# Capitolo 9

# Amplificatori a transistor bipolari

## 9.1 Introduzione

In questa parte ci occuperemo delle strutture più frequentemente adoperate nella realizzazione degli amplificatori a transistor. Il termine "amplificatore" può voler dire un'amplificazione dell'ampiezza di un segnale di tensione, di corrente, di potenza, ma può anche implicare una trasformazione di un segnale in tensione in un segnale di corrente, o viceversa. Se l'amplificatore fornisce in uscita una replica amplificata del segnale in tensione presente in ingresso, esso è un amplificatore di tensione. Il guadagno à allora definito come:

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

Analogamente, se l'amplificatore fornisce in uscita una replica amplificata del segnale di corrente presente in ingresso, essa è un amplificatore di corrente, per il quale il guadagno è definito da:

$$A_i = \frac{i_{out}}{i_{in}}$$

Notiamo che un amplificatore di tensione avrà in genere una bassa impedenza d'uscita, mentre l'opposto è vero per un amplificatore di corrente.

Se un segnale di tensione $v_{in}$ in ingresso è trasformato in un segnale di corrente $i_{out}$ in uscita, si dice che si ha un amplificatore a "transconduttanza" per il quale il guadagno è:

$$G = \frac{i_{out}}{v_{in}}$$

dove G ha le dimensioni di $\Omega^{-1}$.

Analogamente, se un segnale di corrente $i_{in}$ in ingresso è trasformato in un segnale di tensione $v_{ou}$ in uscita, avremo un guadagno:

$$R = \frac{v_{out}}{i_{in}}$$

si dice in tal caso che l'amplificatore è a "transresistenza". Un amplificatore a transconduttanza ha in genere un'elevata impedenza d'ingresso ed un'elevata impedenza d'uscita.

Un amplificatore a transresistenza ha una bassa impedenza d'ingresso ed una bassa impedenza d'uscita.

In questo capitolo ci occuperemo di discutere le strutture base di alcuni tipi di amplificatori. Ci limiteremo a cercare di comprendere la risposta di tali circuiti a segnali di piccola ampiezza, in modo da poter calcolare i parametri che caratterizzano il circuito facendo uso del modello a parametri h. I parametri che, di volta in volta, calcoleremo sono il guadagno, la resistenza d'ingresso $R_i$ e quella d'uscita d'uscita $R_o$.

Trascureremo gli effetti dovuti alle capacità delle giunzioni ed ai condensatori di accoppiamento e/o di bypass. La risposta che calcoleremo sarà quindi quella riscontrabile ove tali effetti capacitivi possono essere trascurati, cioè entro la "banda passante" dell'amplificatore.

## 9.2 Inseguitore di emettitore

Esaminiamo l'amplificatore ad inseguitore di emettitore, o emitter follower mostrato in figura 9.1. Questo è anche noto come "amplificatore a collettore comune".

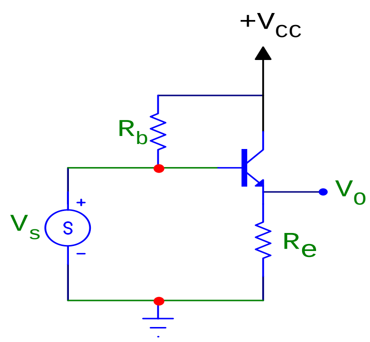


Figura 9.1:

Ammettiamo di aver fissato valori delle resistenze in modo da stabilire il punto di lavoro più opportuno.

Calcoleremo:

(a) il guadagno in tensione

(b) il guadagno in corrente

(c) la resistenza d'ingresso

(d) la resistenza d'uscita

Usiamo il modello a parametri h, con i soli parametri $h_{ie}$ ed $h_{fe}$. Ammettiamo cioè che siano trascurabili i parametri $h_{oe}$ ed $h_{re}$.

### 9.2.1 Guadagno in tensione

Con riferimento al circuito equivalente di figura 9.2 avremo:

$$i_e = i_b + i_c = i_b(1 + h_{fe}) \tag{9.1}$$

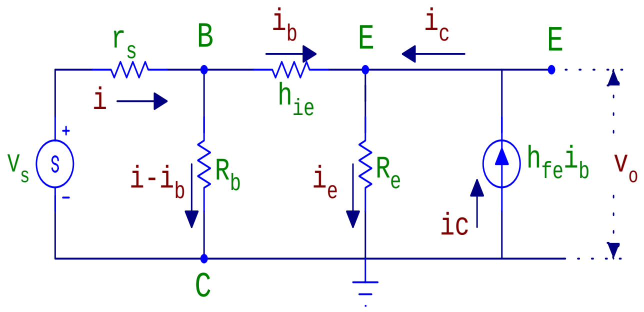


Figura 9.2:

$$v_o = R_e i_e = (1 + h_{fe}) R_e i_b \tag{9.2}$$

$$v_s = r_s i + R_b(i - i_b) = (r_s + R_b)i - R_b i_b \tag{9.3}$$

$$R_b(i - i_b) = h_{ie} i_b + R_e(1 + h_{fe}) i_b \tag{9.4}$$

Dalla 9.3 otteniamo:

$$i = \frac{v_s + R_b i_b}{r_s + R_b}$$

mentre dalla 9.4 si ha:

$$R_b \frac{v_s + R_b i_b}{r_s + R_b} - R_b i_b = h_{ie} i_b + R_e(1 + h_{fe}) i_b$$

Da questa segue poi:

$$\frac{R_b}{r_s + R_b} v_s = \left[ h_{ie} + R_e(1 + h_{fe} + R_b - \frac{R_b}{r_s + R_B} R_b \right] i_b$$

cioè:

$$R_b v_s = i_b \left[ h_{ie}(r_s + R_b) + R_e(1 + h_{fe})(r_s + R_b) + R_b(r_s + R_b) - R_b^2 \right]$$

dalla 9.2 segue:

$$i_b = \frac{v_o}{(1 + h_{fe}) R_e}$$

che, sostituita nell'ultima relazione scritta, fornisce:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{(1 + h_{fe}) R_e R_b}{h_{ie}(r_s + R_b) + R_e(1 + h_{fe})(r_s + R_b) + r_s R_b} =$$

$$= (1 + h_{fe} \frac{R_e R_b}{r_s + R_b} \frac{1}{h_{ie} + R_e(1 + h_{fe}) + \frac{r_s R_b}{r_s + R_b}}$$

Se è poi:

$$(1 + h_{fe}) \gg h_{ie} + \frac{r_s R_b}{r_s + R_b}$$

segue:

$$A_v = \frac{R_b}{r_s + R_b}$$

cioè $A_v$ dipende solo dalle resistenze $r_s$ ed $R_b$.
Se inoltre è: $r_s \ll R_b$ si ha:

$$A_v \cong 1 \texttt{(positivo)}$$

### 9.2.2 Resistenza d'ingresso

Questa è definita come:

$$R_i = \frac{v_s}{i}$$

Dalla 9.4 otteniamo:

$$i_b = \frac{R_b i}{R_b + h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

e dalla 9.3:

$$v_s = (R_b + r_s)i - R_b i_b = (R_b + r_s)i - \frac{R_b^2 i}{R_b + h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

Ne segue:

$$R_i = \frac{v_s}{i} = \frac{R_b r_s + h_{ie}(R_b + r_s) + R_e(1 + h_{fe})(R_b + r_s)}{R_b + h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

Se $r_s$ può esser trascurato, questa diventa:

$$R_i = R_b \frac{h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}{R_b + h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

che è il parallelo di $R_b$ e di $h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})$. Questo vuol dire che l'impedenza intrinseca del circuito (ignorando $R_b$) è:

$$R_{in} = h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})$$

Se ad esempio è:

$$h_{ie} = 1\ k\Omega\ ,\ h_{fe} = 100\ ,\ R_b = 10\ k\Omega\ ,\ R_e = 1\ k\Omega$$

troveremo:

$$R_{in} \approx 100\ k\Omega$$

ed:

$$R_i \approx 10\ k\Omega$$

Cioè l'impedenza d'ingresso intrinseca $R_{in}$ dell'emitter follower è elevata.

### 9.2.3 Impedenza d'uscita

Per calcolare $R_{out}$, poniamo $R_e = \infty$, $v_s = 0$ (cioè cortocircuitiamo il generatore) ed immaginiamo di applicare tra emettitore e massa un segnale di tensione v. Calcoliamo la corrente $i$ erogata e poi $R_{out}$ come:

$$R_{out} = \frac{v}{i}$$

Il circuito diventa quello di figura 9.3, dove si è trascurato $R_b$ rispetto ad $r_s$..

Avremo:

$$v = -(r_s + h_{ie})i_b$$

$$i = -(1 + h_{fe})i_b$$

per cui:

$$R_{out} = \frac{v}{i} = \frac{r_s + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

Se ad esempio fosse $r_s \approx 0$, $h_{ie} = 1\ k\Omega$ ed $h_{fe} = 100$, avremmo $R_{out} \cong 10\ \Omega$.

La resistenza "vista" guardando nei terminali d'uscita è poi il parallelo di $R_{out}$ ed $R_e$.

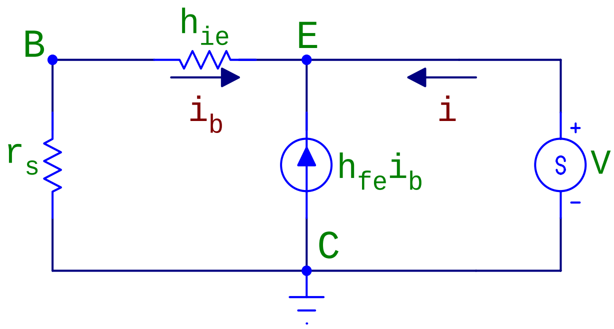


Figura 9.3:

### 9.2.4 Guadagno in corrente

Con riferimento alla figura 9.4 (a), questo è definito come:

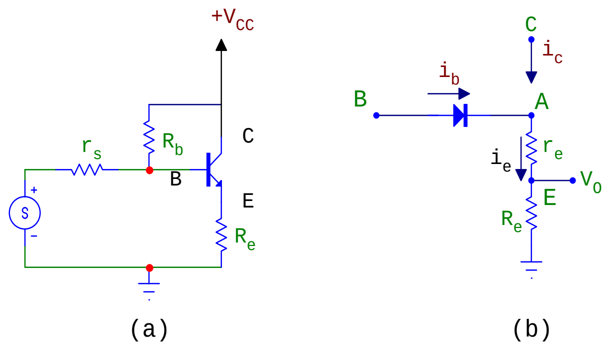


Figura 9.4:

$$A_i = \frac{i_e}{i}$$

Avremo allora:

$$A_i \equiv \frac{i_e}{i} = \frac{i_e}{i_b}\frac{i_b}{i} = (1 + h_{fe})\,\frac{R_b}{R_b + h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

se, come nell'esempio fatto in precedenza, è $R_{in} = h_{ie} + R_e(1 + h_{fe}) \gg R_b$, avremo:

$$A_i = \frac{R_b}{R_{in} + R_b}\,(1 + h_{fe}) \approx \frac{R_b}{R_{in}}\,(1 + h_{fe})$$

Il guadagno in corrente tra emettitore e base è comunque $(1 + h_{fe})$.

### 9.2.5 Calcolo approssimato dei parametri

I risultati ottenuti in modo "esatto", utilizzando il modello a parametri h, possono essere ottenuti in modo approssimato con considerazioni intuitive.

### Guadagno in tensione

Con riferimento alla figura 9.4 (a), osserviamo che, nella configurazione adoperata, l'ingresso (la base del transistor) e l'uscita (l'emettitore) sono separati soltanto da un diodo (la giunzione base-emettitore) polarizzato direttamente. Sappiamo d'altronde che la resistenza (differenziale) diretta di un diodo è:

$$r_e = \frac{25}{I(mA)}$$

per cui il circuito: base (ingresso)-uscita (emettitore) può esser ridisegnato come mostrato nella medesima figura, nella parte (b), dove abbiamo evidenziato il diodo (ideale) e la resistenza $r_e$ ad esso associata. Notiamo che:

$$V_A = V_B - 0.7$$

per cui:

$$\Delta V_A = \Delta V_B$$

D'altronde:

$$\Delta V_O = \Delta V_A \frac{R_e}{r_e + R_e} \approx \Delta V_A$$

e quindi:

$$A_v \cong \frac{\Delta V_O}{\Delta V_B} = \frac{\Delta V_O}{\Delta V_A} = \cong 1$$

Abbiamo, nel far ciò, ignorato la resistenza $r_s$ della sorgente, e quella di polarizzazione di base $R_b$. Tenendone conto il risultato cambia poco, come mostra il calcolo "esatto" visto in precedenza.

### Resistenza d'ingresso

La resistenza d'ingresso $R_{in}$ è:

$$R_{in} = \frac{v_b}{i_b}$$

dove:

$$i_b = \frac{i_e}{1 + h_{fe}} \quad e: \quad v_b \approx v_e$$

per cui:

$$R_{in} = \frac{v_e}{i_e}(1 + h_{fe}) = R_e (1 + h_{fe})$$

#### Impedenza d'uscita

Questa è definita come:

$$\frac{v_o \text{ (a circuito d'uscita aperto)}}{i_0 \text{ (a circuito d'uscita in corto)}}$$

dove $v_o \approx v_b$.

Se il circuito d'uscita è "in corto", cioè se $R_e$ è posto a 0 V (emettitore collegato-*per il segnale*-a massa) la corrente di base sarà:

$$i_b = \frac{v_b}{r_s}$$

e quindi:

$$i_e = \frac{v_b}{r_s}(h_{fe} + 1)$$

ne segue:

$$R_{out} = \frac{v_b}{\frac{v_b}{r_s}(1 + h_{fe})} = \frac{r_s}{1 + h_{fe}}$$

### 9.2.6 Emitter follower ad alta impedenza d'ingresso

La resistenza d'ingresso dell'emitter follower, come visto, è all'incirca:

$$h_{ie} + (h_{fe} + 1)\, R_e$$

Un amplificatore con un'impedenza d'ingresso molto elevato può essere ottenuto sostituendo il transistor adoperato con un transistor "Darlington", la cui struttura base è stata discussa in precedenza.

Si è visto che per essa si ha:

$$h_{fe} \approx h_{fe1} h_{fe2} \cong (h_{fet})^2$$

Un emitter follower realizzato con un Darlington avrà quindi un'impedenza d'ingresso estremamente elevata. Se ad esempio scegliamo $R_e = 5\ k\Omega$ ed utilizziamo un Darlington con $h_{fet} = 100$ e quindi con $h_{fe} = 10^4$, avremo un'impedenza d'ingresso di:

$$R_{in} = 5 \cdot 10^7\ \Omega = 50\ M\Omega$$

## 9.3 Amplificatore ad emettitore comune (CE)

Il circuito base di un amplificatore CE è mostrato in figura 9.5 (a), accanto al circuito utilizzabile per il calcolo delle caratteristiche, mostrato in (b):

Il guadagno in corrente è dato da:

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe} i_b}{i_b} = h_{fe}$$

La resistenza d'ingresso (senza tener conto di $r_s$) è poi:

$$R_i = \frac{v_{be}}{i_b} = h_{ie}$$

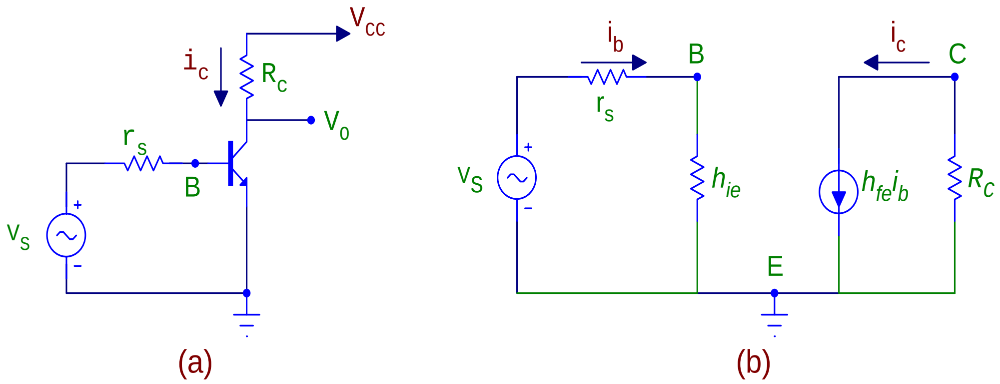


Figura 9.5:

Il guadagno in tensione $A_v$ può esser ottenuto dalla relazione (valida sempre):

$$A_v = -A_i \frac{R_c}{R_i}$$

Per dimostrarla, basta riscrivere $A_v$ come:

$$A_v = \frac{v_o}{v_b} = \frac{v_0/R_c}{v_b/R_c}\frac{R_i}{R_i} = \frac{v_o/R_c}{v_b/R_i}\frac{R_c}{R_i} = -\frac{i_c}{i_b}R_c R_i = -A_i \frac{R_c}{R_i}$$

(poichè $v_o = -R_c i_c$).
Ne segue:

$$A_v = -h_{fe}\frac{R_c}{h_{ie}} \quad (negativo)$$

Possiamo ricalcolare $A_v$ tenendo conto della resistenza $r_s$ della sorgente:

$$A_{vs} \equiv \frac{v_c}{v_s} = \frac{v_c}{v_b} v_b v_s = A_v \frac{v_b}{v_s} = A_v \frac{h_{ie}}{r_s + h_{ie}}$$

Ovviamente, se l'impedenza d'uscita del generatore, $r_s$ è trascurabile, ritroveremo $A_{vs} = A_v$.

Per calcolare infine l'impedenza d'uscita $R_o$, poniamo al solito $v_s = 0$, $R_c = \infty$; immaginiamo poi di applicare un segnale di tensione v tra collettore e massa, calcoliamo la corrente assorbita i e definiamo $R_o$ come:

$$R_o = \frac{v}{i}$$

Notiamo che, nel nostro circuito, con $v_s = 0$ si ha $i_b = 0$ e quindi $i_c = h_{fe} i_b = 0$. Ne segue:

$$R_o = \infty$$

In realtà, l'impedenza d'uscita non sarà infinita, se teniamo conto del parametro $h_{oe}$ che compare nel modello a parametri h completo. In tal caso si può vedere che l'impedenza d'uscita è all'incirca uguale ad $1/h_{oe}$, che è dell'ordine di 10 k.

## 9.4 Amplificatore CE con una resistenza sull'emettitore

L'aggiunta di una resistenza sull'emettitore aiuta a stabilizzare il punto di lavoro rispetto a variazioni nei parametri del transistor, ed in particolare rispetto a variazioni di $\beta = h_{fe}$. Se infatti il $\beta$ del transistor aumenta, ciò avrà come conseguenza un aumento della corrente di collettore e di emettitore. Tale aumento darà luogo ad una maggiore caduta di potenziale ai capi della resistenza di emettitore e, se il potenziale di base è fissato da un partitore, ad un minor valore di $VBE$ e quindi ad una minore corrente (effetto di feedback negativo).

Abbiamo già visto che il guadagno in tensione di un common-emitter è: $A_v = -h_{fe}R_c/h_{ie}$. Facciamo ora vedere che l'aggiunta di una resistenza sull'emettitore fa si che il guadagno in tensione divenga:

$$A_v = -\frac{R_c}{R_e}$$

e quindi indipendente dai parametri del transistor, ma dipendente soltanto dalle resistenze esterne $R_c$ ed $R_e$.

Usiamo ancora una volta il modello a parametri h semplificato (cioè ignoriamo $h_{re}$ ed $h_{oe}$) e calcoliamo i parametri $A_i$, $R_i$, $A_v$, $R_o$ dell'amplificatore (vedi figura 9.6).

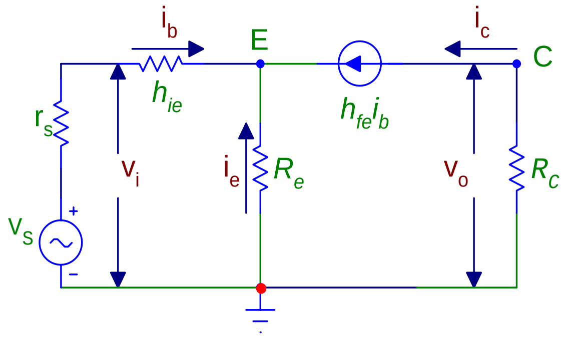


Figura 9.6:

Avremo:

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = h_{fe}$$

$$R_i = \frac{v_i}{i_b} = \frac{h_{ie}i_b + R_e(i_b + i_c)}{i_b} = h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})$$

$$A_v = -A_i\frac{R_c}{R_i} = -\frac{h_{fe}R_c}{h_{ie} + R_e(1 + h_{fe})}$$

e, se come quasi sempre accade, è: $R_e(1 + h_{fe}) \gg h_{ie}$, si avrà:

$$A_v = -\frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}}\frac{R_c}{R_e} \approx -\frac{R_c}{R_e}$$

La resistenza d'uscita sarà uguale a quella relativa al caso in cui $R_e$ era assente.

Notiamo che il guadagno in tensione è minore di quello che si aveva in assenza di $R_e$ (era uguale a $-h_{fe}R_c/h_{ie}$).

### 9.4.1 Esempio

Consideriamo l'amplificatore CE di figura 9.7.

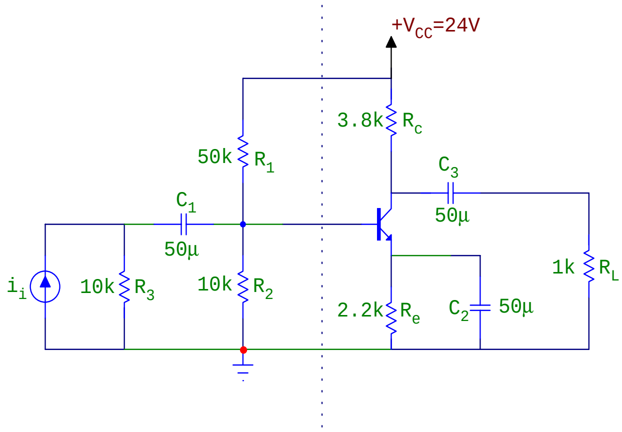


Figura 9.7:

Il transistor adoperato ha un $h_{fe} = 50$. I condensatori $C_1$ e $C_3$, di valore molto grande (50 $\mu F$, hanno lo scopo di disaccoppiare l'amplificatore dal resto del circuito (compreso il generatore) per ciò che riguarda le tensioni e correnti stazionarie.

Il condensatore $C_2$, posto in parallelo alla resistenza di emettitore, fa si che l'emettitore sia realmente a massa per il segnale (non per la componente continua). Il generatore adoperato è stato schematizzato come un generatore ideale di corrente in parallelo con la propria resistenza interna.

Analizziamo dapprima il punto di lavoro del transistor. Dal punto di vista delle tensioni e correnti quiescenti, la parte del circuito posta a sinistra della linea tratteggiata può esser sostituita dal suo equivalente di Thevenin:

$$R_{th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad , \; V_{th} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 24\,V = 4\,V$$

Nella figura 9.8 abbiamo indicato le altre grandezze rilevanti ai fini del calcolo delle correnti: $V_D$ ed $R_e$.

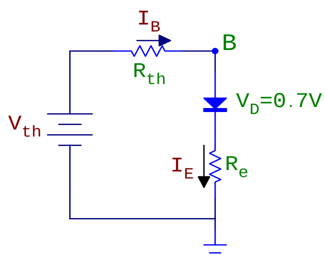


Figura 9.8:

Poichè è:

$$I_E = (h_{FE} + 1)\, I_B$$

avremo:

$$V_{th} = R_{th} I_B + V_D + R_e \left( h_{FE} + 1 \right) I_B$$

da cui:

$$I_B = \frac{4 - 0.7}{8.3 + 51 \cdot 2.2} = 0.027 \; mA$$

e quindi:

$$I_E = 0.027 \cdot (h_{FE} + 1) \cong 1.4 \; mA$$

Ne segue:

$$V_{CE} \approx 24 - I_E \left( R_c + R_e \right) = 15.6 \; V$$

e poi:

$$h_{ie} = r_{bb'} + h_{fe} r_e \cong h_{fe} r_e \cong h_{fe} \frac{25}{I_E \; mA} = 0.893 \; k\Omega$$

Calcoliamo ora $A_i$ (ignorando $h_{re}$ ed $h_{oe}$). Il circuito equivalente è quello di figura 9.9.

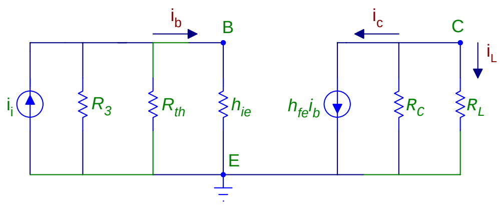


Figura 9.9:

Avremo:

$$A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_i} = \frac{i_L}{i_b} \cdot 0.83$$

mentre è:

$$i_L = -h_{fe} i_b \cdot \frac{R_L R_c}{R_L + R_c} \cdot \frac{1}{R_L} = -h_{fe} i_b \frac{R_c}{R_L + R_c}$$

da cui:

$$\frac{i_L}{i_b} = -h_{fe} \frac{R_c}{R_L + R_c}$$

e si ottiene infine:

$$A_i = -0.83 \cdot 50 \frac{3.8}{1 + 3.8} = -33.0$$

(Notare che il segno (-) deriva dal fatto che stiamo considerando la corrente che dal collettore fluisce verso massa attraverso il carico. In precedenza si era considerata la corrente entrante nel collettore).

L'impedenza d'ingresso è il parallelo di $h_{ie}$, di $R_{th}$ e della resistenza da 10 K:

$$R_{in} = 10k \parallel 8.3k \parallel 0.89k = 0.74k$$

L'impedenza d'uscita è semplicemente $R_c = 3.8k$.
Il guadagno in tensione è:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{R_i}$$

(ora con il segno (+), vista la convenzione adoperata per $A_i$) cioè:

$$A_v = -33 \cdot \frac{1}{0.74} \cong -44.0$$

Vediamo ora come si modifichino i valori ottenuti, se si tiene conto dei parametri $h_{re}$ ed $h_{oe}$, che finora sono stati ignorati.
Ammettiamo dunque che sia:

$$h_{re} = 1o^{-4} \ \ , \ h_{oe} = 10^{-4} \ S$$

Il circuito equivalente ora diventa quello di figura 9.10.

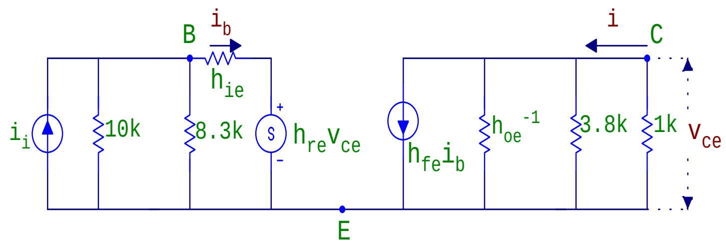


Figura 9.10:

Le due resistenze in parallelo nella maglia d'ingresso possono essere sostituite con la resistenza equivalente (4.35 K). Analogamente, la resistenza $1/h_{oe}$ e quella da 3.8 K nella maglia d'uscita possono esser sostituite con l'unica resistenza da 2.75 K. Si ottiene così un circuito più semplice (figura 9.11.

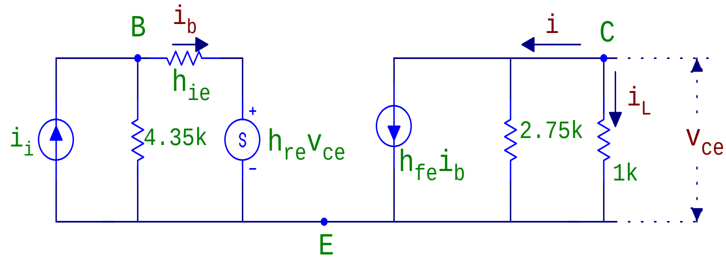


Figura 9.11:

Dall'analisi del circuito d'uscita otteniamo:

$$i = h_{fe} i_b + \frac{v_{ce}}{2.75k} = h_{fe} i_b - \frac{1k \cdot i}{2.75k}$$

da cui:

$$i\left(1+\frac{1}{2.75}\right)=h_{fe}i_b$$

che, con $h_{fe}=50$, dà:

$$i=36.7\ i_b$$

e poi:

$$i_L=-i=-36.7\ i_b\ (mA)$$

$$v_{ce}=R_Li_L=-36.7\ 10^3\ i_b\ (V)$$

L'analisi del circuito d'ingresso fornisce:

$$v_b=10^{-4}v_{ce}+h_{ie}i_b=-10^{-4}\cdot 36.7\cdot 10^3 i_b+890i_b\ \cong\ 890i_b$$

Il guadagno in corrente sarà:

$$A_i=\frac{i_L}{i_i}=\frac{i_L}{i_b}\frac{i_b}{i_i}=\frac{i_L}{i_b}\frac{i_b}{v_b}\frac{v_b}{i_i}$$

con:

$$\frac{i_L}{i_b}=-36.7$$

$$\frac{i_b}{v_b}=\frac{1}{890}\ (S)$$

per calcolare $A_i$ ci serve ancora $v_b/i_i$. Ora, dal circuito d'ingresso troviamo:

$$i_i=i_b+\frac{v_b}{4.35k}=\frac{v_b}{890}+\frac{v_b}{4350}=\frac{v_b}{738.8}$$

ed infine:

$$\frac{v_b}{i_i}=737.8$$

Quindi:

$$A_i=-36.7\cdot\frac{738.8}{890}\cong -31$$

mentre prima si era trovato $A_i=-33$.

Calcoliamo ora, tenendo conto di tutti i parametri, la resistenza d'ingresso $R_i$. Ridisegniamo a tale scopo il circuito equivalente, come mostrato in figura 9.12.

Dalla maglia d'ingresso si ha:

$$R_i=\frac{v_b}{i_b}=\frac{h_{ie}i_b+h_{re}v_{ce}}{i_b} \tag{9.5}$$

e, dalla maglia d'uscita:

$$v_{ce}=R_Li_L$$

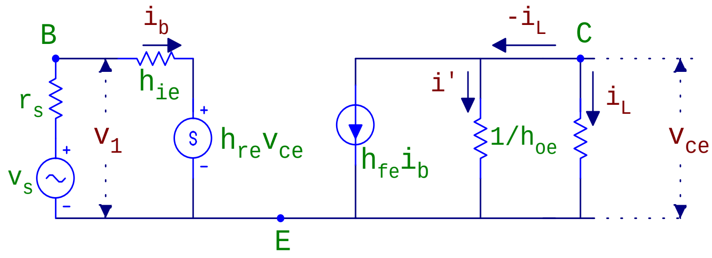


Figura 9.12:

con:

$$i_L = -\left(h_{fe} i_b + v_{ce} h_{oe}\right)$$

da cui:

$$v_{ce} - -R_L \left(h_{fe} i_b + v_{ce} h_{oe}\right)$$

che porta a:

$$v_{ce} \left(1 + R_L h_{oe}\right) = -R_L h_{fe} i_b$$

Questa, sostituita nella 9.5, dà:

$$R_i = h_{ie} - \frac{h_{re} h_{fe} R_L}{1 + R_L h_{oe}}$$

Il guadagno in tensione sarà ottenibile poi dalla solita relazione:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{R_i}$$

Con i valori dei parametri h dati e facendo uso anche del valore di $R_L = 1K$, troviamo:

$$R_i \cong h_{ie} - 5\ (\Omega)$$

cioè una correzione piccolissima rispetto al valore precedente che, ignorando $R_1$, $R_2$, e la resistenza da 10 K, era appunto $h_{ie}$.

Calcoliamo infine l'impedenza d'uscita $R_o$:

$$R_o \equiv \frac{v_{ce}}{i_L} \quad (v_s = 0)$$

dove:

$$i_L = h_{fe} i_b + v_{ce} h_{oe} \tag{9.6}$$

$i_b$ è calcolabile dalla maglia d'ingresso (con $v_s = 0$):

$$v_1 = -r_s i_b = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

da cui:

$$i_b = -\frac{h_{re} v_{ce}}{r_s + h_{ie}}$$

che, sostituita nella 9.6 fornisce:

$$i_L = v_{ce}h_{oe} - v_{ce}\frac{h_{fe}h_{re}}{r_s + h_{ie}} = v_{ce}\left\{\frac{(r_s + h_{ie})h_{oe} - h_{fe}h_{re}}{r_s + h_{ie}}\right\}$$

e l'impedenza d'uscita:

$$R_o = \frac{v_{ce}}{i_L} = \frac{r_s + h_{ie}}{(r_s + h_{ie})h_{oe} - h_{fe}h_{re}}$$

che, essendo tipicamente $h_{fe}h_{re} \ll h_{oe}(r_s + h_{ie})$, è uguale a $1/h_{oe}$.

## 9.5 Amplificatori in cascata

Più stadi d'amplificazione possano esser posti in cascata per aumentare il guadagno o anche semplicemente per offrire un guadagno corrispondente a quello di un singolo stadio CE, unito ad una bassa impedenza d'uscita quale quella offerta da un emitter follower.

Esaminiamo ad esempio il circuito di figura 9.13.

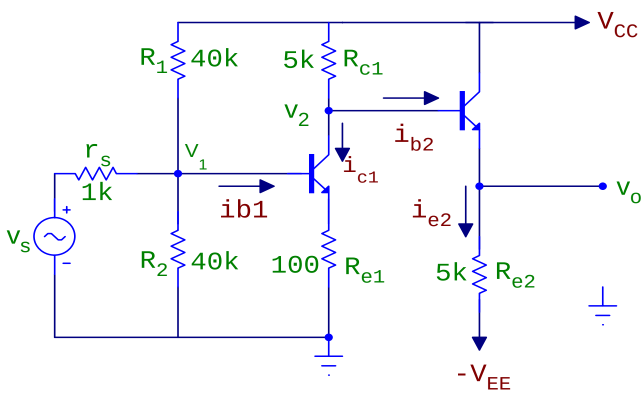


Figura 9.13:

Notiamo che il primo stadio è un CE con una piccola resistenza sull'emettitore, mentre il secondo è un emitter-follower. Il guadagno in tensione di tale amplificatore è:

$$A_v = \frac{v_o}{v_1} = \frac{v_o}{v_2}\frac{v_2}{v_1} = A_{v1}\,A_{v2}$$

cioè è il prodotto dei guadagni dei singoli stadi.

Se si tiene conto della resistenza interna del generatore e si definisce in tal modo un nuovo guadagno $A_{vs}$:

$$A_{vs} \equiv \frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_1}\frac{v_1}{v_s} = A_v\frac{v_1}{v_s} = A_v\frac{R'_{i1}}{R_s + R'_{i1}}$$

dove $E'_{i1}$ è la resistenza d'ingresso del primo stadio.

Tale relazione segue dal fatto che le resistenze $R_s$ ed $R'_{i1}$ costituiscono un partitore.

Notiamo che $R'_{i1}$ è la resistenza d'ingresso del primo stadio, che è il parallelo di $R_1 \parallel R_2$ con la resistenza $R_{i1} = h_{ie} + R_{e1}(1 + h_{fe}$.

Facendo uso dei valori numerici delle resistenze ed assumendo un $h_{fe}$ di 100, troviamo (con $h_{ie} = 2K$):

$$R_1 \parallel R_2 = 20k$$

$$R_{i1} = 2 + 101 \cdot 0.1 = 12.1k$$

$$R'_{i1} = \frac{12.1 \cdot 20}{12.1 + 20} = 7.54k$$

per cui:

$$A_{vs} = A_v \frac{R'_{i1}}{R'_{i1} + R_s} = A_v \frac{7.54}{8.54} = 0.88 A_v$$

Per calcolare il guadagno in tensione del primo stadio, facciamo uso della relazione che esprime tale guadagno in funzione del guadagno in corrente, della resistenza d'ingresso e di quella che costituisce il "carico" dello stadio [1]:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{R_i} \tag{9.7}$$

Con $R_i$=resistenza d'ingresso ed $R_L$=carico totale.

Nel caso del primo stadio la resistenza $R_{i1}$ è già stata calcolata, mentre $R_L$ è rappresentata dal parallelo di $R_{c1}$ e della resistenza d'ingresso del secondo stadio. Quest'ultimo ha:

$$R_{i2} = h_{ie} + (1 + h_{fe})R_{e2} = 2 + 101 \cdot 5 = 507k$$

Poichè d'altronde il guadagno in corrente del primo stadio è $-h_{fe} = -100$, avremo:

$$A_{v1} = -100 \frac{R_{L1}}{R_{i1}} = -40.9$$

Il guadagno in corrente del secondo stadio, cioè il rapporto tra la corrente di emettitore e quella di base è chiaramente $1 + h_{fe}$. Il guadagno in tensione dell'emitter follower è stato già calcolato all'inizio de capitolo. Nel caso in esame, siamo interessati al guadagno intrinseco dell'EF, cioè a quello che si ha per un valore dell'impedenza d'uscita dello stadio che lo precede uguale a zero. Ponendo quindi $r_s = 0$ nell'espressione di $A_{v2}$, otteniamo:

$$A_{v2} = \frac{(1 + h_{fe})R_{e2}}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_{e2}}$$

e, poichè il denominatore di tale espressione è anche la resistenza d'ingresso dello stadio,$R_{i2}$, otteniamo:

$$A_{v2} = \frac{R_{i2} - h_{ie}}{R_{i2}} = 1 - \frac{h_{ie}}{R_{i2}}$$

[1] Per la dimostrazione della 9.7 si veda l'ultima sezione di questo capitolo

Sostituendo i valori numerici: $R_{i2} = 507k$ e $h_{ie} = 2k$, si trova:

$$A_{v2} = 1 - \frac{2}{507} = 0.996$$

Il guadagno complessivo di tensione è quindi:

$$A_v = A_{v1} \cdot A_{v2} = -40.9 \cdot 0.996 = -40.74$$

Calcoliamo ora il guadagno in corrente. Questo non è uguale al prodotto dei guadagno in corrente dei singoli stadi, poichè non tutta la corrente in uscita dal collettore del primo stadio entra nella base del secondo. Ciò è evidente dallo schema equivalente di figura 9.14:

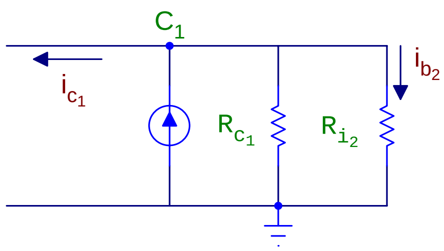


Figura 9.14:

In tale schema $R_{i2}$ è l'impedenza d'ingresso del secondo stadio. Si vede facilmente che:

$$\frac{i_{b2}}{i_{c1}} = -\frac{R_{c1}}{R_{c1} + R_{i2}} = -\frac{5}{5 + 507} = -9.77 \cdot 10^{-3}$$

Il guadagno complessivo in corrente è:

$$A_i = \frac{i_{e2}}{i_{b1}} = \frac{i_{e2}}{i_{b2}} \frac{i_{b2}}{i_{c1}} \frac{i_{c1}}{i_{b1}}$$

dove la prima e l'ultima delle frazioni a secondo membro sono i guadagni in corrente del secondo e del primo stadio rispettivamente:

$$A_i = A_{i2} \cdot \frac{i_{b2}}{i_{c1}} \cdot A_{i1} \;=\; -\,(h_{fe} + 1) \cdot 9.77 \cdot 10^{-3} \cdot (-h_{fe}) =$$

$$= 101 \cdot 9.77\ 10^{-3} \cdot 100 = -98.6$$

Calcoliamo infine l'impedenza d'uscita dell'amplificatore. Per un emitter-follower, quale è lo stadio finale del nostro circuito, questa è:

$$R_o = \frac{\overline{R}_s + h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

dove $\overline{R}_s$ è l'impedenza d'uscita della sorgente che alimenta l'emitter-follower. Nel nostro caso questa è l'impedenza d'uscita del primo stadio ($R_{o1} = 5k$). Ne segue:

$$R_o = \frac{5 + 2}{101} \cong 69\ \Omega$$

L'impedenza d'uscita calcolata tenendo conto anche della resistenza sull'emettitore è poco diversa:

$R_o' = 69\Omega \parallel 5000\Omega = 68\Omega$

Riassumendo, abbiamo un amplificatore con un'impedenza d'ingresso:

$R_i' = R_{i1}' = 7.54k\Omega$

un'impedenza d'uscita:

$R_o' = 68\Omega$

un guadagno in tensione, tenendo conto della resistenza d'uscita del generatore ($R_s = 1k\Omega$):

$A_{vs} = A_v \cdot 0.88 = -40.74 \cdot 0.88 = -35.8$

ed infine un guadagno in corrente:

$A_i = -98.6$

## 9.6 Amplificatore in base comune

La configurazione base di un amplificatore di questo tipo è quella mostrata nella figura 9.15(a).

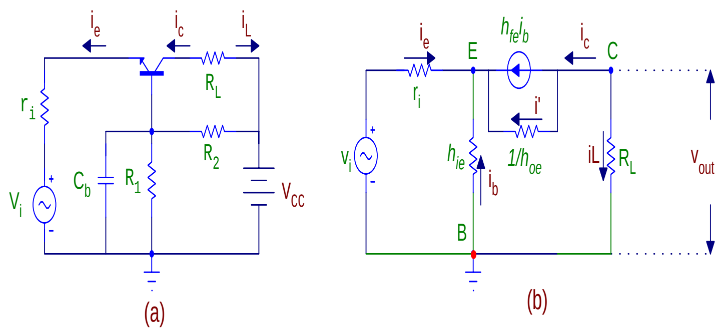


Figura 9.15:

Il segnale d'ingresso è applicato all'emettitore. Il condensatore di bypass $C_b$ fa si che la base sia cortocircuitata a massa per il segnale, mentre le resistenze $R_1 - R_2$ garantiscono una corretta polarizzazione del transistor. Il segnale di tensione in uscita è quello tra collettore e massa (ovvero tra collettore e base).

Per calcolare i parametri di questo amplificatore, facciamo uso del modello a parametri h. A rigore, dovremmo far uso dei parametri h relativi alla configurazione "base comune", cioè $h_{ib}, h_{fb}, h_{rb}, h_{ob}$. Tuttavia possiamo, con un semplice riarrangiamento dei componenti, far uso dei parametri relativi alla configurazione "emettitore-comune",$h_{ie}, h_{fe}, h_{re}, h_{oe}$. Inoltre, essendo $h_{re}$ molto piccolo, trascureremo il suo contributo.

Essendo poi la base cortocircuitata a massa dalla capacità $C_b$, potremo ignorare le resistenze di polarizzazione $R_1$ ed $R_2$. Si ottiene allora il circuito equivalente mostrato nella parte (b) della figura.

Calcoliamo ora i parametri di tale amplificatore.

### 9.6.1 Guadagno in corrente

$$A_i = \frac{i_L}{i_e}$$

dove:

$$i_L = -i_c = -(h_{fe} i_b + i')$$

ed inoltre:

$$i' = (v_{cb} - v_{eb})h_{oe} = (v_{out} - v_{eb})h_{oe} = (-R_L i_c + h_{ie} i_b)h_{oe}$$

da cui segue:

$$i_L = -(h_{fe} i_b - R_L i_c h_{oe} + h_{ie} i_b h_{oe}) = -(h_{fe} i_b - R_L i_L h_{oe} + h_{ie} i_b h_{oe})$$

Da questa segue:

$$i_L(1 + R_L h_{oe}) = -i_b(h_{fe} + h_{ie} h_{oe}) \tag{9.8}$$

dove è inoltre:

$$i_b = -(i_e + i_c) = -i_e + i_L$$

per cui:

$$i_L(1 + R_L h_{oe}) = i_e(h_{fe} + h_{ie} h_{oe}) - i_L(h_{fe} + h_{ie} h_{oe})$$

e quindi:

$$i_L(1 + R_L h_{oe} + h_{fe} + h_{ie} h_{oe}) = i_e(h_{fe} h_{ie} h_{oe})$$

ed infine:

$$A_i = \frac{i_l}{i_e} = \frac{h_{fe} + h_{ie} h_{oe}}{1 + h_{fe} + h_{oe}(h_{ie} + R_L)}$$

poichè $h_{oe} \cong 10^{-4} \div 10^{-5}$, vediamo che, con $h_{ie} \approx 2k$ ed $R_L \leq 10k$, i termini che contengono $h_{oe}$ possono esser trascurati, e si ottiene:

$$A_i \cong \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \cong 1$$

### 9.6.2 Impedenza d'ingresso

L'impedenza d'ingresso è:

$$R_i \equiv \frac{v_{eb}}{i_e} = \frac{h_{ie} i_b}{i_b + i_c} = \frac{h_{ie}}{1 + i_c/i_b} = \frac{h_{ie}}{1 - i_L/i_b}$$

dove $i_L/i_b$ può esser ottenuto dalla 9.8:

$$\frac{i_L}{i_b} = -\frac{h_{fe} + h_{ie} h_{oe}}{1 + R_L h_{oe}}$$

per cui si ottiene:

$$R_i = \frac{h_{ie}}{1 + \frac{h_{fe} + h_{ie} h_{oe}}{1 + R_L h_{oe}}} = \frac{h_{ie}(1 + R_L h_{oe})}{1 + (R_L + h_{ie})h_{oe} + h_{fe}}$$

anche qui i termini proporzionali ad $h_{oe}$ possono essere trascurati rispetto agli altri; si ottiene quindi:

$$R_i \cong \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}}$$

che, per i valori tipici: $h_{ie} \cong 2k$, $h_{fe} \cong 100$, vale:

$$R_i \cong 20\ \Omega$$

### 9.6.3 Guadagno in tensione

Il guadagno in tensione $A_v$ è ottenibile dalla solita relazione:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{R_i} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{fe}} \frac{R_L}{h_{ie}/(1 + h_{fe})} = h_{fe} \frac{R_L}{h_{ie}}$$

dove abbiamo trascurato i termini proporzionali ad $h_{oe}$. Tali termini non possono esser trascurati nel calcolo di $R_o$.

### 9.6.4 Impedenza d'uscita

Per calcolare l'impedenza d'uscita, immaginiamo di applicare ai terminali d'uscita (cioè agli estremi cui è fissata $R_L$, dopo aver rimosso $R_L$) un generatore di corrente $i_c$, come mostrato in figura 9.16

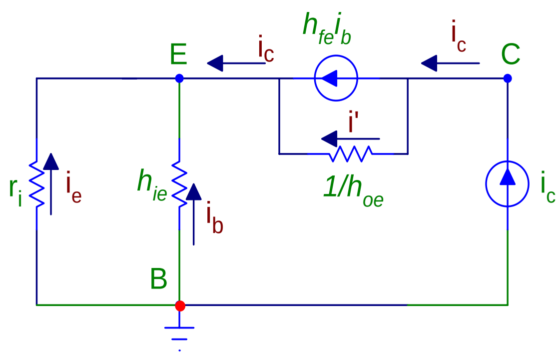


Figura 9.16:

cortocircuitiamo il generatore indipendente $v_i$ (ma non la sua resistenza interna $r_i$) e calcoliamo la differenza di potenziale che risulta tra collettore e base: $v_{cb}$.

Avremo ovviamente:

$$v_{cb} = v_{ce} + v_{eb} \tag{9.9}$$

con:

$$v_{ce} = \frac{i'}{h_{oe}} = (i_c - h_{fe} i_b) / h_{oe} \tag{9.10}$$

ed anche:

$$i_b = -\frac{v_{eb}}{h_{ie}} \tag{9.11}$$

$$i_e = -\frac{v_{eb}}{r_i} \tag{9.12}$$

$$i_c = -(i_e + i_b) = v_{eb} \left( \frac{1}{r_i} + \frac{1}{h_{ie}} \right) = v_{eb} \frac{r_i + h_{ie}}{r_i h_{ie}} \tag{9.13}$$

La 9.11 e la 9.13 ci danno $i_b$ in funzione di $i_c$:

$$i_b = -\frac{1}{h_{ie}} \frac{r_i h_{ie}}{r_i + h_{ie}} i_c$$

Sostituendo questa nella 9.10:

$$v_{ce} = \frac{i_c}{h_{oe}}\left[1 + \frac{h_{fe}}{r_i + h_{ie}}\right]$$

Mentre la 9.13 fornisce:

$$v_{eb} = \frac{r_i h_{ie}}{r_i + h_{ie}} i_c$$

ne segue:

$$v_{cb} = v_{ce} + v_{eb} = i_c \left[\frac{1}{h_{oe}}\left(1 + \frac{r_i h_{fe}}{r_i + h_{ie}}\right) + \frac{r_i h_{ie}}{r_i + h_{ie}}\right]$$

e quindi:

$$R_o = \frac{v_{cb}}{i_c} = \frac{1}{h_{oe}}\left(\frac{h_{ie} + r_i(1 + h_{fe})}{r_i + h_{ie}}\right) + \frac{r_i h_{ie}}{r_i + h_{ie}} =$$

$$= \frac{1}{h_{oe}(r_i + h_{ie})}\left[r_i h_{ie} h_{oe} + h_{ie} + r_i(1 + h_{fe})\right]$$

Se $r_i = 0$, questa diventa:

$$R_o = \frac{1}{h_{oe}}$$

## 9.7 Relazione tra guadagno in corrente ed in tensione per un amplificatore

Per dimostrare in modo generale la relazione:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{R_i}$$

facciamo riferimento al circuito equivalente di figura 9.17:

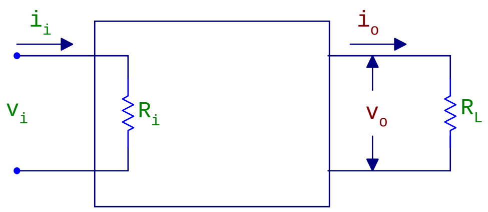


Figura 9.17:

Vediamo facilmente che è:

$$i_i = \frac{v_i}{R_i}$$

$$i_o = \frac{v_o}{R_L}$$

da cui:

$$A_i \equiv \frac{i_o}{i_i} = \frac{v_o}{v_i}\frac{R_i}{R_L}$$

e quindi:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = A_i\frac{R_L}{R_i}$$