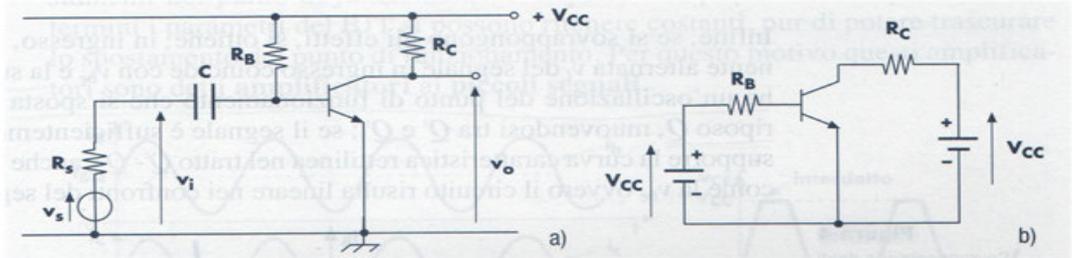
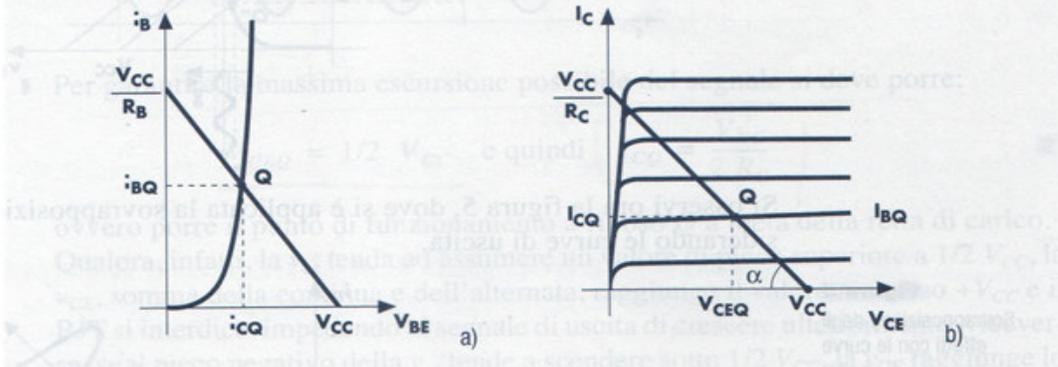


Amplificatore a Emittitore comune senza carico e con generatore di tensione alternata V_s



Considerando la sola componente continua

Il condensatore C , detto **di accoppiamento**, serve per bloccare la componente continua; al contrario, non si oppone al segnale alternato v_i , supponendo, alla frequenza del segnale, la reattanza trascurabile rispetto alla resistenza equivalente in serie al condensatore.

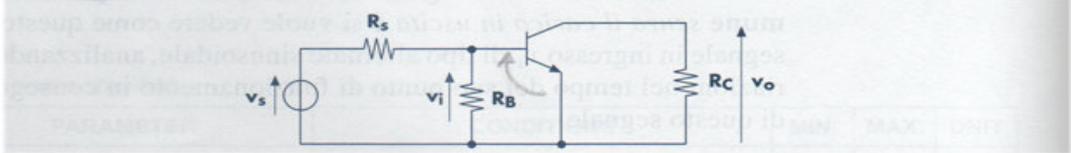


Caratteristiche di ingresso e di uscita con retta di carico statica e punto di funzionamento a riposo Q

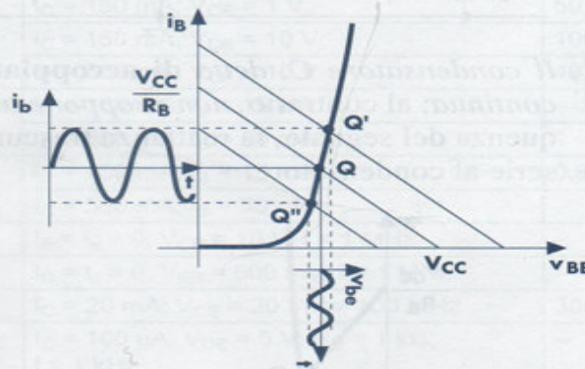
con inclinazione α

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{1}{R_C}$$

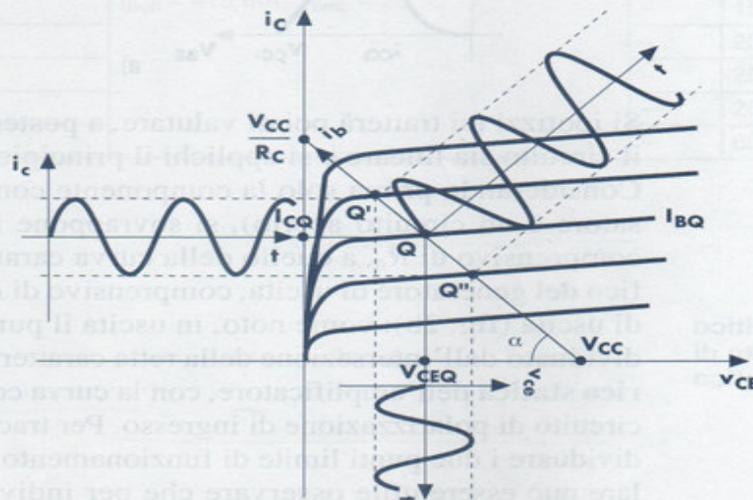
Si supponga ora di considerare solo l'effetto del segnale alternato (senza dimenticare però che la componente continua, anche se non considerata, risulta sempre presente per garantire il corretto funzionamento del circuito e, in particolare, la corretta polarizzazione): C va inteso come un cortocircuito e anche il generatore in continua (supposto ideale) diventa un cortocircuito e in conseguenza R_C rappresenta il carico in uscita (fig. 3). In altri termini si può dire che la retta di carico statica corrisponde alla retta di carico dinamica.

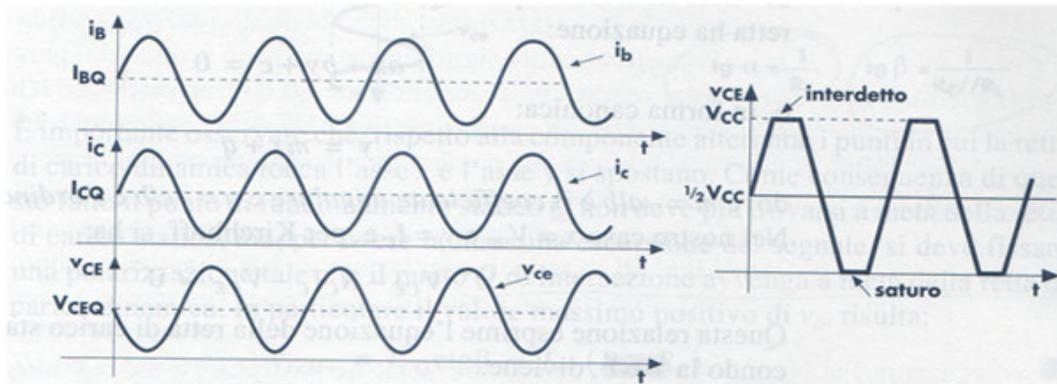


Infine, se si sovrappongono gli effetti, si ottiene, in ingresso, la figura 4: la componente alternata v_i del segnale in ingresso coincide con v_{be} e la sua variazione determina un'oscillazione del punto di funzionamento che si sposta dalla sua posizione a riposo Q , muovendosi tra Q' e Q'' ; se il segnale è sufficientemente piccolo da potere supporre la curva caratteristica rettilinea nel tratto $Q'-Q''$, anche la i_b risulta sinusoidale come la v_{be} ovvero il circuito risulta lineare nei confronti del segnale alternato.



Si osservi ora la figura 5, dove si è applicata la sovrapposizione degli effetti considerando le curve di uscita.





► Per garantire la massima escursione possibile del segnale si deve porre:

$$V_{CEQ} = 1/2 V_{CC} \quad \text{e quindi} \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2 R_C} \quad \mathbf{2}$$

ovvero porre il punto di funzionamento a riposo Q a metà della retta di carico. Qualora, infatti, la v_{ce} tenda ad assumere un valore di picco superiore a $1/2 V_{CC}$, la v_{ce} , somma della continua e dell'alternata, raggiunge il valore massimo $+V_{CC}$ e il BJT si interdice, impedendo al segnale di uscita di crescere ulteriormente; viceversa, se il picco negativo della v_{ce} tende a scendere sotto $1/2 V_{CC}$, la v_{ce} raggiunge lo zero e quindi il BJT satura, impedendo al segnale in uscita di decrescere ulteriormente (fig. 7: il fenomeno che determina queste deformazioni è detto *clipping*):

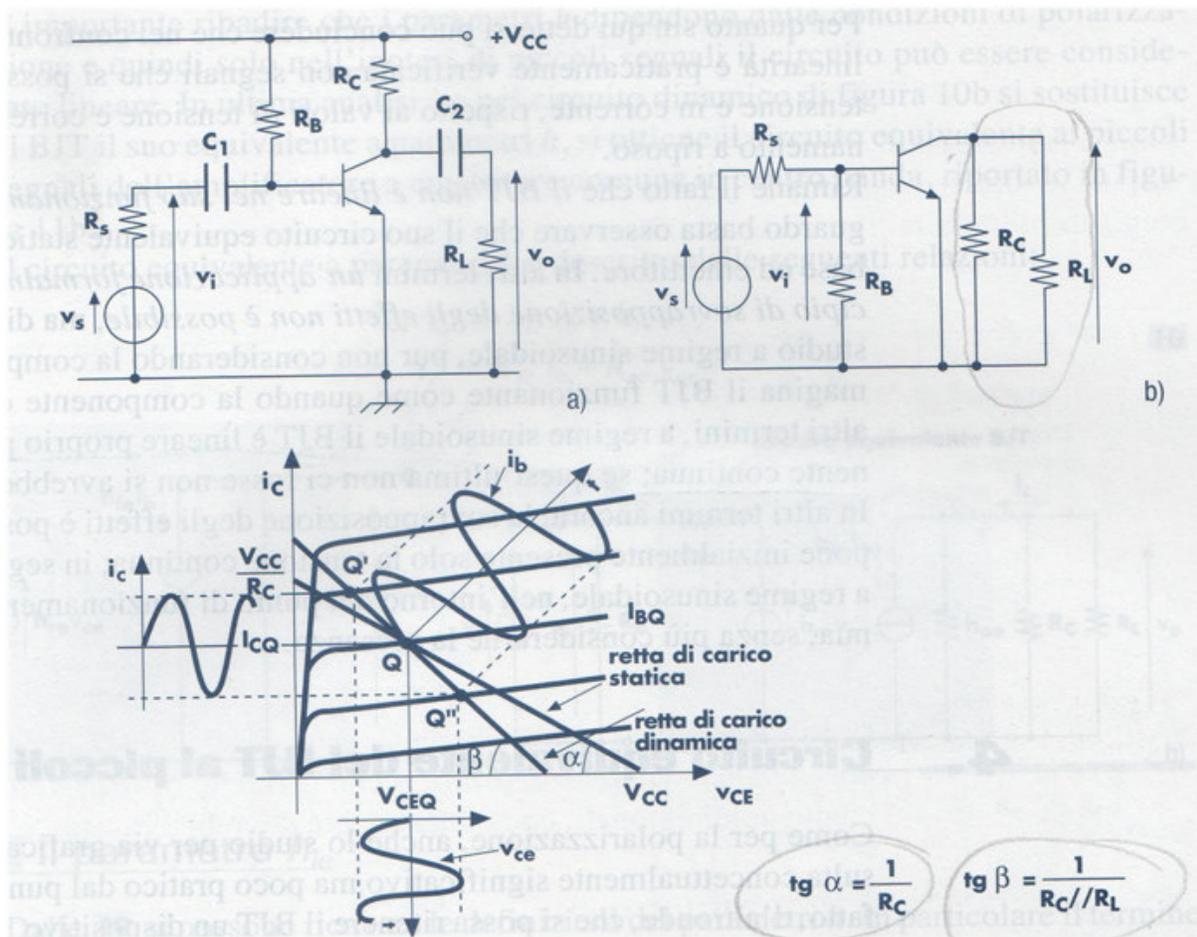
Amplificatore a Emettitore comune con carico in uscita

Si consideri ora il circuito di figura 8a; in questo caso la presenza di un carico in alternata R_L (C_2 impedisce alla componente continua di entrare in R_L ma, come C_1 , lascia passare la componente alternata) determina una situazione diversa: mentre il carico statico non cambia, quello dinamico risulta pari al parallelo di R_C con R_L (fig. 8b).

In conseguenza di questo fatto *la retta di carico statica non coincide con quella dinamica* (fig. 9) e quindi, immaginando di scomporre il punto di funzionamento in due componenti, si può dire che la sua componente dinamica si muove lungo la retta di carico dinamica. L'intersezione delle due rette rappresenta, ovviamente, il punto di funzionamento a riposo (dove la componente dinamica è nulla).

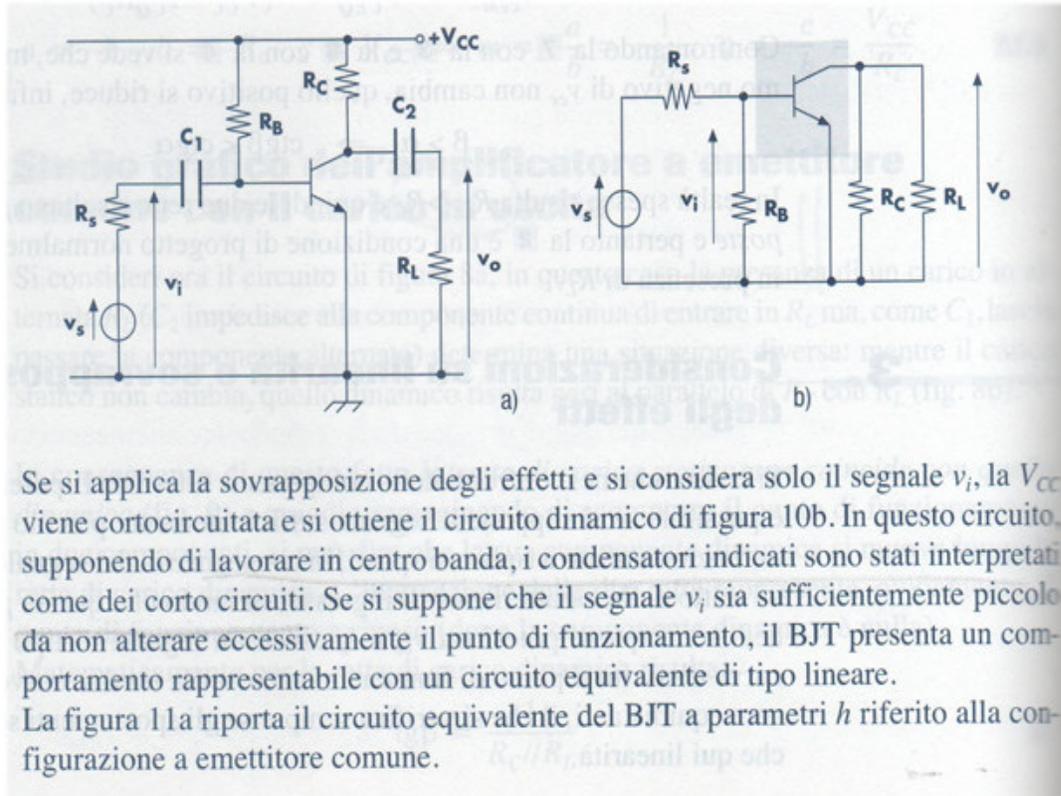
Matematicamente per la retta di carico dinamica risulta:

$$\text{tg} \beta = \frac{1}{R_C // R_L} \quad \mathbf{6}$$



In realtà spesso risulta $R_L \gg R_C$ e quindi le due rette risultano *praticamente sovrapposte* e pertanto la **2** è una condizione di progetto normalmente accettabile anche in presenza di R_L .

Circuito equivalente ai piccoli segnali a parametri h

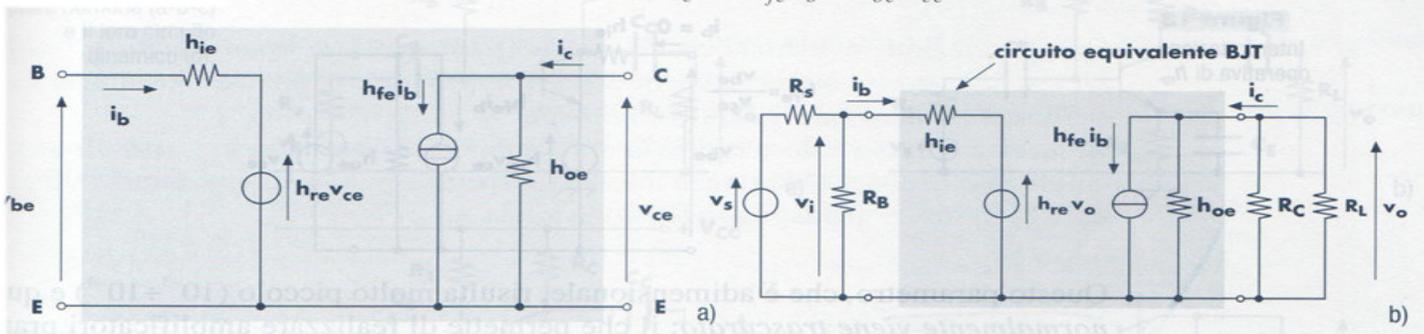


Il circuito equivalente a parametri h è descritto dalle seguenti relazioni:

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

10

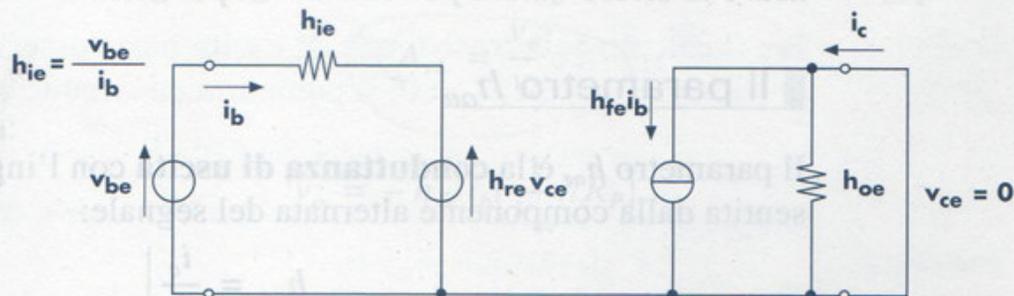


Il parametro h_{ie}

Dalle **10** si possono ricavare le definizioni dei parametri h . In particolare il termine h_{ie} rappresenta la **resistenza dinamica** o **differenziale** tra base ed emettitore, ovvero la **resistenza di ingresso** (i come *input*) del BJT a emettitore comune (e come *emitter*) nell'intorno del punto di funzionamento, sentita dalla componente alternata del segnale con l'uscita cortocircuitata:

$$h_{ie} = \left. \frac{v_{be}}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} \quad \mathbf{11}$$

Per la comprensione operativa di questa definizione si osservi la figura 12 dove si è supposto di applicare in ingresso un generatore di tensione e di cortocircuitare l'uscita.



Come si vede, se si cortocircuita l'uscita ($v_{ce} = 0$) il termine $h_{re}v_{ce}$ si annulla e il rapporto tensione-corrente in ingresso coincide con h_{ie} . Il valore di h_{ie} dipende dal valore della corrente di polarizzazione I_B e va da alcune centinaia di ohm fino ad alcuni kilohm e può essere calcolato, con buona approssimazione, con la relazione:

$$h_{ie} = \frac{0,026}{I_B}$$

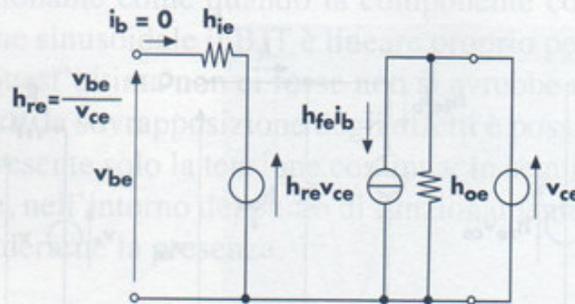
Il parametro h_{re}

Il termine h_{re} rappresenta l'**amplificazione inversa di tensione** (*r* come *reverse*) nella configurazione a emettitore comune, ovvero *evidenzia la capacità del BJT di trasferire in ingresso il segnale applicato in uscita*:

$$h_{re} = \left. \frac{v_{be}}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0} \quad \mathbf{13}$$

La **13** può essere compresa operativamente osservando la figura 13.

Figura 13
Interpretazione operativa di h_{re} .



Questo parametro, che è adimensionale, risulta molto piccolo ($10^{-3} \div 10^{-4}$) e quindi *normalmente viene trascurato*; il che permette di realizzare amplificatori praticamente unidirezionali, come idealmente dovrebbe essere.

Il parametro h_{fe}

Il parametro h_{fe} esprime il **guadagno di corrente** in avanti (*f* come *forward*) nella configurazione a emettitore comune e con l'uscita cortocircuitata, valutato rispetto alla componente alternata del segnale:

$$h_{fe} = \left. \frac{i_c}{i_b} \right|_{v_{ce} = 0} \quad \mathbf{14}$$

Per la giustificazione operativa della **14** ci si può riferire alla figura 14.

Anche se concettualmente esiste differenza tra h_{FE} e h_{fe} , i due valori risultano numericamente simili e quindi, *in mancanza di indicazioni più precise, è possibile usare lo stesso valore per entrambi i parametri*.

Il parametro h_{oe}

Il parametro h_{oe} è la **conduttanza di uscita** con l'ingresso aperto (*o* come *output*), sentita dalla componente alternata del segnale:

$$h_{oe} = \left. \frac{i_c}{v_{ce}} \right|_{i_b = 0}$$

15

Operativamente questo parametro è interpretabile come in figura 15. Numericamente assume un valore molto piccolo ($10 \div 100 \text{ m}\Omega^{-1}$) e quindi spesso viene trascurato, ovvero *si considera il generatore di corrente comandato da i_b ideale*.

Figura 14
Interpretazione operativa di h_{fe}

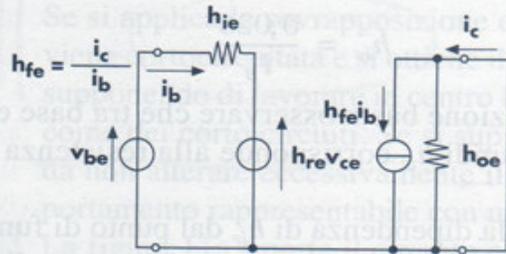
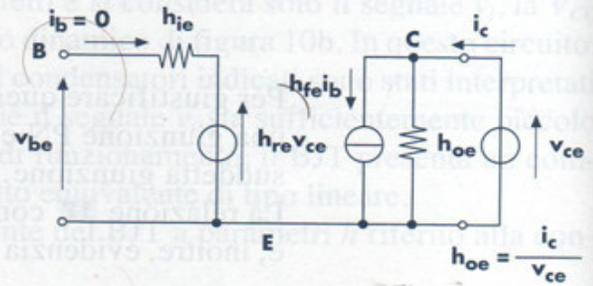


Figura 15
Interpretazione del significato di h_{oe}



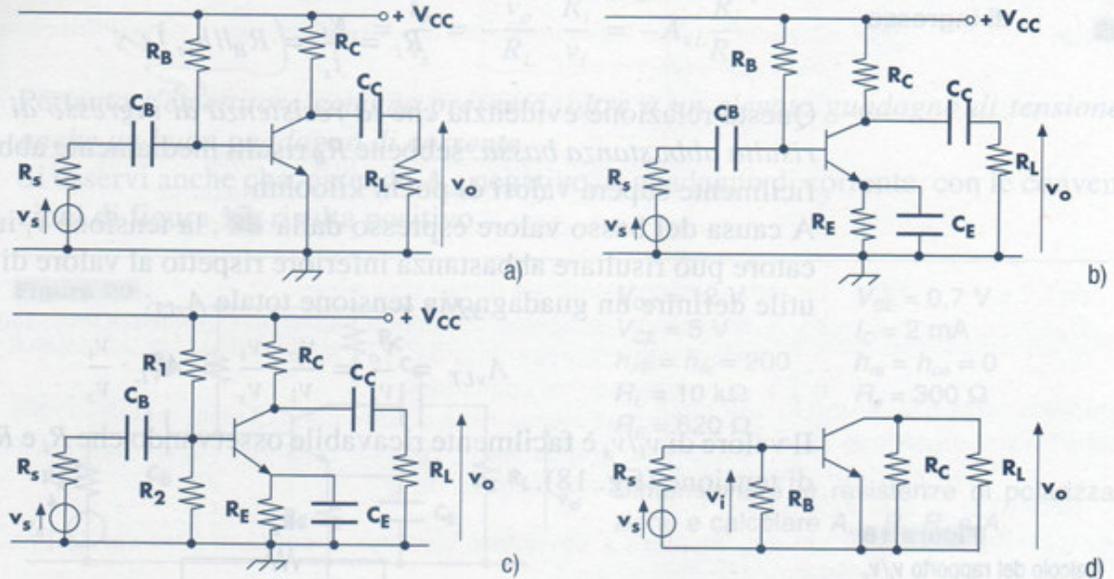
5. Studio analitico dell'amplificatore a emettitore comune

Laboratorio C2.1

Nelle figure 16a, 16b e 16c sono riportati tre casi classici di amplificatori a emettitore comune, infatti il condensatore C_E (detto di **by-pass**) cortocircuita in alternata la R_E e quindi in termini dinamici sono tutti riconducibili al circuito di figura 16d; in particolare, per il caso di figura 16c si ha $R_B = R_1 // R_2$.

Figura 16

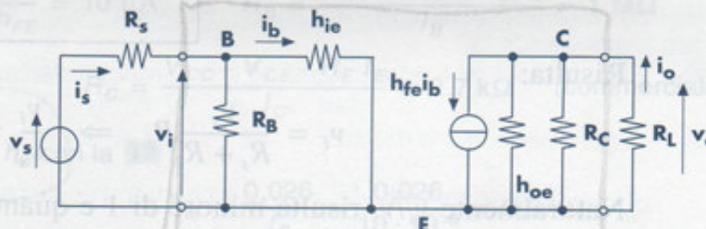
tre casi di amplificatori a emettitore comune (a-b-c) e il loro circuito dinamico (d).



Se, come si verifica normalmente, è trascurabile l'effetto di h_{re} , il circuito equivalente ai piccoli segnali a parametri h è quello di figura 17.

Figura 17

Circuito equivalente a parametri h dell'amplificatore a emettitore comune ottenuto trascurando gli effetti di h_{re} .



Guadagno di tensione

Per il calcolo del **guadagno di tensione** in presenza del carico R_L , posto:

$$A_{vL} = \frac{v_o}{v_i} \quad 16$$

si ricava:

$$v_o = -h_{fe} i_b \left(\frac{1}{h_{oe}} // R_P \right) \quad 17$$

dove:

$$R_P = R_C // R_L \quad 18$$

Risulta poi:

$$v_i = h_{ie} i_b \quad 19$$

e quindi si ottiene:

$$A_{vL} = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{h_{fe} \left(\frac{1}{h_{oe}} // R_P \right)}{h_{ie}} \approx -\frac{h_{fe} R_P}{h_{ie}} \quad 20$$

Come si vede dal segno $-$, si tratta di un **amplificatore invertente** e inoltre, come fatto negativo, si può notare la netta dipendenza del guadagno di tensione dai parametri del BJT. Se interessa il guadagno di tensione a vuoto A_v , ovvero con $R_L = \infty$, basta porre nella **20**:

$$R_P = R_C \quad 21$$

Risultando la R_p espressa dalla **21** più grande di quella espressa dalla **18**, si ottiene, come prevedibile, che $|A_v| > |A_{vL}|$.

In molti casi h_{oe} assume un valore molto piccolo, rispetto a $1/R_C$ e $1/R_L$, e quindi, in prima approssimazione, nella **20** si può porre il termine tra parentesi $\approx R_p$ (nei BJT di recente produzione, nella maggioranza dei casi i parametri h_{re} e h_{oe} sono trascurabili e quindi i relativi valori non vengono neppure dichiarati).

Resistenza di ingresso

Per quanto riguarda la **resistenza di ingresso** dell'amplificatore si ricava subito che:

$$R_i = \frac{v_i}{i_s} = (R_B // h_{ie}) \quad \mathbf{22}$$

Questa relazione evidenzia che *la resistenza di ingresso di un emettitore comune risulta abbastanza bassa*: sebbene R_B risulti mediamente abbastanza alta, la h_{ie} difficilmente supera valori di pochi kilohm.

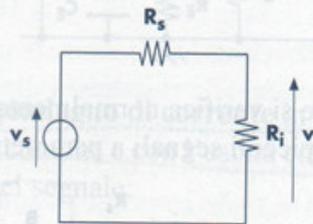
A causa del basso valore espresso dalla **22**, la tensione v_i in ingresso all'amplificatore può risultare abbastanza inferiore rispetto al valore di v_s e quindi può essere utile definire un guadagno in tensione totale A_{vLT} :

$$A_{vLT} = \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \cdot \frac{v_i}{v_s} = A_{vL} \cdot \frac{v_i}{v_s} \quad \mathbf{23}$$

Il valore di v_i/v_s è facilmente ricavabile osservando che R_i e R_s formano un partitore di tensione (fig. 18).

Figura 18

Calcolo del rapporto v_i/v_s .



Risulta:

$$v_i = \frac{v_s}{R_s + R_i} R_i \Rightarrow \frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad \mathbf{24}$$

Naturalmente v_i/v_s risulta minore di 1 e quanto più R_i è maggiore di R_s tanto più questo rapporto si avvicina a 1 (ovvero $A_{vLT} \rightarrow A_{vL}$).

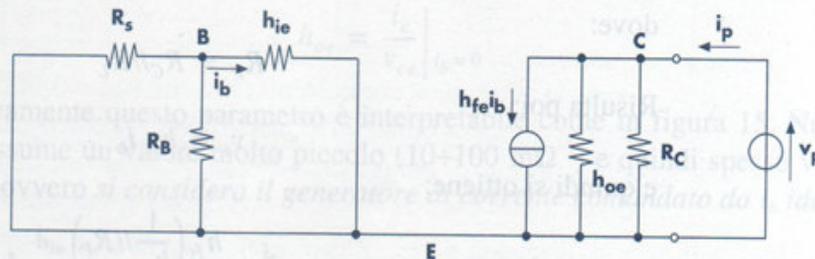
Resistenza di uscita

Per il calcolo della **resistenza di uscita** basta osservare (fig. 19) che il generatore comandato, essendo $i_b = 0$, si comporta da circuito aperto e quindi risulta:

$$R_o = \frac{v_p}{i_p} = \frac{1}{h_{oe}} // R_C \quad \mathbf{25}$$

Figura 19

Calcolo della resistenza di uscita dell'amplificatore a emettitore comune.



Se è trascurabile l'effetto di h_{oe} , la **25** diviene:

$$R_o \approx R_C \quad \mathbf{26}$$

Poiché la R_C può assumere valori anche di alcuni kilohm *la resistenza di uscita dell'amplificatore a emettitore comune è abbastanza alta* e come tale non risulta sempre ottimale ai fini dell'amplificazione di tensione (si ricordi che idealmente dovrebbe essere $R_o = 0$).

Guadagno di corrente

Volendo, infine, ricavare il **guadagno di corrente**, posto:

$$A_i = \frac{i_o}{i_s} \quad \mathbf{27}$$

si ottiene:

$$i_s = \frac{v_i}{R_i} \quad \text{e} \quad i_o = -\frac{v_o}{R_L} \quad \mathbf{28}$$

e quindi:

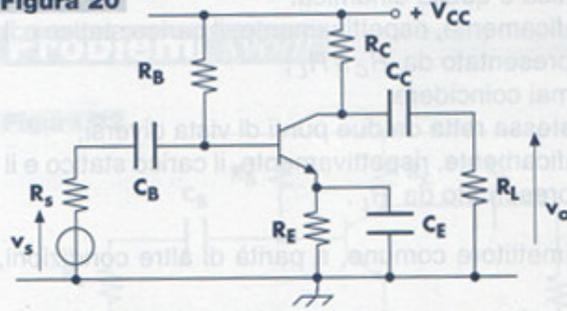
$$A_i = \frac{i_o}{i_s} = -\frac{v_o}{R_L} \cdot \frac{R_i}{v_i} = -A_{vL} \frac{R_i}{R_L} \quad \mathbf{29}$$

Pertanto *l'emettitore comune presenta, oltre a un elevato guadagno di tensione, anche un buon guadagno di corrente.*

Si osservi anche che, essendo A_{vL} negativo, il guadagno di corrente, con le convenzioni di figura 17, risulta positivo.

Esempio 1

Figura 20



$V_{CC} = 12 \text{ V}$ $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$
 $V_{CE} = 5 \text{ V}$ $I_C = 2 \text{ mA}$
 $h_{FE} = h_{fe} = 200$ $h_{ie} = h_{oe} = 0$
 $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ $R_s = 300 \Omega$
 $R_E = 620 \Omega$

Dimensionare le resistenze di polarizzazione e calcolare A_{vL} , R_i , R_o e A_i .

Considerando i condensatori dei circuiti aperti si studia la polarizzazione e si ottiene:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = 10 \mu\text{A} \quad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E}{I_B} = 1 \text{ M}\Omega \quad (\text{commerciale})$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE} - R_E I_E}{I_C} = 2,7 \text{ k}\Omega \quad (\text{commerciale})$$

Si calcola ora h_{ie} con la **12**:

$$h_{ie} = \frac{0,026}{I_B} = \frac{0,026}{10 \cdot 10^{-6}} = 2,6 \text{ k}\Omega$$

Dalla **20** si ricava A_{vL} :

$$A_{vL} = -\frac{h_{fe} R_P}{h_{ie}} = -\frac{200 \cdot 2,12 \cdot 10^3}{2,6 \cdot 10^3} \approx -163$$

con:

$$R_P = R_C // R_L \approx 2,12 \text{ k}\Omega$$

Dalla **22** si ricava la resistenza di ingresso:

$$R_i = R_B // h_{ie} \approx 2,6 \text{ k}\Omega$$

Si ricava ora il rapporto v_i/v_s :

$$\frac{v_i}{v_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx 0,896$$

Quindi il guadagno di tensione complessivo risulta:

$$A_{vLT} = A_{vL} \frac{v_i}{v_s} \approx -146$$

Per il calcolo della resistenza di uscita si pone:

$$R_o = R_C = 2,7 \text{ k}\Omega$$

Infine, il guadagno di corrente risulta:

$$A_i = -A_{vL} \frac{R_i}{R_L} = 163 \frac{2,6}{10} \approx 42,4$$