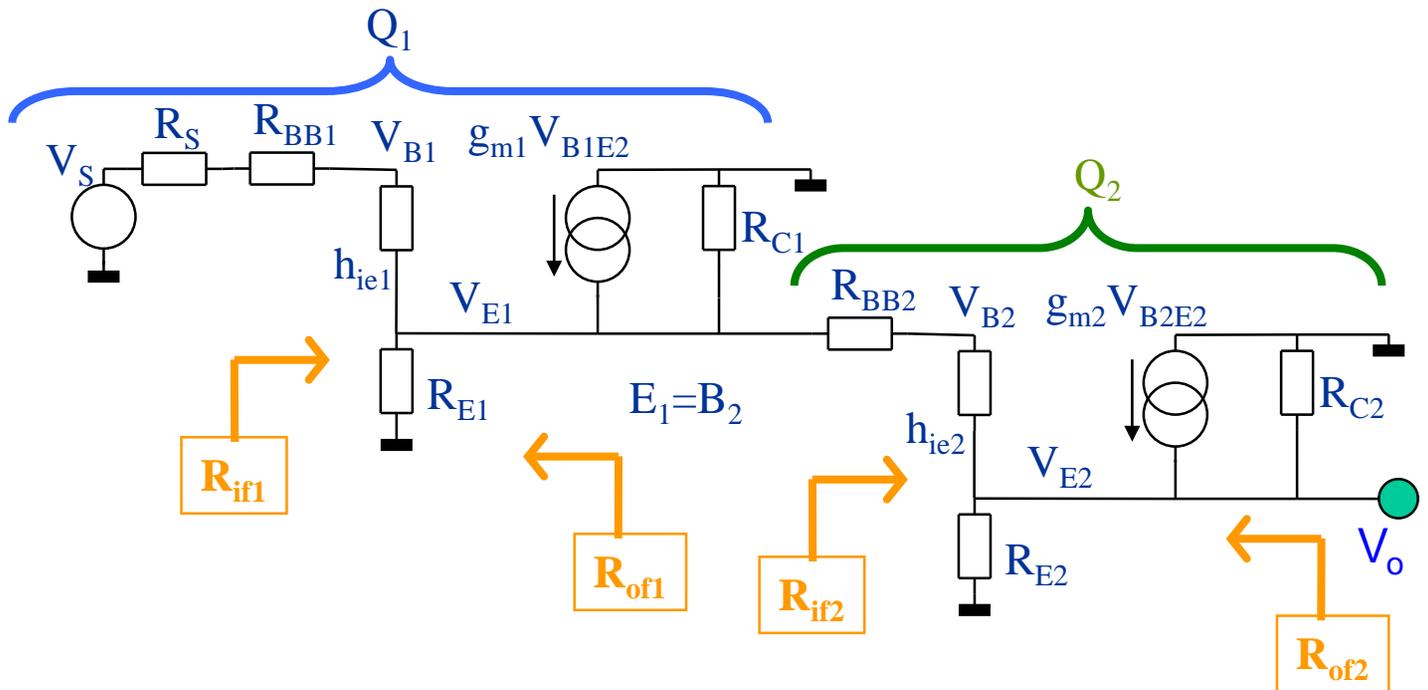
Perciò scegliendo R_{E1} di valore opportunamente elevato possiamo ottenere il guadagno molto prossimo al valore unitario aspettato.

Ma vediamo più in dettaglio...



La struttura è composta da 2 transistori in cascata. Ognuno avente $\beta=1$. Si badi bene che si tratta di 2 amplificatori reazionati in cascata, non di una singola struttura reazionata.

Per piccoli segnali:

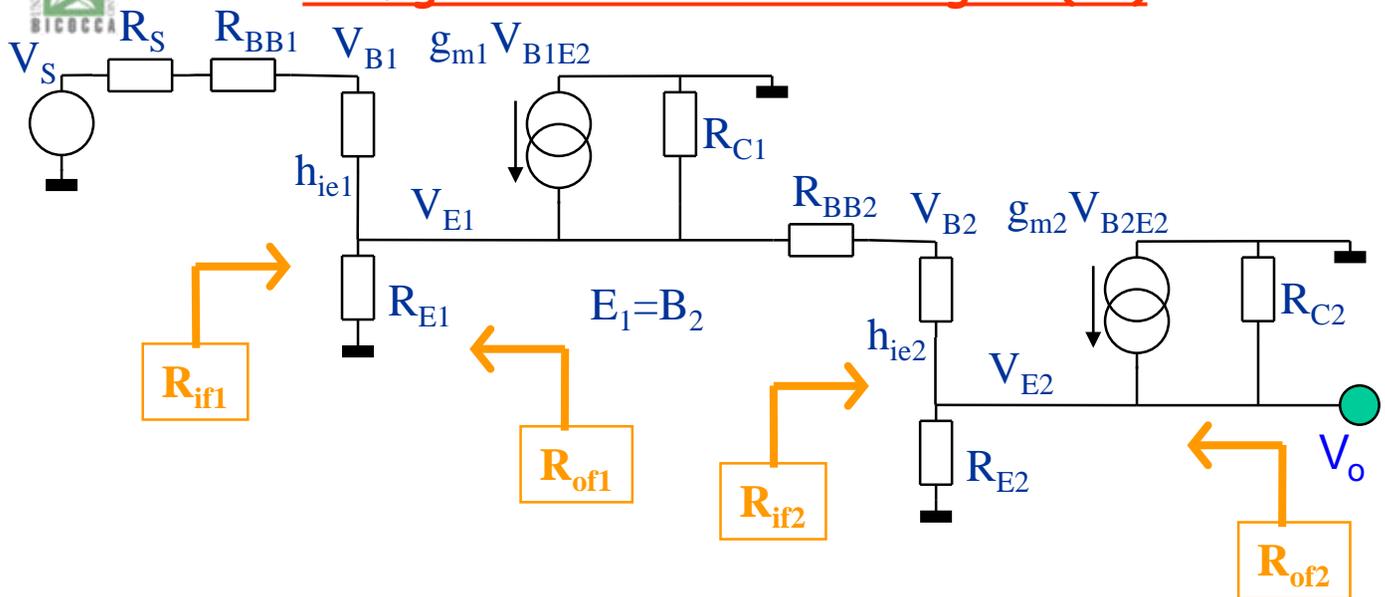


Per valutare il guadagno di anello di Q_1 occorre osservare che alla sua uscita è presente anche l'impedenza di ingresso di Q_2 :

$$T_{BIP1} = -\frac{g'_{m1} R_{C1} R_{P1}}{R_{C1} + R_{P1}}, \quad R_{P1} = R_{E1} \parallel (h_{E1} + R_S + R_{BB1}) \parallel R_{if2}$$

Accanto al guadagno di anello dobbiamo anche considerare la trasmissione diretta:

$$A_{DIR1} = \frac{R_{P1} R_{C1}}{h'_{ie1} (R_{P1} + R_{C1})}$$



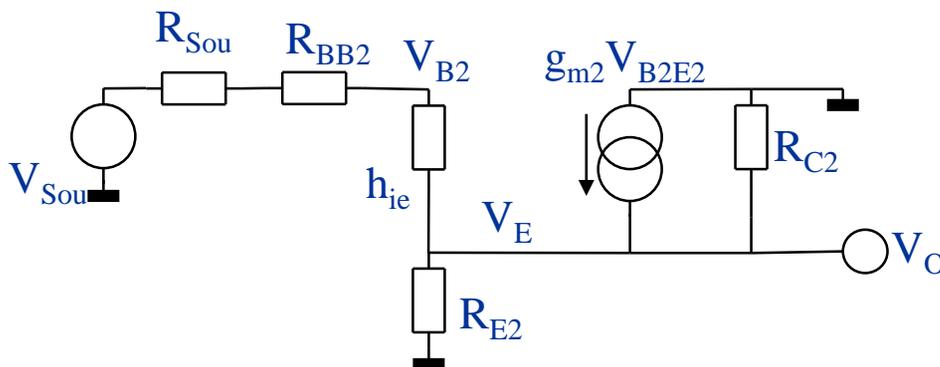
La stessa cosa va ripetuta per il guadagno di anello di Q_2 :

$$T_{BIP2} = -\frac{g'_m R_{C2} R_{P2}}{R_{C2} + R_{P2}}, \quad \begin{cases} R_{P2} = R_{E2} \parallel (h_{ie2} + R_{BB2} + R_{of1}) \\ g'_m = g_m h_{ie2} / (h_{ie2} + R_{BB2} + R_{of1}) \end{cases}$$

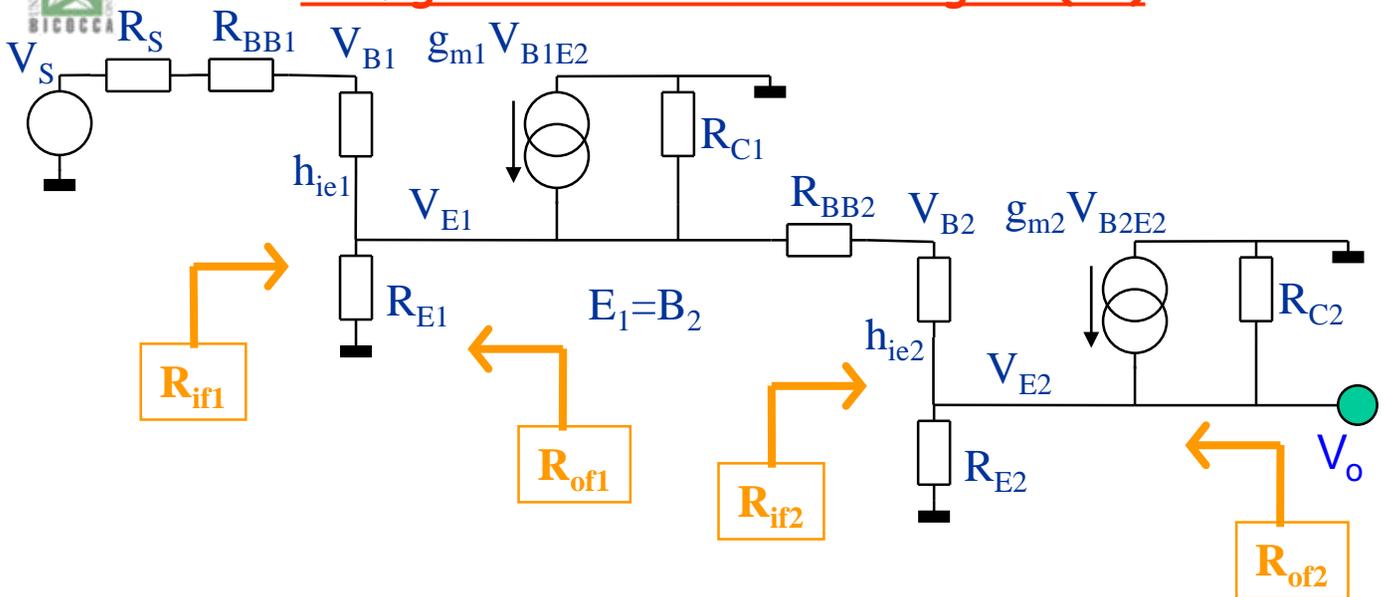
Quindi il suo guadagno diretto:

$$A_{DIR2} = \frac{R_{P2} R_{C2}}{h_{ie2} (R_{P2} + R_{C2})} \quad h'_{ie2} = h_{ie2} + R_{BB2} + R_{of1}$$

Per il guadagno partiamo da Q_2 . I conti che abbiamo svolto qualche pagina fa sono relativi ad un ingresso strutturato come qui sotto:



Quindi Q_1 dovrebbe essere modellizzato come se fosse un generatore di tensione con in serie una resistenza.



Q₁ si trova come carico all'uscita:

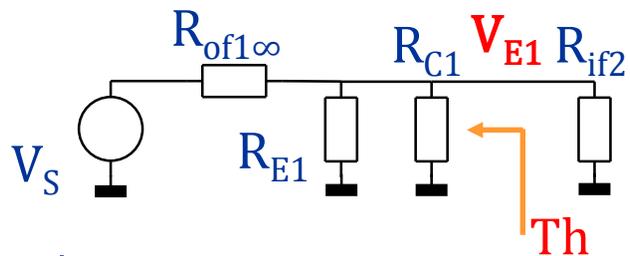
$$R_{P1} = R_{E1} \parallel (h_{E1} + R_S + R_{BB1}) \parallel R_{if2}$$

E quindi il segnale V_{E1} è:

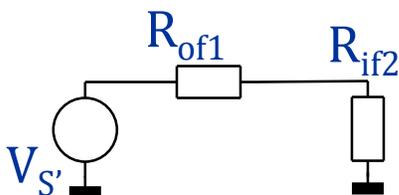
$$V_{E1} = \frac{R_{C1} \parallel R_{P1}}{\left[\frac{1}{g_{m1}} + R_{C1} \parallel R_{P1} \right]} \frac{1 + h_{FE1}}{h_{FE1}} V_S$$

Che è come modellizzare:

$$R_{of1\infty} = h_{ie1} / (1 + h_{FE1})$$



Ma noi siamo interessati in questo:

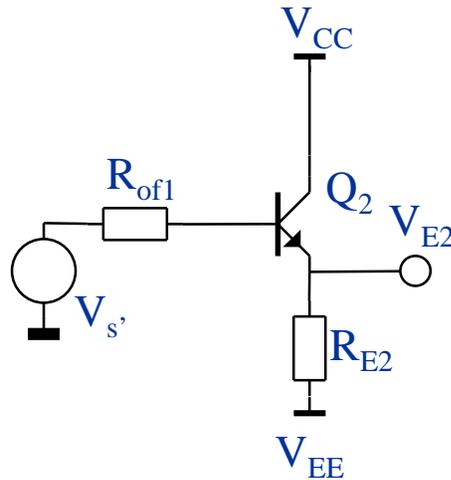


$$V'_S = \frac{R_{E1} \parallel R_{C1}}{R_{of1\infty} + R_{E1} \parallel R_{C1}} V_S$$

$$V'_S = \frac{R_{E1} \parallel R'_{P1}}{\frac{1}{g'_{m1}} + R_{E1} \parallel R'_{P1}} \frac{1 + h_{FE1}}{h_{FE1}} V_S$$

$$R_{of1} = R_{of1\infty} \parallel R_{E1} \parallel R_{C1}$$

$$R'_{P1} = R_{E1} \parallel (h_{E1} + R_S + R_{BB1})$$



A questo punto per Q_2 possiamo scrivere:

$$V_{E2} = \frac{R_{C2} \parallel R_{P2}}{1/g'_{m2} + R_{C2} \parallel R_{P2}} \frac{1 + h_{FE2}}{h_{FE2}} V_{S'}$$

Ed in definitiva:

$$V_{E2} = \frac{R_{C2} \parallel R_{P2}}{1/g'_{m2} + R_{C2} \parallel R_{P2}} \frac{1 + h_{FE2}}{h_{FE2}} \frac{R_{C1} \parallel R_{P1'}}{1/g'_{m1} + R_{C1} \parallel R_{P1'}} \frac{1 + h_{FE1}}{h_{FE1}} V_S$$

Se R_S fosse grande, scegliendo R_{E1} anch'essa di valore elevato, ad esempio simile ad R_S :

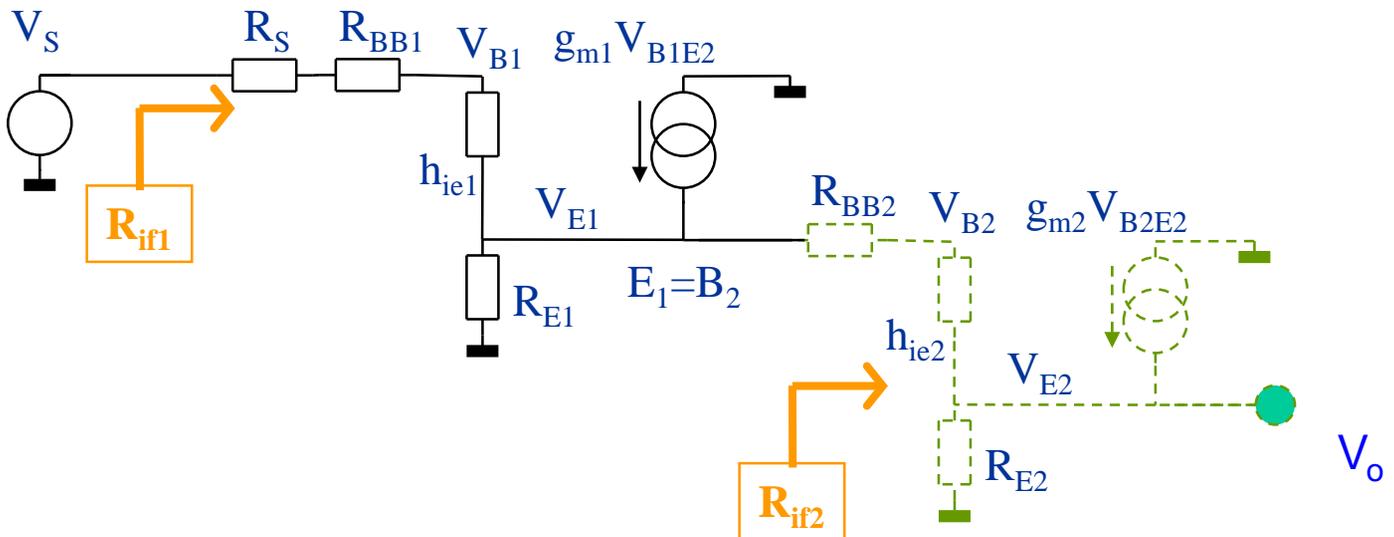
$$R_{P1'} = R_{E1} \parallel (h_{E1} + R_S + R_{BB1}) \approx \frac{R_S}{2}$$

E:

$$\begin{aligned} V_{E2} &\approx \frac{R_{C2} \parallel R_{P2}}{1/g'_{m2} + R_{C2} \parallel R_{P2}} \frac{R_{C1} \parallel (R_S/2)}{R_S/h_{FE} + R_{C1} \parallel (R_S/2)} V_S \\ &\approx \frac{R_{C2} \parallel R_{P2}}{1/g'_{m2} + R_{C2} \parallel R_{P2}} V_S \end{aligned}$$

Nel caso l'impedenza di ingresso R_s sia molto grande il guadagno ne può ancora soffrire. Scegliendo però R_{E1} di valore adeguato (con limite R_{C1}) si riesce a sormontare il problema. In questa configurazione un valore alto di R_{E1} non preoccupa molto l'impedenza di uscita della struttura. Questo si può verificare andando a studiare le impedenze di ingresso ed uscita.

Andiamo a misurare l'impedenza di ingresso. Assumiamo per semplicità che le impedenze R_C siano molto grandi, anche se questa condizione potrebbe non essere del tutto vera all'atto pratico.



Secondo quanto visto per la configurazione CC, Q_1 si trova all'uscita l'impedenza di ingresso di Q_2 come carico in \parallel ad R_{E1} :

$$R_{if1} = R_s + R_{BB1} + h_{ie1} + (R_{E1} \parallel R_{if2})(1 + h_{FE1})$$

A sua volta:

$$R_{if2} = R_{BB2} + h_{ie2} + R_{E2}(1 + h_{FE2})$$

Ovvero, circa:

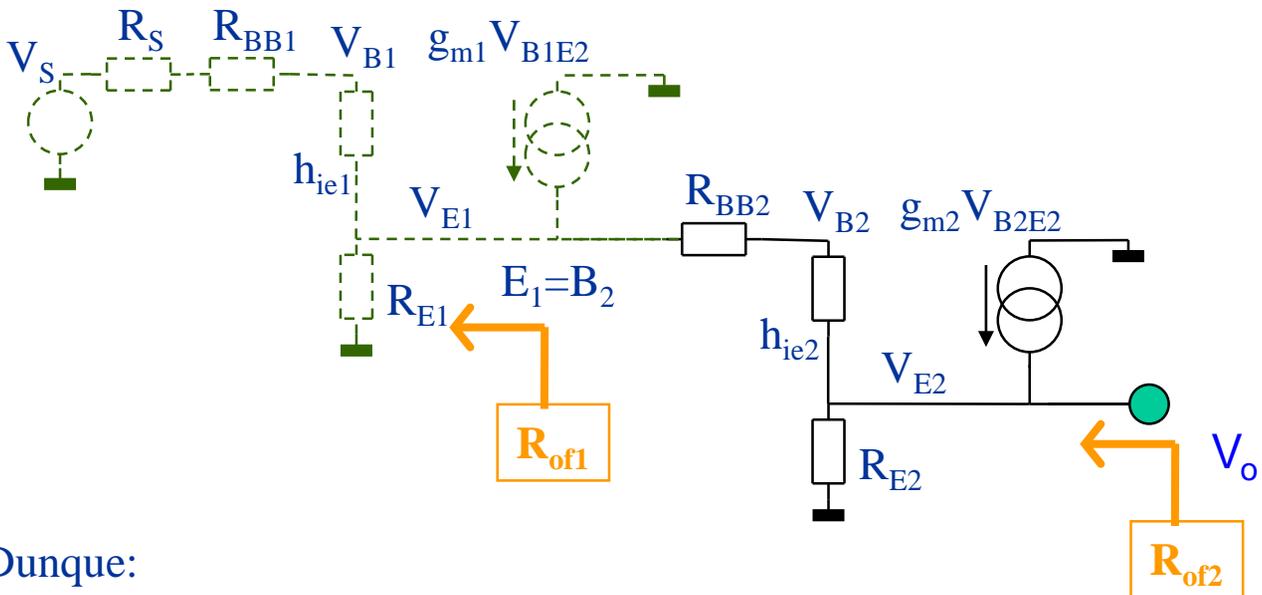
$$R_{if1} \approx R_s + R_{BB1} + h_{ie1} + (R_{E1} \parallel R_{E2} h_{FE2}) h_{FE1}$$

Anche se R_{E2} fosse piccola, la sua riflessione all'ingresso sarebbe amplificata per il guadagno di corrente di Q_2 . Infatti, nell'ipotesi che R_{E1} sia molto grande:

$$R_{if1} \xrightarrow{R_{E1} \gg R_{E2} h_{FE2}} R_{E2} h_{FE2} h_{FE1} \approx R_{E2} h_{FE}^2$$

L'impedenza di ingresso è resa molto elevata, per cui la partizione all'ingresso con R_s determina una perdita del segnale trascurabile.

In modo analogo possiamo procedere per la misura dell'impedenza di uscita.



Dunque:

$$R_{of2} = R_{P2} \parallel \left(\frac{1}{g'_{m2}} \right) = \frac{R_{P2} (h'_{ie2} / h_{FE2})}{R_{P2} + h'_{ie2} / h_{FE2}}$$

$$= R_{P2} \parallel \frac{R_{of1} + R_{BB2} + h_{ie2}}{h_{FE2}}$$

Dove ovviamente:

$$h'_{ie2} = R_{of1} + R_{BB2} + h_{ie2}$$

Ed abbiamo ancora che:

$$\begin{aligned}
 R_{of1} &= R_{P1} \left\| \left(\frac{1}{g_{m1}} \right) = \frac{R_{E1} \left[h'_{ie1} / (1 + h_{FE1}) \right]}{R_{E1} + h'_{ie1} / (1 + h_{FE1})} \right\| = R_{E1} \left\| \left[h'_{ie1} / (1 + h_{FE1}) \right] \right\| \\
 &= R_{E1} \left\| \left[\frac{R_s + R_{BB1} + h_{ie1}}{1 + h_{FE1}} \right] \right\|
 \end{aligned}$$

Come caso estremo supponiamo che R_{of1} sia dominata da R_s :

$$R_{of1} \approx \frac{R_s}{h_{FE1}}$$

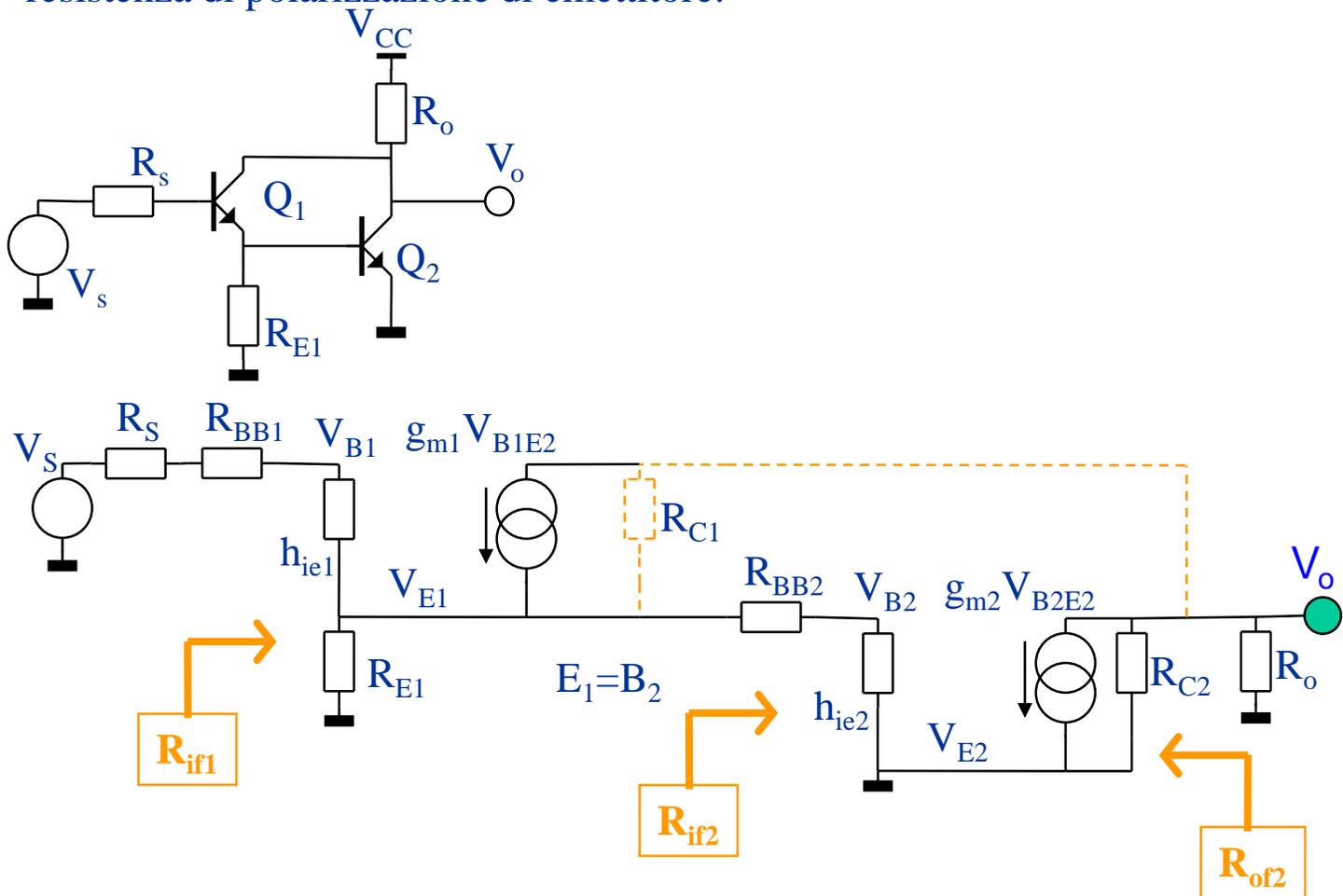
(Vale a dire che R_E sia $\gg R_s$ ed R_s sia $\gg h_{ie}$. Tipico caso sia ha quando per R_E si usa un generatore di corrente)

Otteniamo che:

$$R_{of2} \approx R_{E2} \left\| \left[\frac{R_s}{h_{FE1} h_{FE2}} + \frac{R_{bb2} + h_{ie2}}{h_{FE2}} \right] \right\| \approx R_{E2} \left\| \left[\frac{R_s}{h_{FE}^2} + \frac{R_{bb2} + h_{ie2}}{h_{FE}} \right] \right\|$$

Il contributo di R_s all'uscita è attenuato di un fattore dato dal quadrato del guadagno di corrente, mentre nella configurazione a singolo transistor abbiamo una dipendenza che è lineare nel guadagno di corrente. Perciò anche qui l'uscita dipende meno dagli effetti della possibile presenza di una grossa impedenza di sorgente.

La configurazione Darlington è molto sfruttata per la realizzazione degli stadi di guadagno, specialmente negli amplificatori operazionali. L'alto guadagno lo si ottiene annullando la reazione di Q_2 , ponendo nulla la resistenza di polarizzazione di emettitore:



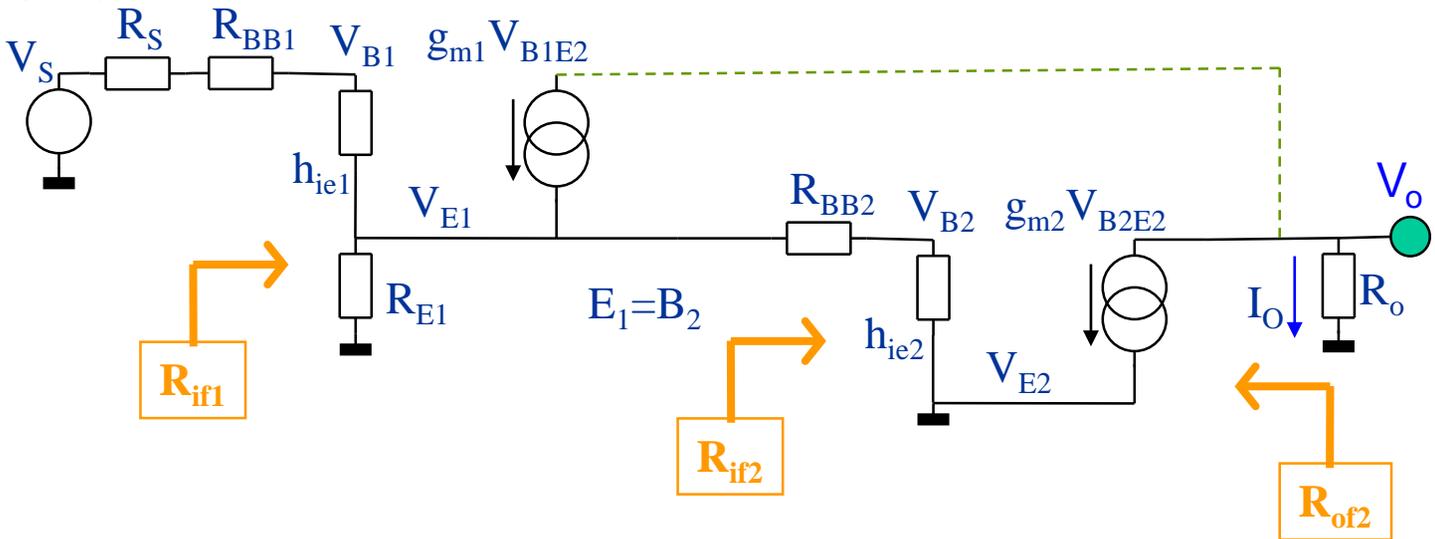
Ora Q_1 opera come inseguitore, mentre Q_2 è ad anello aperto, avendo l'E connesso a massa. Vale quindi che:

$$T_{BIP1} = - \frac{g_{m1}' R_{C1} R_{P1}'}{R_{C1} + R_{P1}' + R_{CAR}}, \quad G_2 = \lim_{R_{E2} \rightarrow 0} \frac{-T_{BIP_generico}}{R_{E2}} = \frac{g_{m2}' R_{C2}}{R_{C2} + R_o}$$

$$R_{CAR} = R_{C2} \parallel R_o, \quad R_{P1}' = R_{P1} \parallel R_{if2}$$

Il guadagno di anello di Q_1 dipende non solo da R_{C1} ma anche da quello che questa impedenza si trova in parallelo.

Se ammettiamo che R_{C1} possa essere considerata di valore ∞ le cose si semplificano. Ciò è un po' equivalente a considerare il C di Q_1 connesso a massa in luogo del C di Q_2 . Assunzione la cui coerenza sarà evidenziata subito.



Mettiamoci l'ulteriore semplificazione di $R_{C2} \approx \infty$:

$$T_{BIP1} \approx -g'_{m1} R'_{P1}, \quad G_2 \approx g'_{m2}$$

Perciò, tenendo conto anche del passaggio diretto abbiamo che detto $V_{E1} = \alpha V_S$ è:

$$\alpha = \frac{R_{E1} \parallel h_{ie2}}{h'_{ie1} / (1 + h_{fe1}) + R_{E1} \parallel h_{ie2}}$$

E':

$$-I_O = \alpha g'_{m2} V_S + I_{C1}$$

Vediamo come valutare il guadagno di corrente:

$$I_S = \frac{1 - \alpha}{h'_{ie1}} V_S = \frac{V_S}{(1 + h_{FE1})(h'_{ie1} / (1 + h_{fe1}) + R_{E1} \parallel h_{ie2})}$$

Quindi::

$$-I_O = \alpha g'_{m2} V_S + I_{C1} = \frac{\alpha h'_{ie1}}{1 - \alpha} g'_{m2} I_S + h_{FE1} I_S$$

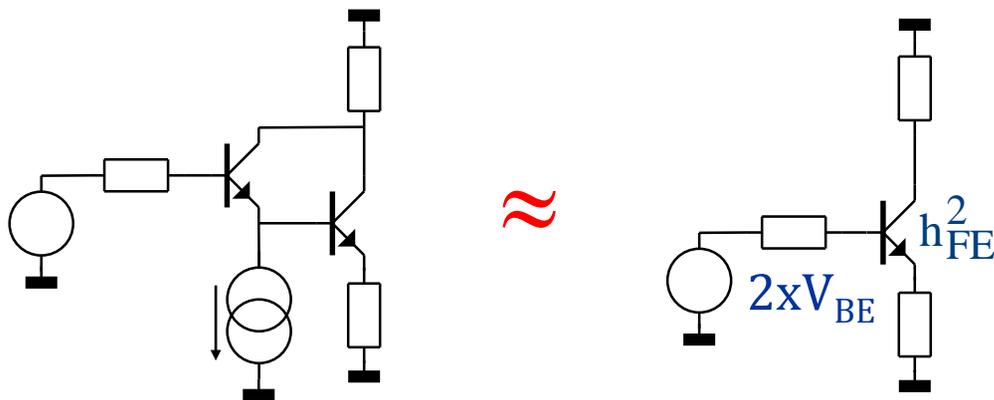
$$-I_O = \frac{R_{E1}}{R_{E1} + h'_{ie2}} (1 + h_{FE1}) h_{FE2} I_S + h_{FE1} I_S$$

Dove il partitore resistivo indica quanta corrente si perde in R_E .

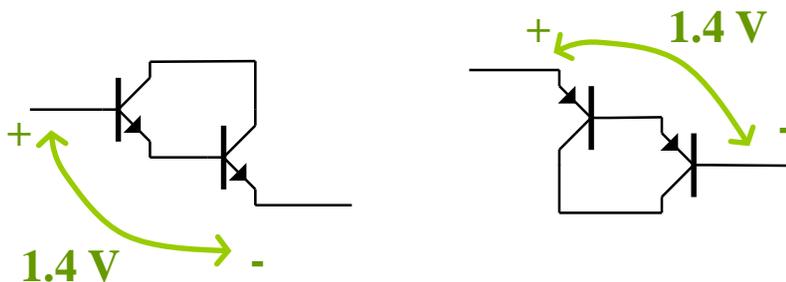
In soldoni:

$$I_o \approx h_{FE1} h_{FE2} I_s$$

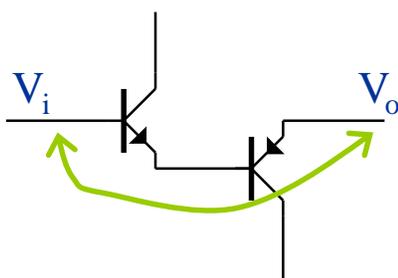
Dal punto di vista del segnale possiamo quindi dire che la configurazione Darlington è equivalente ad un transistor avente guadagno di corrente uguale al quadrato di un singolo transistor:



La configurazione Darlington con 2 transistori dello stesso sesso ha una ddp di 2 giunzioni, o 1.4 V, tra ingresso ed uscita:



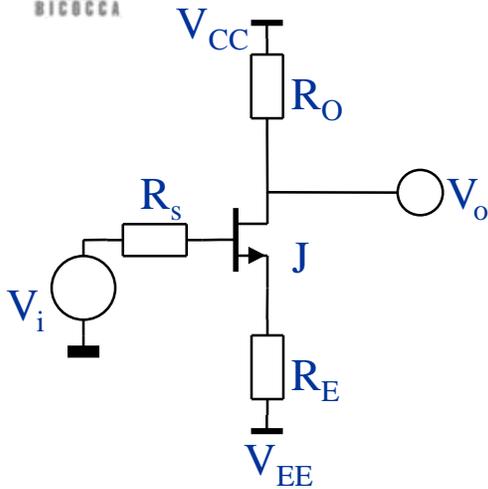
E' possibile minimizzare la ddp tra ingresso ed uscita, pur mantenendo l' lato guadagno di corrente usando una coppia di transistori di sesso opposto:



$$V_o = V_i - V_{BE_npn} + V_{BE_pnp} \approx V_i$$

(circa uguali perché la V_{BE} dei transistori npn e pnp non è mai uguale)

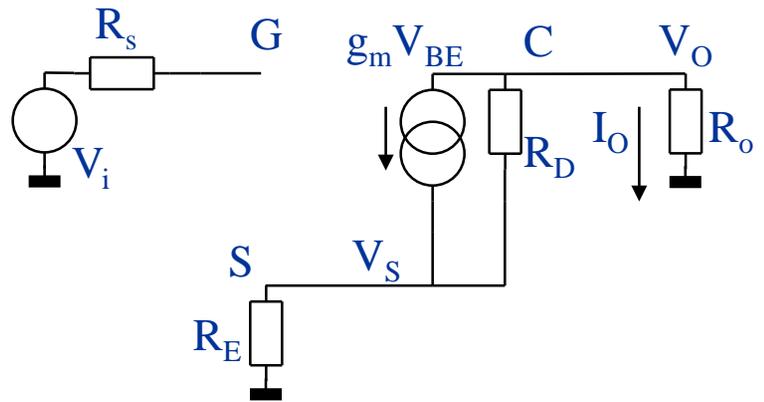
Configurazione Source - Comune Statico, SC - DC (1)



Il funzionamento del JFET e del MOS sono sostanzialmente simili. Entrambi sono inoltre simili al comportamento del transistor bipolare. Solo il valore dei parametri risulta differente.

In comune abbiamo che la struttura risulta reazionata allo stesso modo.

Il modello statico è simile a quello del transistor bipolare. Salvo il fatto che h_{ie} si deve considerare di valore ∞ , mentre R_{BB} si deve considerare perfettamente nulla.



$$T_{JFET} = \lim_{\substack{h_{ie} \rightarrow \infty \\ R_{BB} \rightarrow 0}} T_{BIP} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o}$$

Nell'ipotesi di $g_m = \infty$ otteniamo che $V_{GS} \approx 0$, per cui, come nella configurazione EC:

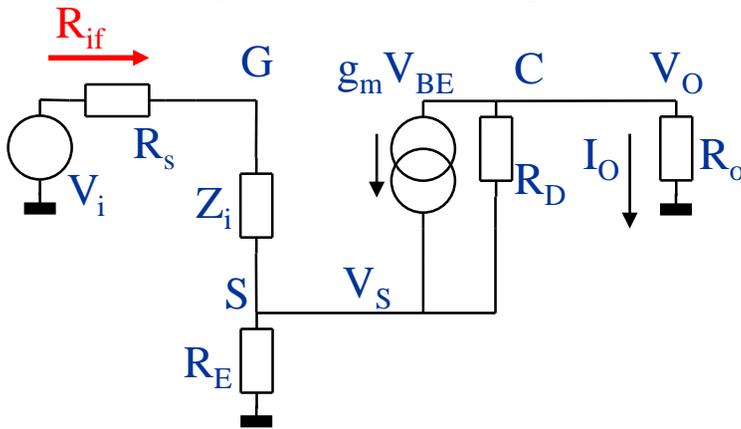
$$I_o \approx -\frac{1}{R_E} V_i$$

Almeno staticamente, la trasmissione diretta del segnale non è possibile, per cui:

$$\begin{aligned} I_o &= -\frac{1}{R_E} \frac{-T_{JFET}}{1 - T_{JFET}} V_i = -\frac{1}{R_E} \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o + g_m R_D R_E} V_i \\ &= -\frac{1}{R_E} \frac{g_m R_D R_E}{R_E + R_o + R_D (1 + g_m R_E)} V_i \underset{R_D \rightarrow \infty}{\approx} -\frac{1}{R_E} \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} V_i \end{aligned}$$

SC - DC: Impedenza di Ingresso (2)

Almeno dal punto di vista statico la valutazione del guadagno del JFET/MOS risulta più compatta. Anche per l'impedenza di ingresso abbiamo una semplificazione, visto che di principio dovrebbe essere di valore ∞ . Per genericità supponiamo essere presente un'impedenza parassita Z_i :



Secondo il modello sopra se pensiamo $g_m=0$ si ottiene:

$$R_{i\text{aperto}} = Z_i + R_s + R_E \parallel (R_D + R_o)$$

Per cui:

$$R_{if} = R_{i\text{aperto}} (1 - T_{\text{JFET(MOD)}}), \quad T_{\text{JFET(MOD)}} = \frac{g'_m R_D R_P}{R_D + R_P + R_o}$$

$$= \left[Z_i + R_s + \frac{R_E (R_D + R_o)}{R_E + R_D + R_o} \right] \left(1 + \frac{g'_m R_D R_P}{R_D + R_P + R_o} \right), \quad \begin{cases} g'_m = g_m \frac{Z_i}{Z_i + R_s} \\ R_P = R_E \parallel (Z_i + R_s) \end{cases}$$

$$\xrightarrow{Z_i = \infty} \infty$$

Per scrupolo possiamo anche pensare il caso in cui R_D sia grande:

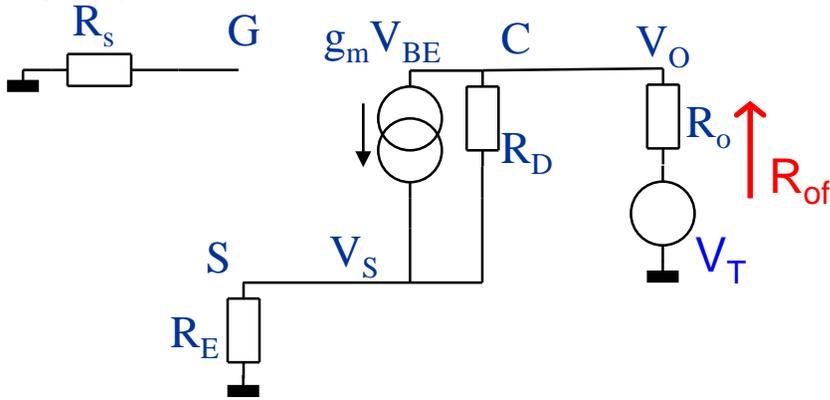
$$R_{if} \Big|_{R_D = \infty} \approx (Z_i + R_s + R_E) (1 + g'_m R_P)$$

$$= (Z_i + R_s + R_E) \left(1 + g_m \frac{Z_i}{Z_i + R_s} \frac{(Z_i + R_s) R_E}{Z_i + R_s + R_E} \right)$$

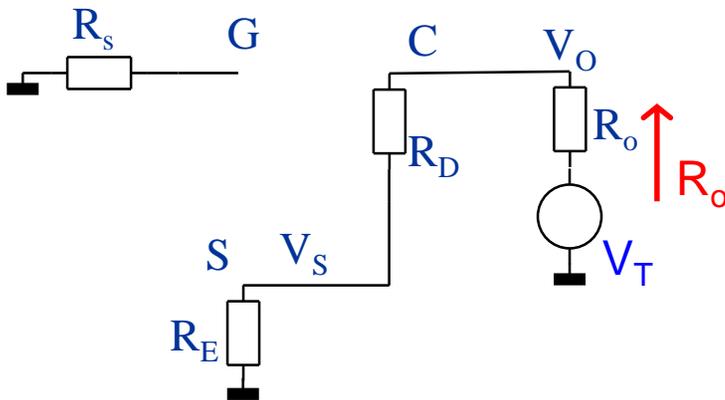
$$= Z_i + R_s + R_E + g_m Z_i R_E = Z_i + R_s + R_E (1 + g_m Z_i) \xrightarrow{Z_i = \infty} \infty$$

La morale è che se si vuole realizzare un amplificatore avente un'impedenza di ingresso statica di valore estremamente elevata l'uso dei JFET/MOS è la soluzione più naturale.

SC - DC: Impedenza di Uscita (3)



Dobbiamo ricordare che all'uscita si amplifica una corrente.



Quindi si parte a valutare l'impedenza di uscita ad anello aperto:

$$R_{o\text{aperto}} = R_o + R_D + R_E$$

Perciò ci aspettiamo che:

$$R_{of} = (R_o + R_D + R_E)(1 - T_{JFET}) = (R_o + R_D + R_E) \left(1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o} \right)$$

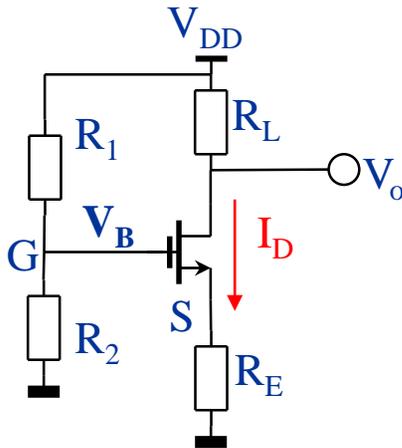
$$= R_D + R_E + R_o + g_m R_D R_E = R_o + R_E + R_D (1 + g_m R_E)$$

Nel JFET/MOS il guadagno h_{FE} non è definito essendo $h_{ie} \infty$. In sua vece si ha il termine $g_m R_E$. E' interessante vedere da cosa sia limitato il guadagno di anello del JFET/MOS:

$$|T_{JFET}| = \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o} \leq_{R_D=\infty} g_m R_E$$

Il transistoro bipolare risulta limitato nel guadagno dalle sue caratteristiche fisiche, l' h_{ie} . Osserviamo che il JFET/CMOS è invece limitato dalla presenza di un parametro esterno, R_E . Di principio col JFET/MOS si potrebbero ottenere valori più elevati, anche se occorre fare attenzione che la trasconduttanza del JFET/CMOS potrebbe essere più piccola anche di un ordine di grandezza rispetto a quella del transistoro bipolare, a parità di corrente di polarizzazione.

Le tecniche usate per la polarizzazione dei transistori bipolari si applicano anche ai JFET/MOS. Va tenuto in considerazione che in questo caso la I_B o I_G che dir si voglia nel caso dei JFET/MOS è del tutto trascurabile. Cosa che semplifica i conti. La V_{GS} rispetto alla V_{BE} ha valori differenti ed è soggetta a maggiori dispersioni.



Abbiamo che (si noti che vale il segno di =, non \approx come nel caso del bipolare):

$$V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

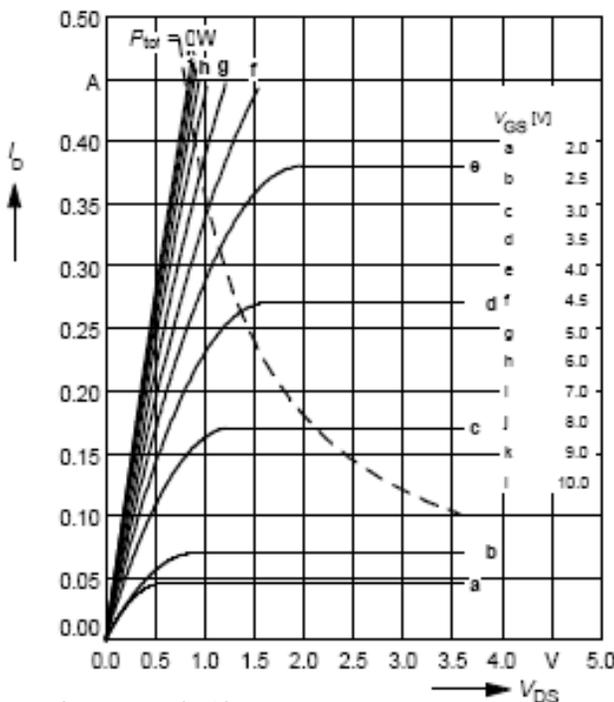
$$I_S = I_D = \frac{V_B - V_{GS}}{R_E} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{V_{DD}}{R_E} - \frac{V_{GS}}{R_E}$$

$$V_O = V_{DD} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_L}{R_E} V_{DD} + \frac{R_L}{R_E} V_{GS}$$

E' importante anche:

$$V_{DS} = V_{DD} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_L}{R_E}\right) V_{DD} + \left(\frac{R_L}{R_E} + 1\right) V_{GS}$$

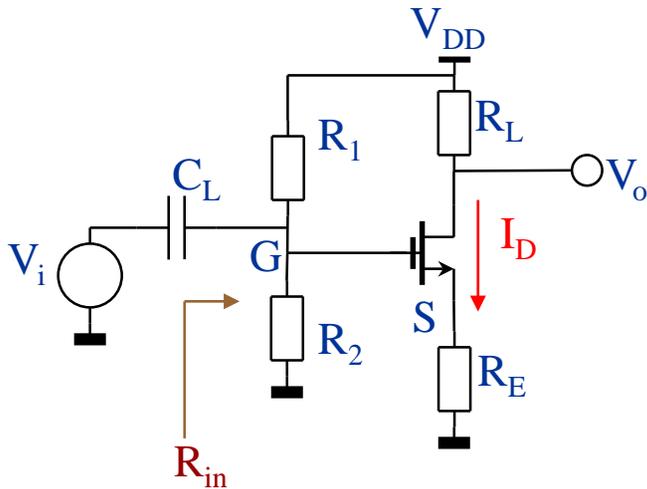
ATTENZIONE: in un JFET a canale N la V_{GS} è negativa mentre in un MOS a canale N di tipo enhancement la V_{GS} è positiva.



Naturalmente anche per il transistore JFET/MOS è importante che la V_{DS} sia di valore adeguato. Così che possa operare nella zona piatta delle sue caratteristiche (detta zona lineare). Questo avviene se V_{DS} è mantenuta $\geq |V_{GS}|$. Di conseguenza transistori con grossi valori di V_{GS} richiedono di dovere operare con tensioni di alimentazione elevate, con il conseguente dispendio di energia.

SC - DC: Polarizzazione (5)

Arriviamo quindi al segnale:



Anche qui abbiamo che l'impedenza di ingresso è dominata dal parallelo tra R_1 ed R_2 . L'impedenza di ingresso del MOS è ∞ , per cui vale che:

$$R_{in} = R_1 \parallel R_2$$

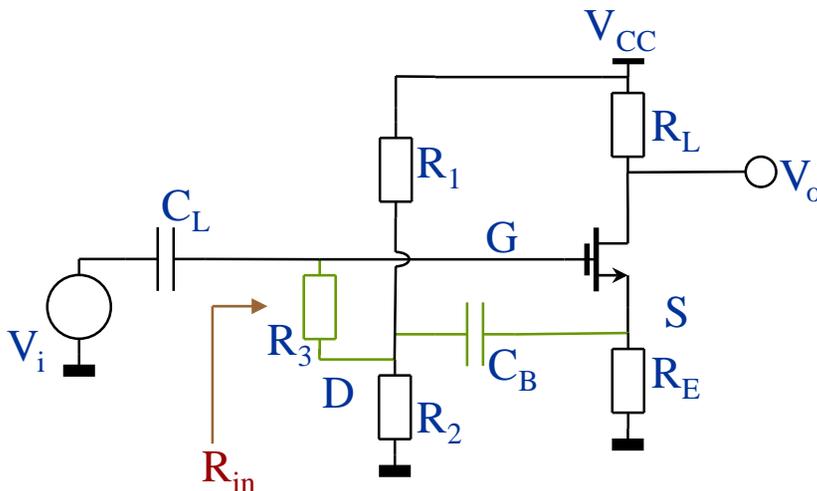
E:

$$V_G = \frac{sC_L R_{in}}{1 + sC_L R_{in}} V_i$$

Di conseguenza:

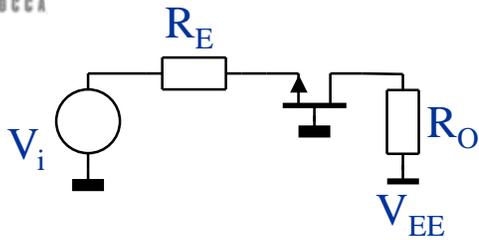
$$V_o \approx - \frac{R_L}{R_E} \frac{g_m R_D R_E}{R_E + R_o + R_D (1 + g_m R_E)} \frac{sC_L R_{in}}{1 + sC_L R_{in}} V_i$$

$$\approx - \frac{R_L}{R_E} \frac{g_m R_E}{1 + g_m R_E} \frac{sC_L R_{in}}{1 + sC_L R_{in}} V_i$$



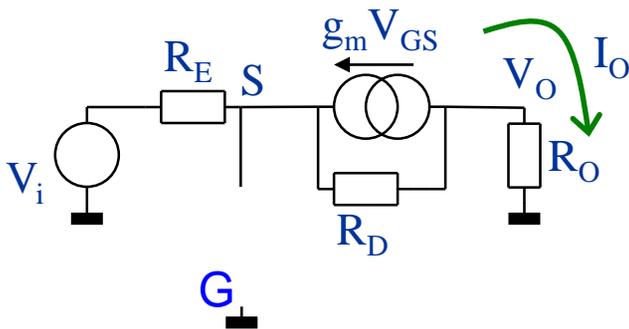
Anche con i JFET/MOS è possibile agire con il bootstrap, come con il transistor bipolare. Molto spesso l'azione di bootstrap è meno efficace per via della più piccola trasconduttanza. Tuttavia si possono comunque ottenere benefici.

Configurazione Gate - Comune Statico, GC - DC: Gain (1)



A questo punto sappiamo quale sarà il guadagno di anello:

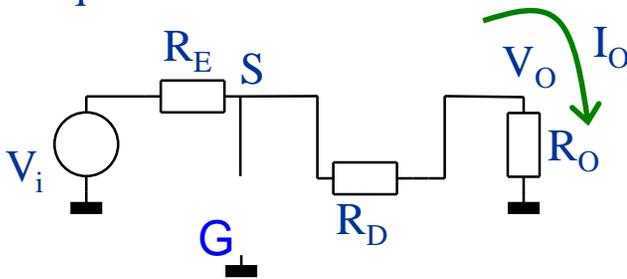
$$T_{JFET} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o}$$



Nell'ipotesi di $g_m = \infty$ abbiamo che $V_{GS} = 0$, quindi $V_S = 0$ e:

$$I_o = \frac{V_i}{R_E}$$

In questo caso dobbiamo considerare la trasmissione diretta:



Semplicemente:

$$I_o = \frac{V_i}{R_E + R_D + R_o}$$

$$I_o = \frac{1}{R_E} \frac{-T_{JFET}}{1 - T_{JFET}} V_i + \frac{1}{R_E + R_D + R_o} \frac{1}{1 - T_{JFET}} V_i$$

$$= \left\{ \frac{-T_{JFET}}{R_E} + \frac{1}{R_E + R_D + R_o} \right\} \frac{V_i}{1 - T_{JFET}}$$

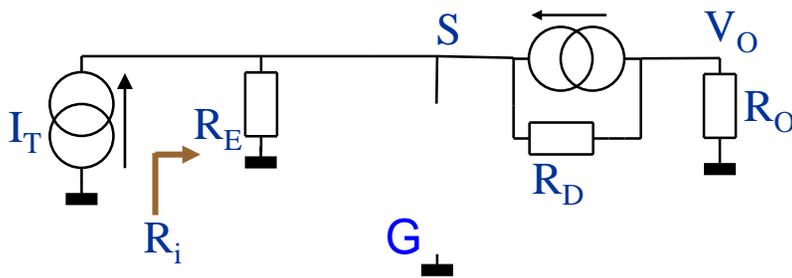
$$= \left\{ \frac{1}{R_E} \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o} + \frac{1}{R_E} \frac{R_E}{R_E + R_D + R_o} \right\} \frac{V_i}{1 - T_{JFET}}$$

$$= \frac{1}{R_E} \frac{R_E (g_m R_D + 1)}{R_D + R_E + R_o} \frac{V_i}{1 - T_{JFET}}$$

$$= \frac{1}{R_E} \frac{R_E (g_m R_D + 1)}{R_D + R_E + R_o} \frac{V_i}{1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_o}}$$

$$= \frac{1}{R_E} \frac{R_E (g_m R_D + 1)}{R_E + R_o + R_D (1 + g_m R_E)} V_i$$

Configurazione GC - DC: impedenza di ingresso (2)



$$T_{JFET} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_O}$$

Considerando $g_m=0$:

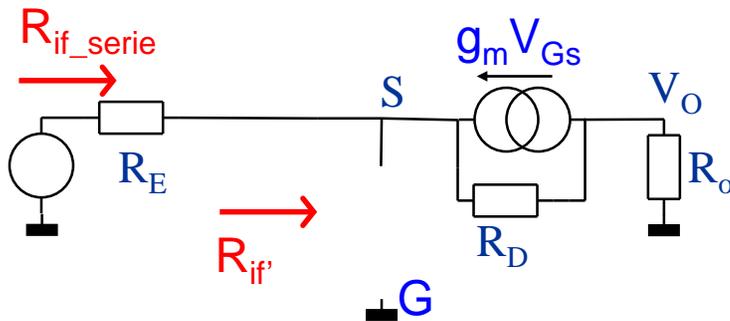
$$R_{i\text{aperto}} = R_E \parallel (R_D + R_O) = \frac{R_E (R_D + R_O)}{R_D + R_O + R_E}$$

Visto che all'ingresso amplifichiamo una corrente:

$$\begin{aligned} R_{if} &= \frac{R_E (R_D + R_O)}{R_D + R_O + R_E} \frac{1}{1 - T_{JFET}} \\ &= \frac{R_E (R_D + R_O)}{R_D + R_O + R_E} \frac{1}{1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_O}} \\ &= \frac{R_E (R_D + R_O)}{R_D + R_O + R_E + g_m R_D R_E} \\ &= \frac{R_E (R_D + R_O)}{R_O + R_E + R_D (1 + g_m R_E)} \\ &= \frac{R_E}{1 + \frac{g_m R_D + 1}{R_D + R_O} R_E} \approx \frac{R_E}{1 + g_m R_E} = \frac{R_E (1/g_m)}{\frac{1}{g_m} + R_E} = R_E \parallel (1/g_m) \end{aligned}$$

Configurazione GC - DC: impedenza di ingresso (3)

Assumiamo ora che l'eccitazione di ingresso sia una tensione:



$$T_{JFET} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_O}$$

Al solito consideriamo:

$$R_{iaperto_∞} = R_D + R_O \quad T_{i∞} = \lim_{R_E \rightarrow \infty} T_{JFET} = -g_m R_D$$

Che ci fornisce:

$$R_{if_Serie} = R_E + \frac{R_{iaperto_∞}}{1 - T_{i∞}} = R_E + \frac{R_D + R_O}{1 + g_m R_D} \xrightarrow{R_D = \infty} R_E + \frac{1}{g_m}$$

Attenzione ad un particolare. Spesso si considera R_D di valore ∞ . In questa circostanza abbiamo che:

$$R_{iaperto_∞} = \infty$$

Saremmo quindi portati a credere che R_{if_Serie} sia di valore altrettanto ∞ . In queste condizioni però abbiamo anche che:

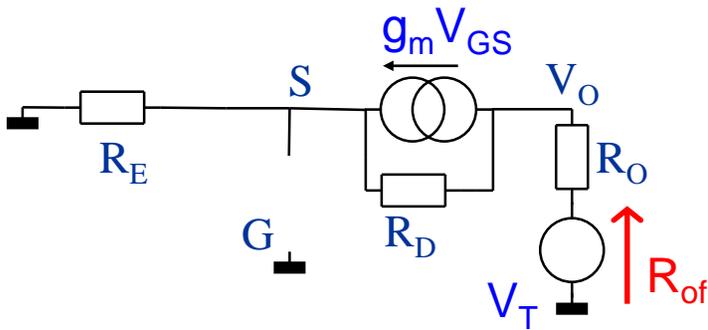
$$T_{i∞} = -g_m R_D \xrightarrow{R_D = \infty} -\infty$$

Perciò saremmo di fronte ad un caso di indecisione visto che l'impedenza di ingresso ad anello chiuso dovrebbe risultare il rapporto tra queste 2 quantità.

Di fatto il lim per $R_D \rightarrow \infty$ del rapporto è finito e tende a $1/g_m$.

Perciò occorre verificare se non si incorra in un caso di indecisione quando si vogliono assumere condizioni approssimate estreme.

Configurazione GC - DC: impedenza di uscita (4)



$$T_{\text{JFET}} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_O}$$

Condizione $g_m=0$:

$$R_{\text{oaperto}} = R_D + R_O + R_E$$

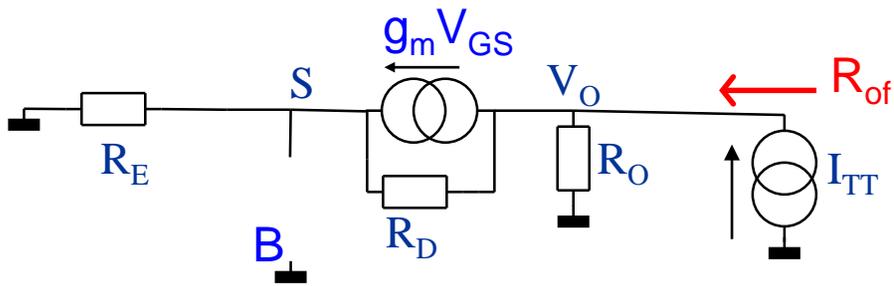
Quindi:

$$\begin{aligned} R_{\text{of}} &= R_{\text{oaperto}} (1 - T_{\text{JFET}}) = (R_D + R_O + R_E) \left(1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + R_O} \right) \\ &= R_E + R_O + R_D (1 + g_m R_E) \end{aligned}$$

Facilmente si verifica che:

$$\begin{aligned} R_{\text{of}} &= R_O + \left[R_{\text{oaperto}} (1 - T_{\text{JFET}}) \right]_{R_O=0} \\ &= R_O + R_{\text{oaperto}} \Big|_{R_O=0} (1 - T_{\text{JFET}}) \Big|_{R_O=0} \end{aligned}$$

Configurazione GC - DC: impedenza di uscita (5)



Abbiamo che:

$$R_{o\text{aperto}} = (R_D + R_E) \parallel R_o = R_{o_aperto_R_o=0} \parallel R_o$$

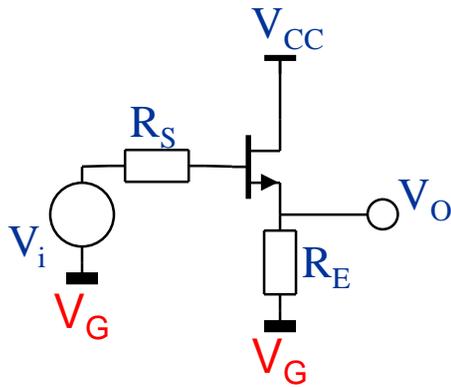
Ed anche:

$$T_{o0} = \lim_{R_o \rightarrow 0} T = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E}$$

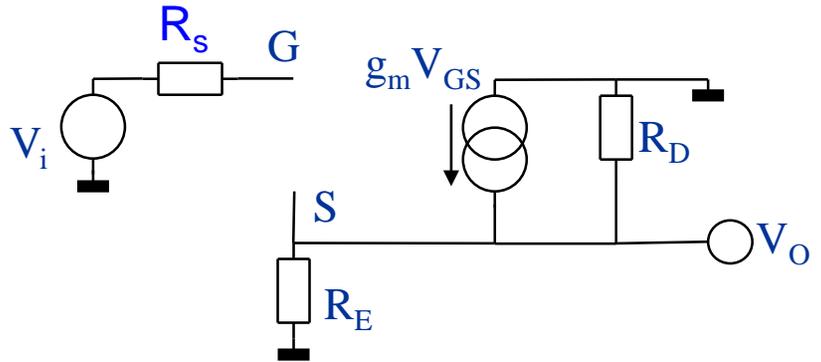
Di conseguenza:

$$R_{of} = (R_D + R_E)(1 - T_{o0}) \parallel R_o = [R_E + (1 + g_m R_E) R_D] \parallel R_o$$

Configurazione Drain - Comune DC - DC: Gain (1)



$$T_{JFET} = -\frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E}$$



Il guadagno diretto (imponendo $g_m=0$) risulta ovviamente:

$$A_{DIR} = 0$$

Invece se $g_m=\infty$ otteniamo $1/\beta$:

$$\beta = 1$$

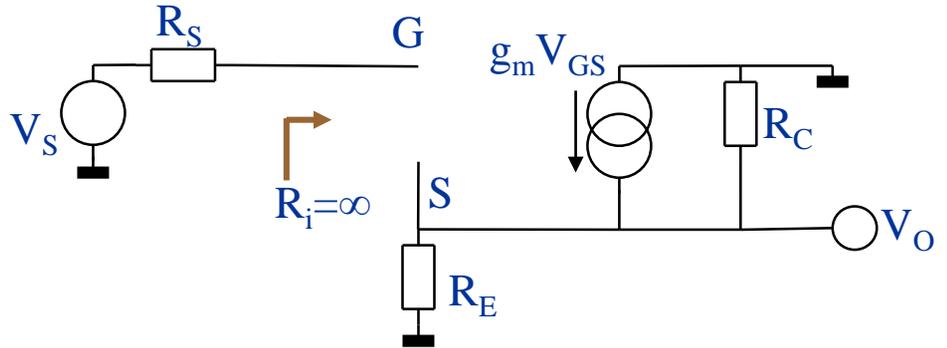
E quindi:

$$\begin{aligned} V_O &= \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E} \frac{1}{1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E}} = \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E + g_m R_D R_E} \\ &= \frac{R_D R_E g_m}{[R_E + R_D (1 + g_m R_E)]} V_i \xrightarrow{R_D=\infty} \frac{R_E g_m}{1 + g_m R_E} V_i = \frac{R_E}{\frac{1}{g_m} + R_E} V_i \end{aligned}$$

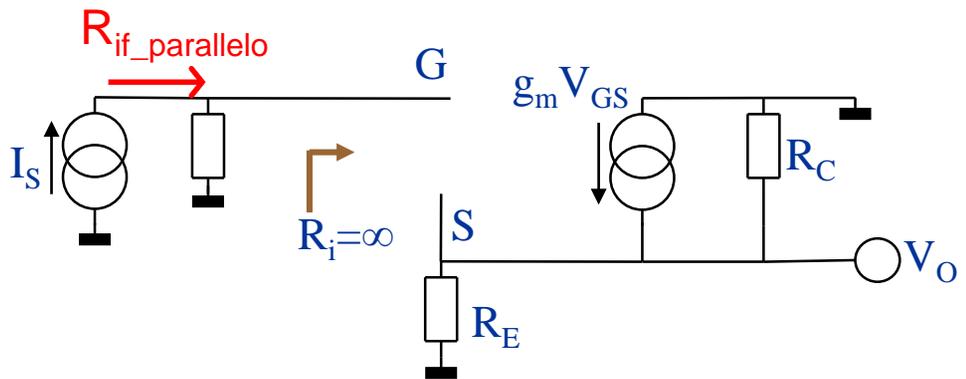
Al solito il segnale di uscita è la partizione tra l'impedenza di carico, rappresentata da R_E , e $1/g_m$, l'impedenza di uscita della struttura ad anello chiuso nell'ipotesi $R_E=\infty$

Configurazione DC - DC: Impedenza di ingresso (2)

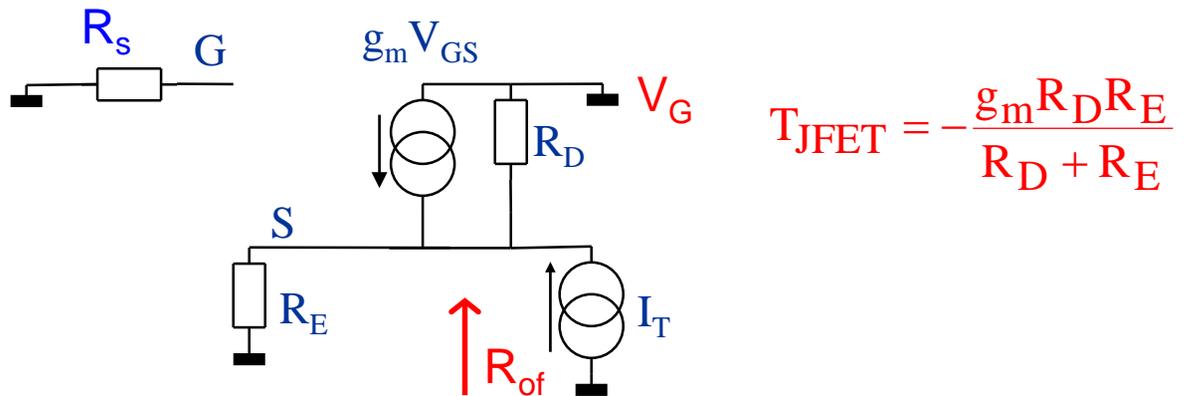
In queste condizioni l'impedenza di ingresso non può che risultare ∞ , visto che è il prodotto di una impedenza molto grande per 1-T, anch'esso un numero molto grande.



Supponendo di eccitare l'ingresso con un generatore di corrente risulterà che l'impedenza di ingresso sarà esclusivamente fornita dall'impedenza di sorgente, R_S .



Configurazione DC - DC: Impedenza di uscita (3)



Se $g_m=0$:

$$R_{oaperto} = R_D \parallel R_E$$

Quindi:

$$R_{of} = \frac{R_{oaperto}}{1 - T_{JFET}|_{R_o=0}} = \frac{R_D \parallel R_E}{1 + \frac{g_m R_D R_E}{R_D + R_E}} = \frac{R_D R_E}{R_E + R_D (1 + g_m R_E)}$$

$$\xrightarrow{R_D \rightarrow \infty} \frac{R_E}{1 + g_m R_E} = R_E \parallel (1/g_m)$$

Considerata la configurazione deve anche valere che:

$$R_{of} = R_E \parallel \left[R_{oaperto} (1 - T_{JFET}) \right]_{R_E = \infty}$$

$$= R_E \parallel \left[R_{oaperto} \Big|_{R_E = \infty} (1 - T_{JFET})_{R_E = \infty} \right]_{R_E = \infty}$$

$$= R_E \parallel \left[\frac{R_D}{1 + g_m R_D} \right]$$