Capitolo 4

Il transistor *bjt*

La sigla *bjt* è un acronimo per *bipolar junction transistor* (transistor bipolare a giunzione). L'aggettivo *bipolare* è dovuto al fatto che nel funzionamento di questo dispositivo sono coinvolti entrambi i tipi di portatori di carica, lacune ed elettroni. Per contro, in altri dispositivi, come i mosfet ed i jfet (cap. 5) solo uno dei due tipi di portatori contribuisce al funzionamento, o le lacune o gli elettroni.

La struttura di un transistor bjt è riportata schematicamente in fig. 4.1. Un

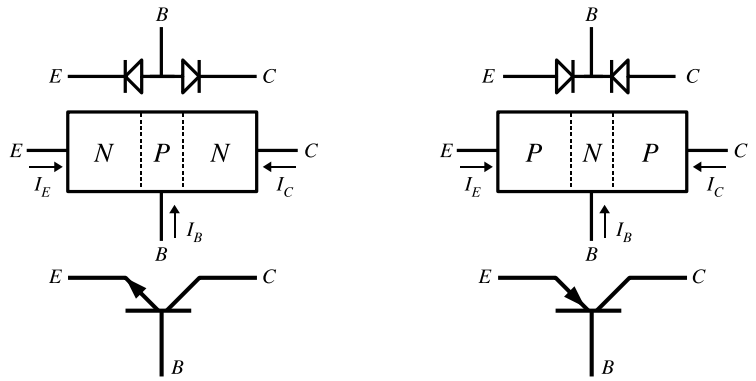

Figura 4.1: Transistor bjt di tipo *NPN* (a sinistra) e di tipo *PNP* (a destra). Il transistor bjt è formato da due giunzioni *PN* affacciate, con una regione in comune. In basso: i simboli utilizzati per indicare il transistor nei circuiti.

transistor bjt è composto da tre regioni, alternativamente NPN oppure PNP, dette *emettitore* (E), *base* (B) e *collettore* (C), a formare due giunzioni *P-N*, con la regione centrale, la base, a comune.

Costruttivamente in un transistor bjt emettitore e collettore non sono simmetrici: il collettore è di dimensioni maggiori e circonda ed avvolge l'emettitore (fig. 4.2). La regione di base, che separa emettitore e collettore, è molto sottile. Il suo spessore è compreso tra 0.1 e 100 μm.

4.1 Equazioni di Ebers-Moll

In figura 4.3 è descritto il funzionamento di un transistor NPN. Si considera per

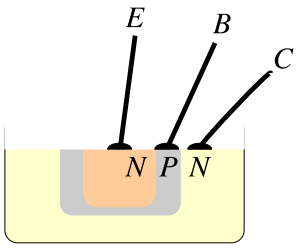

Figura 4.2: Geometria di principio di un transistor *bjt* di tipo *NPN*.

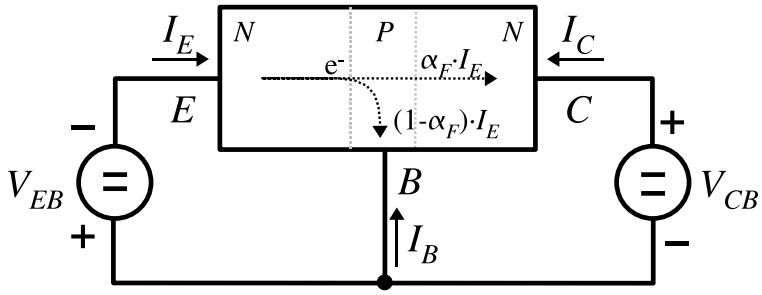

Figura 4.3: *Effetto transistor*: la frazione α_F degli elettroni iniettati dall'emettitore nella base (che costituiscono la quasi totalità della corrente della giunzione base-emettitore) attraversa, per diffusione, il sottile spessore della base e raggiunge la regione di collettore. Solo la frazione $(1 - \alpha_F)$ costituisce la corrente di base I_B. La giunzione collettore-base è contropolarizzata.

convenzione positivo il verso di una corrente *entrante* nel dispositivo. I due generatori V_{EB} e V_{CB} forniscono le tensioni di polarizzazione applicate rispettivamente al diodo base-emettitore ed al diodo base-collettore. Le correnti I_E ed I_C sono descritte dalle due equazioni:

$$I_E = -I_{ES}\left(e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1\right) + \alpha_R\, I_{CS}\left(e^{V_{BC}/\eta V_T} - 1\right) \tag{4.1}$$

$$I_C = -I_{CS}\left(e^{V_{BC}/\eta V_T} - 1\right) + \alpha_F\, I_{ES}\left(e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1\right) \tag{4.2}$$

note come *equazioni di Ebers-Moll*.

I primi due termini (in nero) nelle eq. di Ebers-Moll derivano dalla applicazione della *equazione della giunzione* 2.21: I_{ES} è la corrente di saturazione inversa della giunzione base-emettitore, I_{CS} l'analogo per la giunzione base-collettore. I segni meno sono dovuti alla convenzione adottata per il verso delle correnti. I due termini di destra (in rosso) non comparirebbero nelle equazioni se il sistema fosse realmente costituito solo da due diodi indipendenti; compaiono invece a causa dell'*effetto transistor*. La giunzione base-emettitore viene realizzata con un drogaggio asimmetrico, cioè con una concentrazione di donatori nell'emettitore molto maggiore di quella degli accettori nella base. A causa di questo, quando la giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente, la corrente è costituita per la quasi totalità da elettroni che vengono iniettati dalla regione di emettitore in quella di base, mentre il contributo dovuto alle lacune dalla regione di base all'emettitore risulta trascurabile. A causa

della sottigliezza della regione di base e della sua geometria, una frazione α_F dei portatori (elettroni) iniettati nella base raggiunge per diffusione la regione del collettore e va a contribuire alla corrente di collettore I_C, dando origine al secondo termine della eq. 4.2. Il valore di α_F è tipicamente molto vicino all'unità, tra 0.95 e 0.999.

Analogamente, quando viene polarizzata direttamente la giunzione collettore-base, una frazione α_R dei portatori iniettati dal collettore nella base raggiunge l'emettitore e va a contribuire alla corrente I_E con il secondo temine della eq. 4.1; il valore di α_R in genere è abbastanza piccolo, tipicamente dell'ordine di 0.5. Questa asimmetria tra α_F ed α_R è dovuta alle caratteristiche costruttive delle due giunzioni.

4.2 Regioni operative del bjt

4.2.1 Regione di interdizione

Il transistor bjt si dice in interdizione o spento *(cutoff)* quando entrambe le giunzioni sono contropolarizzate e quindi le uniche correnti circolanti sono le due deboli correnti di saturazione inversa I_{ES} e I_{CS} delle due giunzioni.

4.2.2 Regione attiva

Un transistor bjt si dice che lavora nella *regione attiva* quando la giunzione base-emettitore è polarizzata direttamente e quella base-collettore è contropolarizzata. In queste condizioni il primo termine della eq. 4.1 ed il secondo della 4.2 risultano preponderanti e le due equazioni, trascurando anche i due termini -1 rispetto agli esponenziali, si semplificano in:

$$I_E = -I_{ES}\, e^{V_{BE}/\eta V_T} \tag{4.3}$$

$$I_C = \alpha_F\, I_{ES}\, e^{V_{BE}/\eta V_T} = -\alpha_F\, I_E \tag{4.4}$$

Utilizzando la legge dei nodi (I legge di Kirchhoff) si ricava la corrente di base:

$$I_B = -I_E - I_C = \frac{I_C}{\alpha_F} - I_C = I_C\, \frac{1-\alpha_F}{\alpha_F} \tag{4.5}$$

da cui

$$I_C = \beta_F\, I_B \tag{4.6}$$

$$I_E = -(\beta_F + 1)\, I_B \tag{4.7}$$

con

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1-\alpha_F} \tag{4.8}$$

Poichè α_F ha valori molto vicini ad uno, il valore di β_F risulta molto maggiore di uno, tipicamente tra 20 e 1000.

4.2.3 Regione di saturazione

Portando a zero la tensione di polarizzazione V_{CB} e successivamente invertendone la polarità la giunzione collettore-base passerà dalla interdizione alla conduzione, per cui il primo termine della eq. 4.2 non sarà più trascurabile, ma darà un contributo via via più significativo, di segno opposto a quello del secondo termine. A causa della dipendenza esponenziale delle correnti dalle tensioni di polarizzazione, per un valore di V_{CB} molto vicino a quello di V_{EB}, cioè per $V_{CE} \simeq 0$ i due termini avranno lo stesso valore e si elideranno dando in totale $I_C = 0$.

Un transistor bjt utilizzato come amplificatore normalmente è *polarizzato* per lavorare nella regione attiva.

Le due regioni di interdizione e saturazione sono le regioni tipiche di lavoro del bjt utilizzato come interruttore nei circuiti digitali.

4.3 Configurazioni circuitali

Il transistor è un dispositivo a tre terminali, come il dispositivo modello di figura 3.2. Di conseguenza nell'impiego come amplificatore uno dei tre terminali dovrà essere in comune ad entrambe le porte, di ingresso e di uscita, cioè collegato *a massa*. Sono possibili tre diverse *configurazioni circuitali*: *common base* (base comune o a massa), *common emitter* (emettitore comune) e *common collector* (collettore comune) (fig. 4.4). A seconda della configurazione adottata si ottengono circuiti amplificatori con caratteristiche sensibilmente diverse.

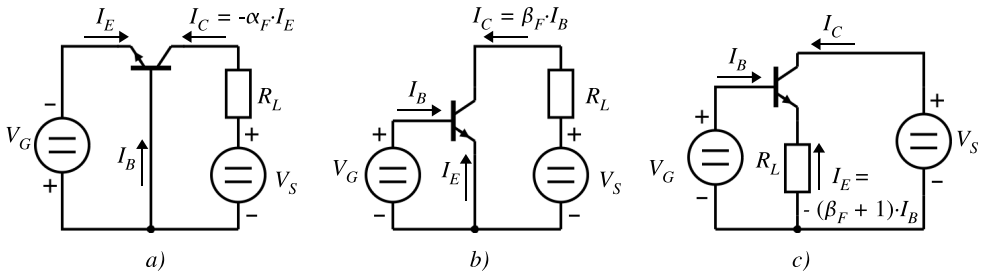

Figura 4.4: Configurazioni di utilizzo del transistor bjt: *a*) base comune; *b*) emettitore comune; *c*) collettore comune.

4.3.1 base comune (*common base*)

Il terminale di ingresso è l'emettitore, quello di uscita il collettore (fig. 4.4*a*). La corrente di ingresso I_E, inviata dal generatore V_G, viene *trasferita* dal transistor (*trans*[*res*]*istor*) nel circuito di uscita come corrente I_C, con una amplificazione di corrente $-\alpha_F$ leggermente minore di uno in modulo (eq. 4.4), e non dipende dalla tensione V_{CB}. La tensione che si genera ai capi della *resistenza di carico* R_L, se il valore di R_L è scelto correttamente, è molto maggiore della tensione di ingresso all'emettitore. Un transistor con base a massa è quindi un amplificatore di tensione. Questa è stata storicamente la prima configurazione di utilizzo del bjt.

4.3.2 emettitore comune (*common emitter*)

Il terminale di ingresso è la base, quello di uscita il collettore (fig. 4.4*b*). Il generatore V_G polarizza la giunzione base-emettitore esattamente come nel caso della configurazione con base a massa, ma questa volta è chiamato a erogare solo la debole corrente di base I_B, che è β_F volte più piccola della corrente I_C (eq. 4.6). Un transistor bjt con emettitore a massa è quindi un amplificatore di corrente con fattore di amplificazione β_F, oltre ad essere un amplificatore di tensione analogamente al circuito con base a massa. Per queste ragioni la configurazione con emettitore comune è quella di utilizzo più frequente.

4.3.3 collettore comune (*common collector*)

Il terminale di ingresso è la base, quello di uscita l'emettitore (fig. 4.4*c*). La corrente che circola nella resistenza di carico R_L è $\beta_F + 1$ volte quella della base (eq. 4.7): il transistor bjt con collettore a massa è un amplificatore di corrente. L'amplificazione di tensione invece risulta leggermente minore di uno, in quanto la tensione che si trova all'uscita sul carico R_L è quella del generatore di ingresso V_G diminuita della frazione necessaria per polarizzare la giunzione base-emettitore. Il circuito con collettore comune è detto anche *inseguitore di tensione* (*voltage follower* o *emitter follower*).

4.4 Curve caratteristiche

Nella fig. 4.5 sono riportate in forma grafica le relazioni tra correnti e tensioni di ingresso e di uscita per un bjt NPN ad emettitore comune, secondo quanto previsto dalle equazioni di Ebers-Moll.

Le curve in fig. 4.5*a* descrivono la corrente di collettore I_C in funzione della tensione collettore-emettitore V_{CE} e della corrente di base I_B. La relazione $I_C(I_B)$ con V_{CE} costante è la *caratteristica di trasferimento diretto*, la relazione $I_C(V_{CE})$ con I_B costante è la *caratteristica di uscita*.

In fig. 4.5*b* è riportata la relazione tra corrente di base I_B e tensione base-emettitore V_{BE}. Anche questo grafico esprime due relazioni: la *caratteristica di ingresso* $I_B(V_{BE})$ e la *caratteristica di trasferimento inverso* $I_B(V_{CE})$, rispettivamente a V_{CE} e V_{BE} costanti. Il grafico contiene una sola curva perchè, secondo le equazioni di Ebers-Moll, la relazione $I_B(V_{BE})$ è praticamente indipendente da V_{CE} in tutta la regione attiva. Si osserva la curva tipica di un diodo direttamente polarizzato, a parte il fatto che la corrente I_B è solo la frazione $1/(\beta_F + 1)$ della corrente totale attraverso la giunzione emettitore-base (eq. 4.7).

La curva blu nella figura 4.5*a* separa la regione operativa attiva, a destra, dalla regione di saturazione, a sinistra: i punti di intersezione con le curve corrispondenti ai diversi valori di I_B sono quelli per cui $V_{BE} = V_{CE}$ e quindi $V_{CB} = 0$.

La curva più bassa, con $I_B = 0$, corrisponde al transistor spento, o in interdizione. Dalla curva di fig. 4.5*b* si vede che questa condizione si verifica praticamente per $V_{BE} < 0.5 \div 0.6V$, cioè quando il diodo base-emettitore non è sufficientemente polarizzato.

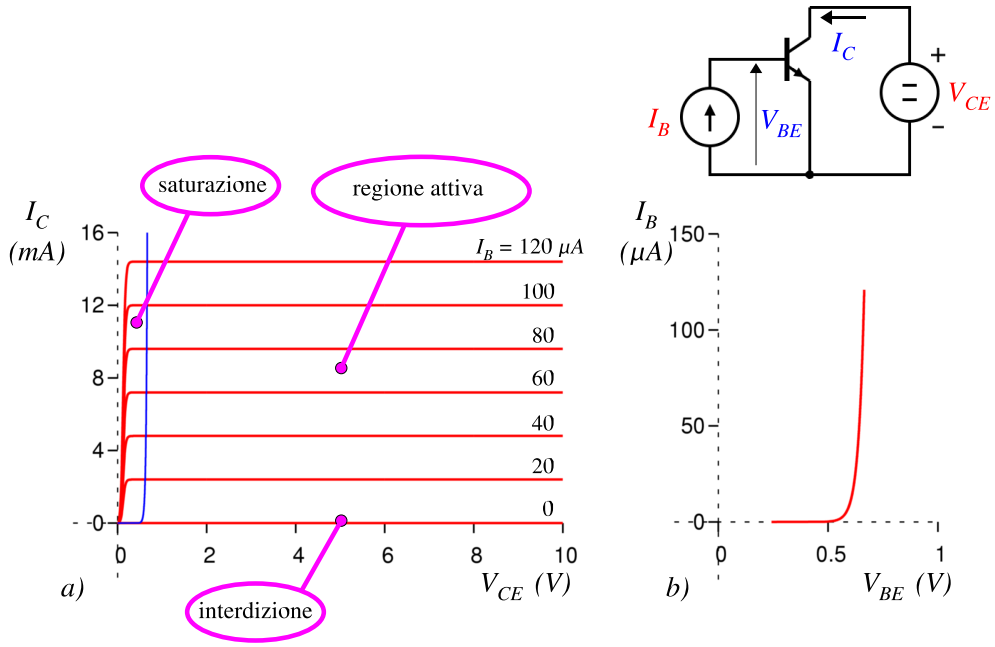

Figura 4.5: Curve caratteristiche di un transistor NPN bjt nella configurazione con emettitore a massa. a: caratteristiche di trasferimento diretto e di uscita; b: caratteristiche di trasferimento inverso e di ingresso. Le curve si riferiscono ad un transistor con $\beta_F = 120$. In alto: il circuito di misura. In rosso sono indicate le due variabili indipendenti, in blu le due dipendenti.

4.5 Effetto Early

Le equazioni di Ebers-Moll prevedono che nella regione attiva la corrente I_C dipenda solo dalla tensione V_{BE} (eq. 4.4) o dalla corrente I_B (eq. 4.6) e questo è evidente nel grafico in fig. 4.5a, dove le curve a destra della linea blu sono rette parallele all'asse orizzontale. Una descrizione più accurata del comportamento di un transistor bjt è riportata in fig. 4.6: nella regione attiva la corrente I_C ha una dipendenza in prima approssimazione lineare da V_{CE}, descritta dalla equazione

$$I_C = \beta_F I_B \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \tag{4.9}$$

Questa dipendenza è dovuta all'*effetto Early*: lo spessore della regione di transizione della giunzione base-collettore varia al variare della polarizzazione e questo fa variare il parametro α_F (e quindi β_F).

La tensione $-V_A$ corrisponde al punto dove si incontrano le rette ottenute dal prolungamento a sinistra delle curve caratteristiche nella regione attiva ed è detta *tensione di Early*.

4.6 Amplificatore ad emettitore comune

La configurazione ad emettitore comune, riportata nello schema di principio di figura 4.7a, è la più utilizzata in quanto offre contemporaneamente amplificazione di

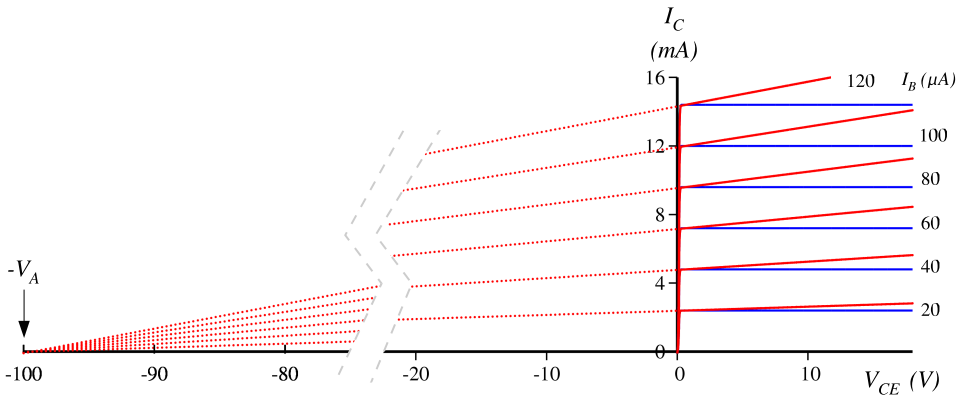

Figura 4.6: Effetto Early. Curve in blu: corrente di collettore come previsto dalle equazioni di Ebers-Moll. Curve in rosso: corrente di collettore tenendo conto dell'effetto Early. Le rette a sinistra (punteggiate) sono il prolungamento della parte rettilinea delle curve caratteristiche nella regione attiva: si incontrano sull'asse x nel punto di coordinata $-V_A$, la *tensione di Early*.

tensione e di corrente. I due generatori di corrente collegati alla base rappresentano

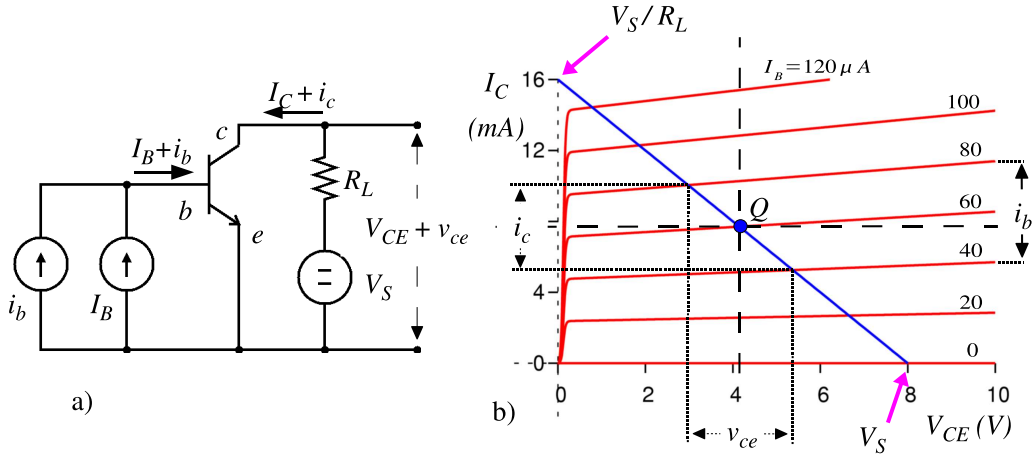

Figura 4.7: Schema di principio di un amplificatore con bjt in configurazione ad emettitore comune.

i circuiti che forniscono la corrente di polarizzazione I_B che determina il punto di lavoro e la corrente di segnale $i_b \ll I_B$, che corrisponde alle variazioni intorno al punto di lavoro. Il funzionamento è illustrato in forma grafica nella figura 4.7*b*, dove sono riportate le curve caratteristiche $I_C(I_B, V_{CE})$ e la retta di carico di equazione $I_C R_L + V_{CE} = V_S$. L'intersezione tra la retta di carico e la curva corrispondente al valore di I_B prescelto (nell'esempio $I_B = 60\ \mu A$) individua il punto di lavoro Q del circuito, e quindi i valori di I_C e V_{CE} di *riposo*.

Il segnale di corrente i_b sovrapposto alla corrente di polarizzazione I_B nel circuito di ingresso genera nel circuito di uscita le variazioni i_c e v_{ce} indicate nel grafico.

La tensione di ingresso v_{be}, corrispondente alla corrente i_b, può essere determinata tramite la curva di fig. 4.5*b*.

L'utilizzo diretto mediante calcolo numerico (o in forma grafica) delle equazioni di Ebers-Moll 4.1 e 4.2 e della 4.9 è conveniente solo quando si è in presenza di escursioni di segnale sufficientemente grandi da portare il circuito in condizioni di non linearità significative, ad esempio nello studio dei circuiti di potenza. Negli altri casi, avendo a che fare con piccoli segnali, risulta particolarmente conveniente utilizzare i modelli lineari per i dispositivi a due porte descritti nel capitolo precedente.

4.6.1 Modello lineare a emettitore comune

Una volta stabilito il punto di lavoro e determinati i valori delle correnti e tensioni continue di polarizzazione, il circuito di fig. 4.7 può essere *linearizzato* e quindi ridisegnato in modo da contenere solo gli elementi relativi ai *segnali*, secondo uno dei modelli lineari visti al paragrafo 3.4. Le equazioni di Ebers-Moll suggeriscono di scegliere la corrente di collettore I_C come variabile dipendente di uscita e di conseguenza la tensione V_{CE} come variabile indipendente. Per quanto riguarda l'ingresso risulta altrettanto conveniente scegliere come variabile indipendente sia la tensione (e utilizzare quindi i parametri g), sia la corrente, come nell'esempio di fig. 4.7 (e utilizzare i parametri h). I circuiti relativi sono riportati in fig. 4.8. Ad ogni parametro dei modelli è stato aggiunto l'indice $_e$ per specificare che ci si riferisce ad un transistor utilizzato con emettitore comune. A seconda del modello prescelto la sorgente del

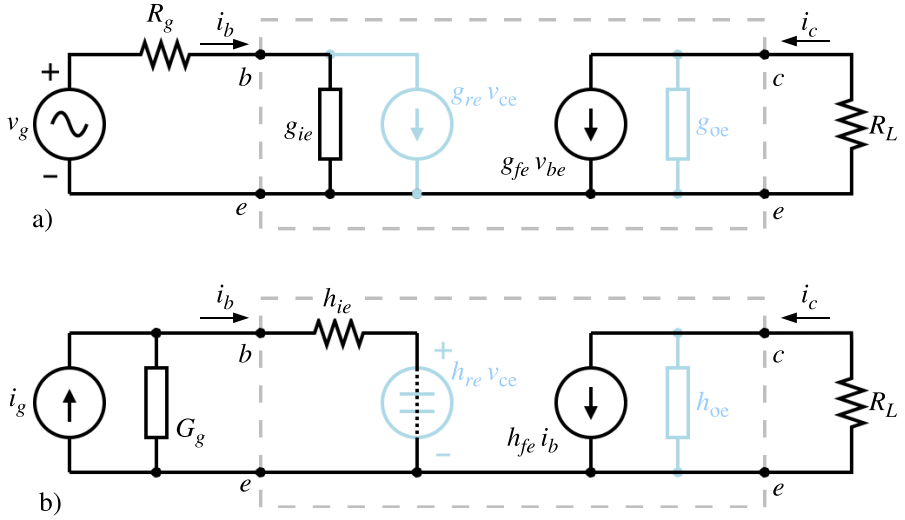

Figura 4.8: Modello lineare a parametri g (in alto) e a parametri h (in basso) per un amplificatore con transistor bjt ad emettitore comune.

segnale è rappresentata da un generatore equivalente di tensione di Thèvenin, con una resistenza interna in serie (v_g, R_g), o da un generatore equivalente di corrente di Norton, con una conduttanza interna in parallelo (i_g, G_g). La resistenza R_L è l'equivalente del *carico*, cioè del circuito utilizzatore collegato all'uscita (L da *Load*); si suppone che nel circuito di carico non siano presenti sorgenti di segnale.

I due elementi più importanti del modello lineare sono il parametro di ingresso (g_{ie}, h_{ie}) ed il parametro di trasferimento diretto (g_{fe}, h_{fe}); gli altri due elementi, raffigurati in colore chiaro nello schema, possono essere considerati nulli in prima approssimazione. Il fatto che la conduttanza di uscita (g_{oe}, h_{oe}) sia nulla in prima approssimazione chiarisce il motivo per cui i parametri g ed h siano i più convenienti nella descrizione del bjt: i modelli relativi ai parametri m ed r prevedono nel circuito di uscita un generatore di tensione. Quindi, in prima approssimazione, avremmo dovuto inserire un generatore di tensione infinita in serie ad una resistenza infinita, in modo da simulare il comportamento del circuito di collettore, che è quello di un generatore di corrente. Saremmo finiti in una situazione decisamente scomoda da trattare matematicamente.

4.6.2 Valori dei parametri g ed h

I valori dei parametri dei modelli di fig. 4.8 si ricavano dalle equazioni che descrivono il funzionamento fisico del dispositivo, viste nei paragrafi precedenti. Dalla eq. 4.4 si ottiene il valore di g_{fe}, che coincide con la conduttanza dinamica del diodo base-emettitore direttamente polarizzato:

$$g_{fe} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\right|_{V_{CE}} = \alpha_F \frac{I_{ES}}{\eta V_T} e^{V_{BE}/\eta V_T} \simeq \frac{|I_E|}{\eta V_T} \tag{4.10}$$

Come è stato già osservato relativamente alla eq. 2.36 per il diodo direttamente polarizzato, questo valore prescinde da ogni ipotesi sul modello di diodo e dipende solo dalla temperatura e dalla corrente del punto di lavoro. Questo è un risultato notevole, perchè così uno dei parametri fondamentali nella descrizione del bjt come amplificatore risulta già noto *a priori*, indipendentemente dalla scelta del transistor.

L'analogo del parametro g_{fe} tra i parametri h è il guadagno diretto di corrente $h_{fe} = i_c/i_b$. Questo parametro è in stretta connessione con il parametro β_F definito dalle equazioni 4.6 e 4.8; anzi, coinciderebbe con questo se il valore di β_F fosse veramente una costante. In realtà β_F dipende in parte dalla corrente di emettitore I_E e dalla tensione collettore-emettitore V_{CE}, per cui la relazione corretta è

$$h_{fe} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right|_{V_{CE}} \tag{4.11}$$

In accordo con la notazione adottata per indicare i segnali ed i valori in corrente continua relativi alla polarizzazione, si usano anche i simboli h_{FE} e β_f con i significati:

$$h_{FE} = \beta_F \qquad \beta_f = h_{fe} \tag{4.12}$$

Il valore di h_{fe}, cioè di β_f, è una caratteristica costruttiva del singolo transistor e può spaziare in un intervallo di valori tra 20 e 1000.

I due parametri g_{fe} ed h_{fe} caratterizzano completamente i due modelli semplificati di fig. 4.8. Infatti, dal confronto tra i due circuiti e dalle eq. 4.4 e 4.6 si può scrivere

$$h_{ie} = \frac{1}{g_{ie}} \tag{4.13}$$

$$g_{ie} = \left.\frac{\partial I_B}{\partial V_{BE}}\right|_{V_{CE}} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}\right|_{V_{CE}} \cdot \left.\frac{\partial I_B}{\partial I_C}\right|_{V_{CE}} = \frac{g_{fe}}{h_{fe}} = \frac{g_{fe}}{\beta_f} \tag{4.14}$$

Le equazioni di Ebers-Moll non prevedono alcuna dipendenza di I_C da V_{CE} (a parte la minuscola corrente di saturazione inversa del diodo base-collettore) né di I_B da V_{CE}. In questa approssimazione sono eguali a zero g_{re}, g_{oe}, h_{re} e h_{oe} e si ottiene il modello semplificato a due soli parametri già anticipato al paragrafo precedente. Tenendo conto anche dell'effetto Early h_{oe} e g_{oe} risultano diversi da zero.

La tabella 4.1 riporta i valori tipici per i parametri g ed h in diverse condizioni di polarizzazione.

I_E	0.05	1	20	mA
h_{fe}	$\longleftarrow$	100	$\longrightarrow$	
g_{fe}	1.8	35	700	mA/V
g_{ie}	0.018	0.35	7	mA/V
h_{ie}	57	2.9	0.14	$k\Omega$
V_A	$\longleftarrow$	100	$\longrightarrow$	V
g_{oe}, h_{oe}	0.5	10	200	$\mu A/V$

Tabella 4.1: Valori tipici dei principali parametri del modello lineare del bjt per diversi valori della corrente di emettitore I_E.

Gli effetti del *trasferimento inverso* descritto dai parametri h_{re} e g_{re} invece diventano realmente importanti solo nel funzionamento del transistor in alta frequenza (par. 4.14).

4.6.3 Amplificazione di tensione e di corrente

Le equazioni 3.7 applicate al circuito in figura 4.8a diventano

$$i_b = g_{ie}\, v_{be} \tag{4.15}$$

$$i_c = g_{fe}\, v_{be} \tag{4.16}$$

Da queste è possibile calcolare il coefficiente di amplificazione (o *guadagno*) di corrente e di tensione

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{fe}}{g_{ie}} \tag{4.17}$$

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-i_c R_L}{v_{be}} = -g_{fe} R_L \tag{4.18}$$

Ripetendo il calcolo per il circuito di fig. 4.8b (o semplicemente sostituendo a g_{fe} e g_{ie} i valori ottenuto dalle eq. 4.13 e 4.14) si ottiene

$$A_i = h_{fe} \tag{4.19}$$

$$A_v = -\frac{h_{fe}}{h_{ie}}\, R_L \tag{4.20}$$

Moltiplicando i due coefficienti di amplificazione si ottiene l'*amplificazione di potenza* A_p:

$$A_p = |A_i \cdot A_v| = \frac{g_{fe}^2}{g_{ie}} \cdot R_L = \frac{h_{fe}^2}{h_{ie}} \cdot R_L \tag{4.21}$$

4.6.4 Parametri di uscita e trasferimento inverso

L'eq. 4.9 introduce una correzione al modello di Ebers-Moll, tenendo conto dell'effetto Early, cioè della dipendenza di I_C da V_{CE}. Da questa equazione possiamo calcolare

$$g_{oe} = h_{oe} = \left.\frac{\partial I_C}{\partial V_{CE}}\right|_{V_{BE}} = \frac{\beta_F I_B}{V_A} \simeq \frac{I_C}{V_A} \tag{4.22}$$

La presenza della conduttanza g_{oe} in parallelo alla resistenza R_L modifica i due coefficienti di amplificazione A_i e A_v:

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{fe}}{g_{ie}} \cdot \frac{1}{1 + g_{oe}R_L} \tag{4.23}$$

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = -g_{fe}R_L \cdot \frac{1}{1 + g_{oe}R_L} \tag{4.24}$$

come può essere facilmente verificato calcolando l'effetto di partizione della corrente $g_{fe}v_{be}$ tra la conduttanza g_{oe} e la resistenza R_L.

Per quanto riguarda g_{re}, nei circuiti in corrente continua o in bassissima frequenza il suo effetto non giustifica le complicazioni che la sua presenza porta nei calcoli. Nei circuiti in alta frequenza invece g_{re} (o equivalentemente h_{re}) è uno degli effetti più importanti, come si vedrà al par. 4.14.

In appendice **??** sono riportati i calcoli per i modelli lineari completi con tutti i parametri.

4.6.5 Resistenze di ingresso e di uscita

Nei circuiti di figura 4.8 i generatori di segnale all'ingresso e la resistenza di carico R_L all'uscita non fanno propriamente parte dell'amplificatore, ma rappresentano i circuiti esterni a cui l'amplificatore viene collegato durante l'utilizzo. Il generatore v_g rappresenta quindi l'ampiezza del segnale di ingresso *a vuoto*, cioè quando l'amplificatore non è ancora collegato alla sorgente. Poichè l'amplificatore presenta una conduttanza di ingresso g_{ie} si ha un effetto di partizione con una riduzione della tensione del segnale di un fattore $1/(1 + g_{ie}R_g)$. Analogamente, per il generatore di corrente i_g si ha un effetto di partizione tra G_g e h_{ie} con una riduzione della corrente di ingresso di un fattore $1/(1 + h_{ie}G_g)$.

Tenendo conto di questi effetti, il guadagno di tensione per il circuito 4.8*a* diventa

$$A'_v = -g_{fe}R_L \cdot \frac{1}{1 + g_{oe}R_L} \cdot \frac{1}{1 + g_{ie}R_g} \tag{4.25}$$

mentre il guadagno di corrente rimane invariato (eq. 4.23). Il guadagno di corrente per il circuito 4.8*b* diventa

$$A'_i = h_{fe} \cdot \frac{1}{1 + h_{oe}R_L} \cdot \frac{1}{1 + h_{ie}G_g} \tag{4.26}$$

mentre il guadagno di tensione rimane invariato (eq. 4.24 o sua equivalente in termini dei parametri h).

Si noti però che le due quantità A'_v e A'_i non sono proprietà intrinseche dell'amplificatore, ma ne descrivono il comportamento nella sua interazione con i circuiti

esterni. Il modo corretto di specificare le caratteristiche dell'amplificatore è di dare i valori di A_i e A_v ottenuti con le eq. 4.23 e 4.24 insieme con la resistenza di ingresso. Questi dati contengono tutta l'informazione necessaria per conoscere il comportamento del circuito nella sua interazione con qualsiasi sorgente di segnale (di cui siano note le caratteristiche, cioè il generatore equivalente secondo Thèvenin o secondo Norton).

Un problema simile si presenta nel circuito di uscita. Sino ad ora la resistenza R_L, che rappresenta il circuito utilizzatore del segnale in uscita dall'amplificatore, è stata considerata parte integrante del circuito amplificatore stesso. In effetti, esaminando i circuiti di polarizzazione si vedrà che sul collettore può essere presente una resistenza R_C, che non è l'utilizzatore effettivo del segnale, ma è necessaria per la polarizzazione. La resistenza di carico vera e propria è invece una ulteriore resistenza R_L collegata all'uscita (fig. 4.9). Anche in questo caso si avrà un effetto di partizione della corrente

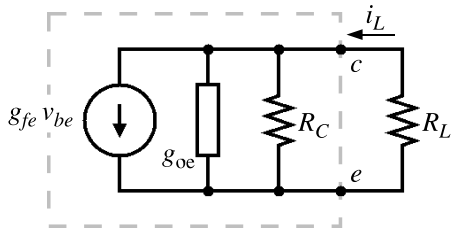

Figura 4.9: Circuito di uscita di un amplificatore in presenza di una resistenza di collettore R_C (di polarizzazione) e di una resistenza di carico R_L.

tra la resistenza di uscita r_o dell'amplificatore vero e proprio, che è data dal parallelo di R_C con la conduttanza di uscita g_{oe}, e la vera resistenza di carico R_L:

$$A''_v = A_v \cdot \frac{R_L}{R_L + r_o} \tag{4.27}$$

$$r_o = \frac{R_C}{1 + g_{oe} R_C} \tag{4.28}$$

4.7 Amplificatore a collettore comune

4.7.1 *Emitter follower*

Nel circuito in figura 4.10 la resistenza di carico R_L è stata inserita sul terminale di emettitore anziché sul collettore, che risulta così collegato a massa per quanto riguarda i segnali. Infatti, nel modello linearizzato per piccoli segnali (fig. 4.10*b*) il generatore di alimentazione V_S viene sostituito dalla sua resistenza interna, cioè da un corto circuito verso massa.

Il circuito linearizzato di fig. 4.10*b* contiene solo i due termini principali h_{ie} ed h_{fe}. Nella resistenza R_L si trova a scorrere la corrente

$$i_e = -(1 + h_{fe}) i_b \tag{4.29}$$

per cui il potenziale dell'emettitore è

$$v_e = (1 + h_{fe})\ R_L\ i_b \tag{4.30}$$

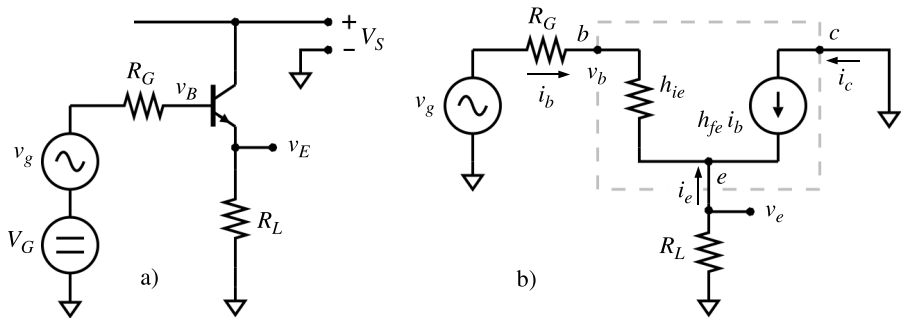

Figura 4.10: Emitter follower.

e quello della base

$$v_b = h_{ie}\ i_b\ +\ (1 + h_{fe})\ R_L\ i_b \tag{4.31}$$

Rispetto al generatore v_g è come se in serie alla resistenza di ingresso h_{ie} si trovasse una resistenza di valore $(1 + h_{fe})\ R_L$. Allora la tensione sull'emettitore è

$$v_e = v_b \cdot \frac{(1 + h_{fe})\ R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe})\ R_L} \tag{4.32}$$

Considerando che di solito R_L ed h_{ie} sono dello stesso ordine di grandezza mentre h_{fe} è dell'ordine di 100, si ha $v_e \simeq v_b$ con una differenza dell'ordine del percento (o di pochi percento) e v_e leggermente minore di v_b. Questa è la ragione del nome dato a questo circuito: *emitter follower*, *inseguitore di emettitore*. La tensione di uscita (sull'emettitore) *segue* strettamente la tensione all'ingresso, rimanendone sempre appena sotto.

Supponendo di porre $v_g = 0$ e di applicare dall'esterno la tensione v_e all'emettitore, si avrà una corrente

$$i_e = -i_b \cdot (h_{fe} + 1) = \frac{v_e}{h_{ie} + R_G} \cdot (h_{fe} + 1) \tag{4.33}$$

da cui si ottiene la resistenza di uscita r_o all'emettitore del transistor:

$$r_o = \frac{v_e}{i_e} = \frac{h_{ie} + R_G}{h_{fe} + 1} \tag{4.34}$$

La resistenza R_L, esterna al dispositivo, si viene a trovare in parallelo a r_o.

In definitiva, il comportamento dell'emitter follower è descritto dalle equazioni:

$$A_v = \frac{v_{ec}}{v_{bc}} = \frac{(1 + h_{fe})\ R_L}{h_{ie} + (1 + h_{fe})\ R_L} \simeq 1 \tag{4.35}$$

$$A_i = \frac{i_e}{i_b} = -(h_{fe} + 1) \tag{4.36}$$

$$r_i = \frac{v_{bc}}{i_b} = h_{ie} + (1 + h_{fe}) R_L \tag{4.37}$$

$$r_o = \frac{v_{ec}}{i_e} = \frac{h_{ie} + R_G}{h_{fe} + 1} \tag{4.38}$$

Per queste sue caratteristiche, l'emitter follower è largamente utilizzato come amplificatore di corrente ed adattatore di impedenza.

4.7.2 Reazione di emettitore

Osservando il circuito di fig. 4.10b si può osservare che l'inserzione di una ulteriore resistenza tra il collettore e massa non ne modifica il comportamento, almeno fino a che si assume il modello semplificato con i due soli parametri h_{ie} ed h_{fe}, cioè fino a che il generatore di corrente $h_{fe}i_b$ viene considerato ideale e quindi con resistenza interna infinita. Questa configurazione è riportata nel circuito in fig. 4.11a con il suo circuito linearizzato equivalente in fig. 4.11b.

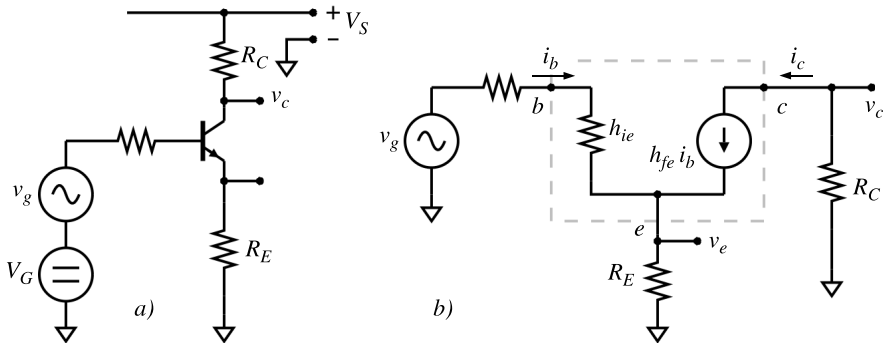

Figura 4.11: Circuito con resistenza di reazione negativa in serie all'emettitore e resistenza di carico sul collettore.

Dall'equazione 4.37 si può ricavare

$$i_b = \frac{v_b}{r_i} = \frac{v_b}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \tag{4.39}$$

$$v_c = -i_c\, R_C = -\frac{v_b\, h_{fe}\, R_C}{h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E} \simeq -\frac{R_C}{R_E}\, v_b \tag{4.40}$$

L'ultimo passaggio della eq. 4.40 è valido quando h_{ie} è trascurabile rispetto a $(1 + h_{fe})R_E$ e h_{fe} è molto maggiore di uno. Mentre la seconda ipotesi è praticamente sempre vera, la prima è valida solo per valori di R_E non troppo piccoli. È chiaro che nel caso limite di $R_E = 0$ l'eq. 4.40 si riduce alla 4.20 e l'ultimo passaggio smette di avere senso.

Inserire una resistenza R_E in serie all'emettitore di un transistor ha quindi l'effetto di ridurre l'amplificazione del circuito ad emettitore comune fino al valore limite R_C/R_E. Questo può apparire un controsenso: si costruisce un circuito per *amplificare* un segnale, poi si introduce nel circuito un elemento in più per *deteriorare* questa prestazione. In realtà, una analisi attenta del comportamento del circuito fa vedere che a fronte di questa perdita nell'amplificazione, si ottengono miglioramenti in altre prestazioni. Ad esempio, la resistenza di ingresso vista dal generatore v_g passa da h_{ie} in assenza della resistenza R_E al valore $h_{ie} + (1 + h_{fe})R_E$, e in molte situazioni una resistenza di ingresso elevata è una caratteristica preziosa. Un altro vantaggio portato dalla resistenza R_E lo si vedrà nello studio dei circuiti di polarizzazione. Ma la caratteristica certamente più importante è data dal fatto che introducendo R_E nel circuito, via via che se ne aumenta il valore, il coefficiente di amplificazione viene a dipendere sempre meno dalle caratteristiche del transistor, come risulta dalla 4.20, e tende invece al valore stabile R_C/R_E.

4.8 Amplificatore a base comune

4.9 La polarizzazione del bjt

Nei paragrafi precedenti è stato analizzato il funzionamento di alcuni circuiti amplificatori supponendo che il punto di lavoro fosse già stato opportunamente stabilito ed impostato. Ad esempio, in fig. 4.7, compare il generatore I_B, che schematizza i *circuiti di polarizzazione* necessari. Nella figura 4.12 sono riportati due esempi di amplificatore ad emettitore comune completi di tutti i circuiti di polarizzazione. Il primo circuito è molto semplice, ma si vedrà che ha problemi tali da essere in pratica inutilizzabile; il secondo circuito invece descrive un sistema di polarizzazione molto diffuso nella realizzazione di amplificatori di segnale in corrente alternata.

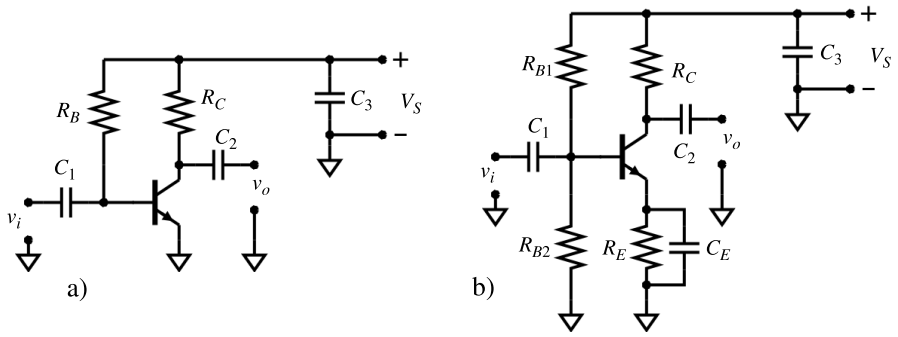

Figura 4.12: Due esempi di amplificatori ad emettitore comune completi dei circuiti di polarizzazione.

Nel calcolo dei valori dei componenti che costituiscono un circuito è necessario tener presente che alcuni di questi non possono essere determinati che da condizioni esterne al circuito stesso. Ad esempio la resistenza di carico R_C è determinata principalmente dalla *resistenza di uscita* che si vuole il circuito presenti verso lo stadio successivo cui il segnale di uscita è destinato; la tensione di alimentazione V_S deve essere scelta tra le tensioni disponibili, compatibilmente con l'ampiezza dei segnali che devono essere trattati; il transistor, in genere, è scelto cercando un compromesso tra costi e prestazioni, ecc. Può verificarsi anche che più esigenze risultino in conflitto tra di loro ed in questo caso sarà necessario individuare una soluzione di compromesso, se possibile, oppure ricorrere ad altre soluzioni circuitali.

Supponiamo quindi di avere individuato i valori $V_S = 12\ V$ ed $R_C = 10\ k\Omega$ come idonei alle ipotetiche condizioni di utilizzo. Supponiamo anche di avere scelto un transistor con $\beta_F = 120$ e $V_A = 100\ V$. Anche la posizione del punto di lavoro deve essere stabilita in base alle applicazioni del circuito. Frequentemente si sceglie un punto che sia grosso modo al centro della regione attiva, in modo da poter trattare in maniera simmetrica segnali di entrambe le polarità. A volte invece altre soluzioni sono preferibili: se un circuito è destinato ad amplificare segnali essenzialmente unipolari, ad esempio impulsi positivi, risulterà più conveniente posizionare il punto di lavoro in prossimità della regione di interdizione, per poter disporre della più ampia *dinamica di uscita* possibile. Come si vede dalle curve caratteristiche di fig. 4.5 e 4.7 la regione attiva si estende fino a valori di V_{CE} di pochi decimi di volt (formalmente il confine

con la regione di saturazione si trova a $V_{CE} = V_{BE}$, quindi a circa 0.65 V, ma fino a che la giunzione base-collettore non raggiunge una polarizzazione sufficiente, $0.4 \ldots 0.5$ V, corrispondenti a $0.2 \ldots 0.1$ V per V_{CE}, non si ha praticamente alcun effetto). Poniamo, nel nostro caso, $V_Q = 6$ V (e di conseguenza $I_Q = 0.6$ mA).

4.9.1 Polarizzazione con singola resistenza di base

Per completare la polarizzazione, nel circuito in fig. 4.12a rimane solo da determinare il valore di R_B che dia la giusta corrente di base:

$$R_B = \frac{V_S - V_{BE}}{I_B} = \frac{V_S - V_{BE}}{I_C} \cdot \beta_F \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \tag{4.41}$$

$$\simeq \frac{12\ V - 0.65\ V}{0.6\ mA} \cdot 120 \cdot 1.06 = 2.41\ M\Omega \simeq 2.2\ M\Omega \tag{4.42}$$

Nel calcolo sono state introdotte due approssimazioni: il valore di V_{BE} è stato posto a 0.65 V, con una approssimazione di circa ± 0.1 V nel numeratore della frazione e quindi un errore dell'1%; il valore ottenuto per la resistenza (2.41 $M\Omega$) è stato arrotondato al valore disponibile più vicino (2.2 $M\Omega$), introducendo un ulteriore errore di circa il 10% (per una discussione sui valori *disponibili* dei componenti, si veda l'appendice **??**). In definitiva, ci si potrebbe aspettare una corrente di base (e quindi di collettore) superiore di circa il 10% rispetto al valore preventivato, e quindi una tensione di lavoro V_Q di 5.4 V invece dei 6 V desiderati, e questo sarebbe nella maggior parte dei casi un risultato accettabile. La fonte di errore veramente grossa, che non è stata sino ad ora considerata e che rende invece il circuito in pratica inutilizzabile, è costituita dall'indeterminazione sul valore di β_F. In figura 4.13 è riportata la distribuzione dei valori di β_F per un campione di 50 transistor dello stesso modello ($2N2222A$) provenienti da uno stesso acquisto. È evidente come i valori siano

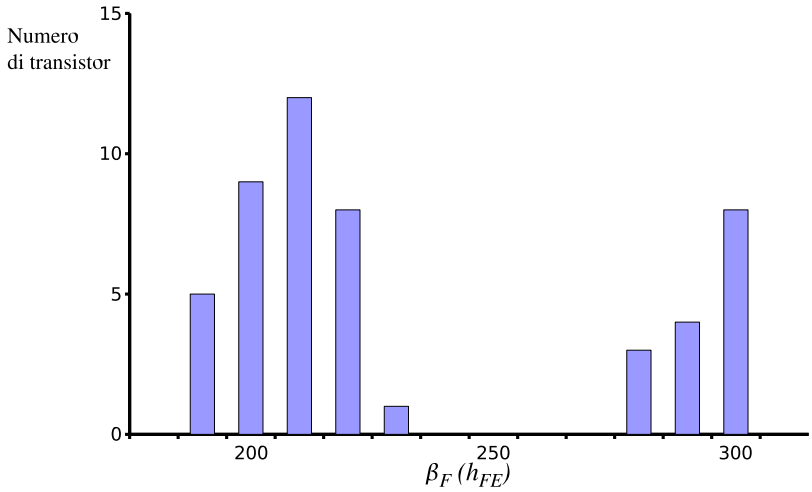

Figura 4.13: Distribuzione dei valori di β_F in un campione scelto casualmente di 50 transistor modello $2N2222A$ provenienti da uno stesso acquisto.

raggruppati intorno a 210 e 300: il campione era chiaramente costituito da esemplari

provenienti da due cicli di lavorazione diversi. Mentre semiconduttori ottenuti in uno stesso ciclo di lavorazione su un unico *wafer* di Silicio tendono ad avere valori dei parametri molto simili (e questa caratteristica viene sfruttata con enorme vantaggio in circuiti come *l'amplificatore differenziale* o il *current mirror* descritti nei prossimi paragrafi), si ha invece una grande dispersione di valori quando si confrontano componenti che provengono da lavorazioni diverse. Tanto è che parametri come β_F spesso sono specificati dai produttori come valore nominale con una possibilità di variazione di un fattore 2 in più o in meno. In queste condizioni, il punto di lavoro del nostro

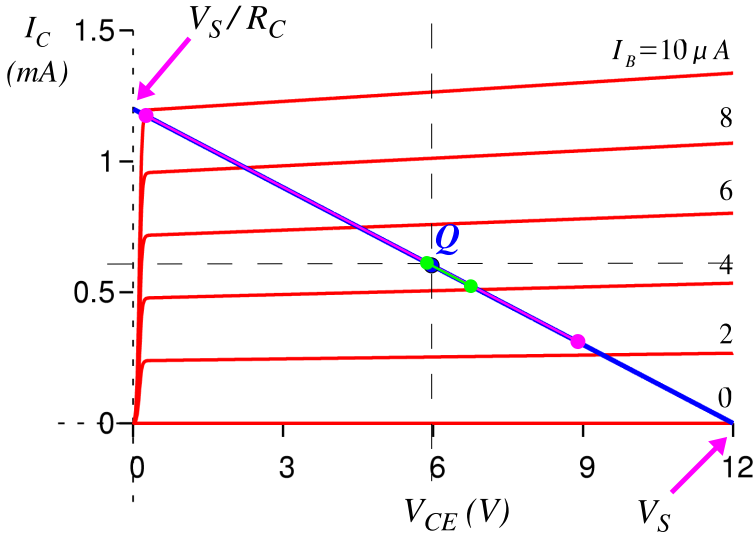

Figura 4.14: Variabilità della posizione del punto di lavoro per i due circuiti di polarizzazione di fig. 4.12 per valori di β_F tra 60 e 240. Il segmento in magenta, sovrapposto alla retta di carico in blu, si riferisce al circuito 4.12*a*, il segmento in verde al circuito 4.12*b*.

ipotetico circuito si potrebbe venire a trovare in tutto l'intervallo tra $I_C = 0.3\ mA$, $V_{CE} = 9\ V$ e $I_C = 1.2\ mA$, $V_{CE} \simeq 0\ V$. In figura 4.14, dove sono riportate curve caratteristiche e retta di carico relative ai due circuiti di fig. 4.12, questo intervallo è indicato in color magenta sovrapposto alla retta di carico (in blu); ad un estremo si ha una notevole riduzione della escursione di potenziale possibile, all'altro estremo si ha addirittura il transistor in saturazione. Per poter utilizzare veramente il circuito di fig. 4.12*a* sarebbe necessario aggiustare il valore di R_B singolarmente su ciascun esemplare di circuito ed eventualmente riaggiustarlo in caso di sostituzione del transistor. Si tratta evidentemente di una soluzione poco pratica (ed anche costosa nel caso di una produzione su larga scala), per cui il circuito di fig. 4.12*a* ha valore poco più che illustrativo.

4.9.2 Polarizzazione a quattro resistenze

Il circuito di fig. 4.12*b*, noto come *polarizzazione a quattro resistenze*, presenta due sostanziali differenze rispetto a quello di fig. 4.12*a*: la base viene polarizzata tramite il partitore R_{B1}, R_{B2} e viene inserita una resistenza R_E in serie all'emettitore. La prima

modifica cambia il tipo di pilotaggio della base. In fig. 4.12*a* si ha un pilotaggio della base *in corrente*: un generatore di tensione di valore elevato (12 V) ed una resistenza in serie di valore elevato (2.2 $M\Omega$) stabiliscono il valore della corrente di base I_B, e lo mantengono costante. La corrente di collettore $I_C = \beta_F I_B$ è influenzata da tutte le possibili variazioni di β_F. In fig. 4.12*b* invece, se le resistenze R_{B1} ed R_{B2} sono di valore sufficientemente basso, si ha un pilotaggio della base *in tensione*, come si vede dalla fig. 4.15 dove è riportato il circuito equivalente di Thèvenin della rete di alimentazione della base. La seconda modifica, l'inserimento della resistenza R_E,

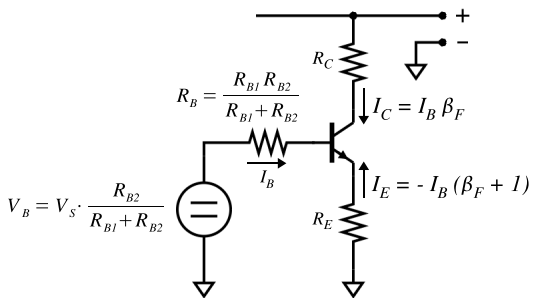

Figura 4.15: Circuito di polarizzazione a quattro resistenze con il partitore di base sostituito con il suo circuito equivalente di Thèvenin.

introduce nel circuito una *reazione di emettitore* in serie alla tensione di polarizzazione (come visto al paragrafo 4.7.2) e questo lega il punto di lavoro principalmente al valore delle resistenze, rendendolo meno dipendente dal β_F del transistor. Infatti, applicando la legge della maglia al circuito di base, si ha

$$V_B = I_B \; R_B + V_{BE} + I_B \; (\beta_F + 1) \; R_E \tag{4.43}$$

da cui

$$I_C = I_B \; \beta_F = \frac{(V_B - V_{BE}) \; \beta_F}{R_B + (\beta_F + 1) \; R_E} \tag{4.44}$$

Nella misura in cui $\beta_F \gg 1$, $(\beta_F + 1) \cdot R_E \gg R_B$ e $V_{BE} \simeq 0.65 \; V$, la corrente I_C è

$$I_C = \frac{V_B - 0.65 \; V}{R_E} \tag{4.45}$$

Nella figura 4.14 è riportato in verde, sovrapposto alla retta di carico, l'intervallo di valori in cui si viene a trovare il punto di lavoro con $R_{B1} = 100 \; k\Omega$, $R_{B2} = 18 \; k\Omega$ ed $R_E = 1.8 \; k\Omega$. Per lo stesso intervallo di variabilità di β_F considerato per l'altro circuito (60 . . . 240), la posizione del punto di lavoro rimane confinata tra 5.9 e 6.8 V. Naturalmente, questo miglioramento nella stabilità del circuito ha un prezzo: oltre alla maggiore complessità ed al maggior numero di componenti necessari, si ha una riduzione della escursione della tensione di uscita, che passa da quasi 12 V a circa 10.5 V a causa della caduta di potenziale sulla resistenza R_E; inoltre le due resistenze del partitore di base R_{B1} ed R_{B2} si vengono a trovare, per quanto riguarda i segnali, tra base e massa, e quindi in parallelo alla resistenza di ingresso.

4.9.3 Condensatori di accoppiamento e disaccoppiamento

In entrambi i circuiti di fig. 4.12 la base del transistor non si trova al potenziale di massa: nel circuito 4.12*a* si trova a circa 0.6 V, mentre in 4.12*b* si trova a circa 1.6 V. In entrambi i casi è necessario introdurre il condensatore C_1 per isolare i circuiti di polarizzazione della base dal generatore del segnale (o dagli stadi precedenti). In mancanza di tale condensatore la base si troverebbe collegata a massa tramite la resistenza interna del generatore; se questa fosse sufficientemente piccola il transistor potrebbe anche finire per trovarsi in interdizione. Se invece la resistenza del generatore fosse molto grande, il condensatore C_1 sarebbe ancora necessario, perchè il generatore potrebbe non gradire di ricevere la tensione continua presente sulla base. Il condensatore C_1 insieme con la resistenza interna del generatore e la resistenza di ingresso dell'amplificatore costituisce un filtro passa alto e introduce quindi un taglio delle frequenze al di sotto della sua *frequenza di taglio* (fig. 4.16). Indicando con r_i

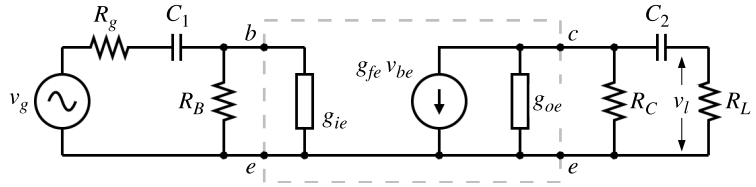

Figura 4.16: Circuiti passa alto formati dai condensatori di accoppiamento di ingresso e di uscita C_1 e C_2.

la resistenza di ingresso dell'amplificatore, formata da g_{ie} in parallelo alla resistenze di polarizzazione R_B (o R_{B1} ed R_{B2}), il rapporto tra la tensione v_{be} effettivamente presente all'ingresso e quella della sorgente v_g è

$$\frac{v_b}{v_g} = \frac{r_i}{r_i + R_g + 1/j\omega C_1} = \frac{r_i}{R_g + r_i} \cdot \frac{j\omega C_1(R_g + r_i)}{1 + j\omega C_1(R_g + r_i)} \tag{4.46}$$

Il risultato dell'equazione 4.46 si compone di due parti: $r_i/(R_g + r_i)$ è l'attenuazione del segnale per frequenze molto alte ($\omega \to \infty$); l'altro termine è la risposta di un filtro passa alto con costante di tempo $\tau = C_1(R_g + r_i)$ e frequenza di taglio $f_0 = 1/2\pi\tau$. Un problema analogo si presenta all'uscita: il collettore si trova alla tensione continua del punto di lavoro ($\sim 6\ V$) ed è necessario isolarlo dal circuito dello stadio successivo. Il condensatore C_2, introdotto a questo scopo, forma a sua volta un circuito passa alto con una sua propria frequenza di taglio. Indicando con r_o la resistenza di uscita dell'amplificatore, formata da g_{oe} e da R_C in parallelo, e con v_o la tensione di uscita *a vuoto*, cioè quando non vi è alcun carico collegato, la tensione v_l che si ottiene quando è presente il carico R_L, è:

$$v_l = v_o \frac{R_L}{R_L + r_o + 1/j\omega C_2} = \frac{R_L}{R_L + r_o} \cdot \frac{j\omega C_2(R_L + r_o)}{1 + j\omega C_2(R_L + r_o)} \tag{4.47}$$

La presenza dei due condensatori C_1 e C_2, detti di *accoppiamento* perchè hanno lo scopo di *accoppiare* per quanto riguarda il segnale ingresso ed uscita del circuito agli altri stadi, impedisce definitivamente l'utilizzo dei circuiti di fig. 4.12 per l'amplificazione di segnali in corrente continua.

Il condensatore C_E in fig. 4.12b ha lo scopo di cortocircuitare la resistenza R_E e collegare a massa l'emettitore nel campo di frequenza dei segnali utili in modo da riportare il circuito alla configurazione originaria di *emettitore a massa*; altrimenti l'effetto di riduzione del guadagno, utile in corrente continua per stabilizzare il punto di lavoro, si estenderebbe inevitabilmente anche alle frequenze di lavoro del circuito.

Un terzo condensatore (C_3) compare nei circuiti in parallelo ai terminali di alimentazione. Il suo scopo è di cortocircuitare i terminali di alimentazione, per quanto riguarda le frequenze dei segnali in gioco, in modo da far apparire il generatore V_S il più possibile un generatore di tensione ideale, cioè con resistenza interna nulla. In caso contrario, oltre ad avere una ulteriore resistenza su un ramo in comune tra resistenza di carico e resistenza di polarizzazione della base, con complicazioni di calcolo e di funzionamento del circuito, si avrebbe un trasferimento di segnale tra due stadi facenti capo ad uno stesso generatore di alimentazione, con effetti potenzialmente disastrosi sul funzionamento dei circuiti. Per questa sua funzione, questo condensatore è detto di *disaccoppiamento*

4.10 Amplificatore differenziale

Non è possibile produrre transistor di precisione: si è visto al paragrafo precedente che parametri come β_F sono soggetti ad una grande dispersione tra un esemplare e l'altro di uno stesso modello. Anche selezionando accuratamente i transistor in base ai valori dei parametri, rimarrebbe comunque il problema delle inevitabili dipendenze dalla temperatura. Ad esempio, la tensione V_{BE} di una giunzione base-emettitore a corrente di base costante presenta una deriva con la temperatura $\partial V_{BE}/\partial T \simeq -2.3\ mV/°K$, tipica di tutte le giunzioni PN (par. 2.9). Questo rende vano ogni tentativo di costruire con un singolo transistor bjt un amplificatore di precisione per segnali in corrente continua che non siano già di ampiezza superiore a parecchi mV.

È però possibile produrre transistor con caratteristiche con ottima precisione identiche, sia per quanto riguarda i valori dei parametri che per le loro derive. Questo risultato lo si raggiunge con dispositivi realizzati contemporaneamente, sullo stesso *wafer* di Silicio, a distanza di pochi μm l'uno dall'altro, con uno stesso ciclo di lavorazione.

L'*amplificatore differenziale*, il cui schema di principio è riportato in fig. 4.17, è un circuito che impiegando due transistor dalle caratteristiche il più possibile identiche riesce ad ottenere, per quanto riguarda la stabilità, prestazioni fino a tre o quattro ordini di grandezza migliori di quelle ottenibili con il singolo transistor. Il principio che sta alla base del disegno è di duplicare nel circuito ogni fonte di errore con un'altra il più possibile identica, e combinarle in modo che i due effetti si elidano.

Come si vede nella fig. 4.17, il circuito è dotato di due ingressi, corrispondenti alle basi b_1 e b_2 dei due transistor, a cui sono collegati i due segnali v_1 e v_2. I due transistor, che come si è detto hanno caratteristiche il più possibile eguali, hanno sul collettore due resistenze R_C, anche queste il più possibile eguali; gli emettitori sono collegati insieme ad un'unica resistenza R_E. L'alimentazione al circuito è fornita da due generatori: una tensione $+V_S$ alimenta le due resistenze di collettore R_C, una tensione $-V_S$ alimenta la resistenza di emettitore R_E. I due generatori hanno un terminale in comune, che costituisce il *circuito di massa* a cui sono riferite tutte le

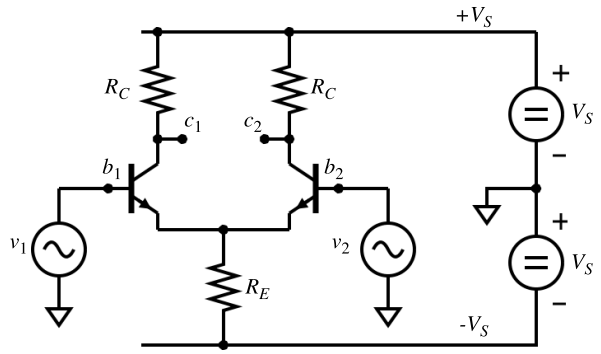

Figura 4.17: Circuito elettrico di principio di un amplificatore differenziale con due transistor bjt.

tensioni. Per analizzare il funzionamento del circuito, conviene scomporre idealmente

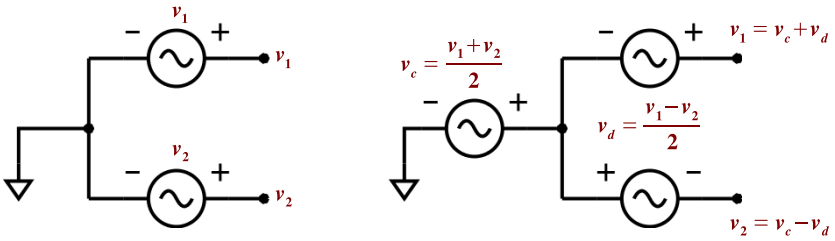

Figura 4.18: Scomposizione di due segnali indipendenti v_1 e v_2 (a sinistra) in un segnale di *modo comune* $v_c = (v_1 + v_2)/2$ ed in un segnale di *modo differenziale* $v_d = (v_1 - v_2)/2$ (a destra).

i due segnali indipendenti v_1 e v_2 in un *segnale di modo comune* $v_c = (v_1+v_2)/2$ ed un *segnale di modo differenziale* $v_d = (v_1 - v_2)/2$, come indicato in fig. 4.18. In questo modo, qualsiasi coppia di valori v_1,v_2 applicata agli ingressi può essere ottenuta come somma e differenza dei due segnali v_c e v_d: $v_1 = v_c + v_d$, $v_2 = v_c - v_d$. In condizioni di comportamento lineare da parte del circuito (e vedremo che questo è vero, con le dovute approssimazioni) i segnali di uscita saranno la somma delle risposte ai due segnali, di modo comune e di modo differenziale, applicati indipendentemente.

4.10.1 Amplificazione di modo comune

Nella figura 4.19*a* viene esaminato il funzionamento del circuito in presenza del solo segnale di modo comune v_c, che viene applicato contemporaneamente ad entrambe le basi b_1 e b_2. La resistenza di emettitore R_E è stata considerata idealmente composta da due resistenze identiche, di valore $2R_E$, in parallelo, associate ciascuna ad uno dei due transistor. In queste condizioni il circuito è composto da una parte destra ed una parte sinistra completamente simmetriche rispetto alla linea blu verticale; di conseguenza nel collegamento indicato in grigio tra i due emettitori e_1,e_2 la corrente è necessariamente nulla per ogni valore di v_c ed il circuito si comporta come se fosse composto da due circuiti identici ed indipendenti, ciascuno dei quali è un amplificatore

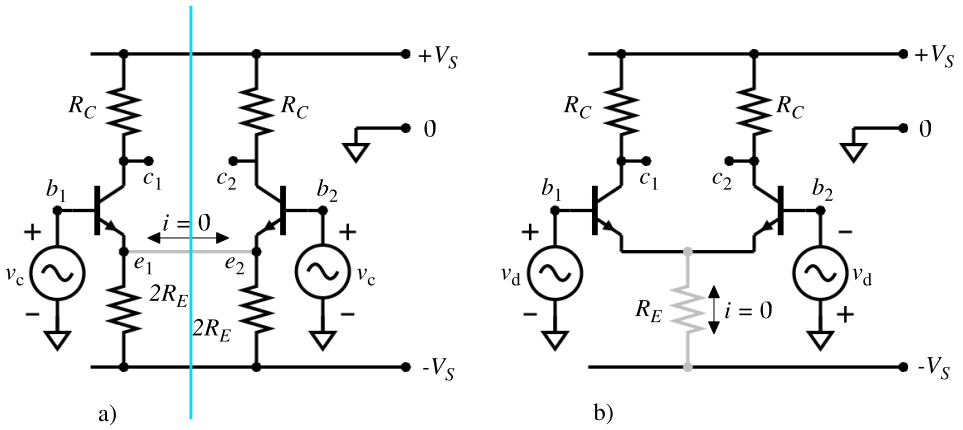

Figura 4.19: Analisi del funzionamento dell'amplificatore differenziale in presenza del solo segnale di modo comune (a) e del solo segnale di modo differenziale (b).

con reazione di emettitore, già studiato al par. 4.7.2. Utilizzando l'equazione 4.40 si può calcolare l'*amplificazione di modo comune* A_c di ciascuna delle due metà:

$$A_c = \frac{v_{c1}}{v_{b1}} = \frac{v_{c2}}{v_{b2}} = -\frac{R_C}{2R_E} \tag{4.48}$$

Il segnale di uscita presente sui collettori c_1,c_2 è anch'esso un segnale di modo comune: $v_{c_1} = v_{c_2}$.

4.10.2 Amplificazione di modo differenziale

Nel circuito in figura 4.19b alle due basi viene applicato il segnale di modo differenziale, cioè uno stesso segnale v_d con polarità opposta su una base rispetto all'altra. In queste condizioni, nell'ipotesi che il circuito si comporti in modo lineare, la corrente di segnale nella resistenza R_E risulta nulla, per cui gli emettitori possono essere considerati collegati a massa per quanto riguarda i segnali. Per verificare questa

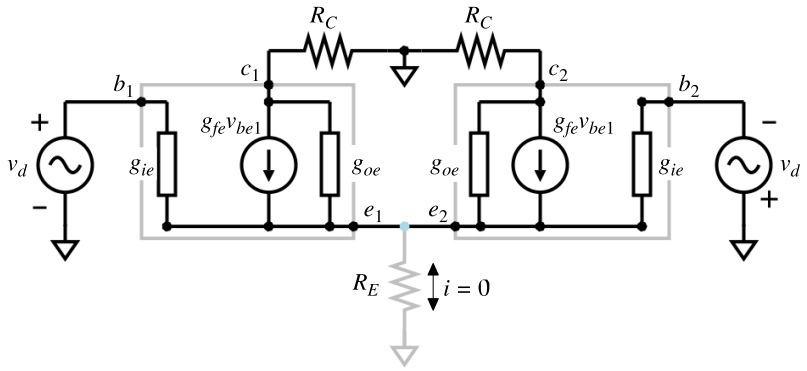

Figura 4.20: Modello lineare equivalente al circuito di fig. 4.17 in presenza del solo segnale di ingresso in modo differenziale v_d.

affermazione è necessario esaminare il modello lineare equivalente dell'amplificatore, riportato in fig. 4.20. Anche questo circuito è composto di una metà destra ed una sinistra eguali. Poichè il circuito è lineare (condizione che nello studio del funzionamento in modo comune non era necessaria) e le tensioni applicate alle due basi b_1 e b_2 sono eguali e di segno opposto, le correnti nei due terminali di emettitore e_1 ed e_2 saranno anch'esse eguali ed opposte. Di conseguenza la corrente i nella resistenza R_E sarà nulla ed i due emettitori si troveranno sempre a potenziale di massa (relativamente ai segnali). Anche in questo caso quindi il circuito si comporta come se fosse costituito da due mezzi circuiti completamente indipendenti, ciascuno dei quali equivale, come modello lineare, all'amplificatore con emettitore comune descritto nel par. 4.6. Il coefficiente di amplificazione di modo differenziale A_d può quindi essere ottenuto utilizzando l'equazione 4.24:

$$A_d = \frac{v_{c1}}{v_{b1}} = \frac{v_{c2}}{v_{b2}} = -g_{fe}R_C \cdot \frac{1}{1 + g_{oe}R_C} \tag{4.49}$$

Poichè i segnali di ingresso v_d applicati alle basi sono di polarità opposta, anche i segnali di uscita sui collettori c_1 e c_2 saranno di polarità opposta: $v_{c_1} = -\, v_{c_2}$. Il segnale presente sulle uscite è anch'esso un segnale di modo differenziale.

4.10.3 Un esempio di amplificatore differenziale

In figura 4.21 è riportato un esempio di amplificatore differenziale. La condizione di

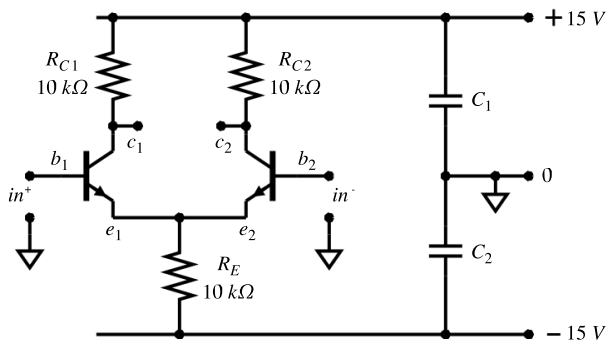

Figura 4.21: Esempio di stadio amplificatore differenziale a due transistor bjt.

assenza di segnale sugli ingressi corrisponde ad avere entrambe le basi a potenziale 0, cioè a massa. Gli emettitori si troveranno a circa $-0.65\ V$ e la corrente attraverso la resistenza R_E sarà con ottima precisione $(15\ V - 0.65\ V)/10k\Omega = 1.44\ mA$. Per quanto si è detto sulla simmetria del circuito, la corrente si divide a metà tra i due transistor e quindi si hanno circa $0.72\ mA$ in ciascuna delle due resistenze di carico ed una tensione di $7.8\ V$ sui collettori. Questo è un punto di lavoro ragionevole, perchè la tensione di collettore si viene a trovare circa a metà della tensione di alimentazione.

I due condensatori C_1 e C_2 hanno la stessa funzione di disaccoppiamento rispetto alla alimentazione del condensatore C_3 visto nei circuiti di fig. 4.12.

Con i dati sopra indicati è possibile calcolare i coefficienti di amplificazione del

circuito:

$$A_c = -\frac{R_C}{2R_E} = -0.5 \tag{4.50}$$

$$A_d \simeq -g_{fe}R_C = -\frac{I_E}{V_T}R_C \simeq -250 \tag{4.51}$$

È interessante notare come tutti i calcoli svolti sin qui non abbiano fatto uso di alcuna conoscenza delle caratteristiche del transistor; si è soltanto implicitamente supposto che h_{FE} sia sufficientemente grande (almeno 100) nel trascurare la differenza tra corrente di emettitore e di collettore. Nonostante questo, la tensione sui collettori sarà quella calcolata, entro uno o due decimi di Volt, se non si hanno contributi di errore più grossi a causa delle tolleranze sui valori delle resistenze. Questo è dovuto al fatto che il punto di lavoro è fissato dal comportamento del circuito in modo comune e quindi determinato sostanzialmente solo dalle resistenze R_E ed R_C.

Il guadagno A_d calcolato risulterà leggermente sovrastimato (dell'ordine del $5 \ldots 10\%$), avendo ignorato la presenza di g_{oe}.

4.10.4 Reiezione di modo comune

Confrontando le due espressioni 4.48 e 4.49 relative alla amplificazione dei segnali di modo comune A_c e di modo differenziale A_d ed i risultati ottenuti nel calcolo relativo all'esempio del paragrafo precedente si può vedere che $A_d \gg A_c$. In un circuito come quello di fig. 4.21 il rapporto A_d/A_c, detto *reiezione di modo comune* (*Common Mode Rejection Ratio, CMRR*), è solitamente dell'ordine di 10^2; nei paragrafi successivi verranno esaminate tecniche per aumentare ulteriormente di diversi ordini di grandezza questo rapporto.

L'aspetto notevole del circuito dell'amplificatore differenziale è che le più importanti fonti di errore sono segnali di modo comune mentre i segnali utili possono essere applicati agli ingressi come segnali di modo differenziale. Rendendo molto elevata la reiezione di modo comune è possibile amplificare i soli segnali utili e non amplificare o anche ridurre i segnali di errore.

I due problemi più grossi incontrati con l'amplificatore ad emettitore comune del par. 4.6 erano la presenza del gradino di tensione di 0.65 V tra base ed emettitore, che rende impossibile l'accoppiamento in corrente continua alla sorgente del segnale, e la deriva di $-2.3\ mV/^\circ K$ di questa stessa tensione, che ne rende impossibile l'eliminazione mediante reti di polarizzazione per quanto elaborate. Nel circuito in fig. 4.17 e 4.21 il gradino di 0.65 V è comune ad entrambi i transistor ed eguale con notevole precisione: coppie di transistor *monolitiche*, cioè realizzate sullo stesso substrato di Silicio, arrivano a presentare facilmente tra le due V_{BE} differenze inferiori al mV, riducibili con opportune tecniche di taratura fino al livello del μV. La tensione di ingresso di 0 V su entrambe le basi diventa quindi quella del punto di lavoro, ed è eliminato il problema dell'accoppiamento in corrente continua con la sorgente del segnale. La deriva delle due V_{BE} con la temperatura è un segnale di modo comune che viene quindi soppresso se si ha una sufficiente reiezione di modo comune. Poichè anche nelle migliori coppie monolitiche i transistor non saranno mai *esattamente* identici, rimarrà come fonte di errore di modo differenziale la differenza tra i coefficienti di deriva delle V_{BE} dei due transistor, compresa tra $10\mu V/^\circ K$ per i dispositivi più economici fino a $0.1\mu V/^\circ K$ per i migliori dispositivi di precisione.

Si noti che il problema dell'accoppiamento in corrente continua è stato risolto per quanto riguarda il circuito di ingresso; rimane, per ora, nel circuito di uscita, come si vede nell'esempio del paragrafo precedente, dove la tensione nominale dei collettori al punto di lavoro è di 7.8 V.

4.11 Circuito *current mirror*

Aumentando la resistenza di emettitore R_E nell'amplificatore differenziale di fig. 4.17 o 4.21 l'amplificazione di modo comune A_c diminuisce, secondo l'equazione 4.48, mentre l'amplificazione di modo differenziale A_d rimane invariata, secondo l'equazione 4.49. Il risultato è un aumento della reiezione di modo comune.

Un modo efficiente per aumentare R_E e mantenere costanti le correnti, senza dover aumentare la tensione di alimentazione negativa, è di utilizzare la resistenza di uscita dinamica $1/g_{oe}$ di un transistor. In figura 4.22 sono riportati due schemi. Nel

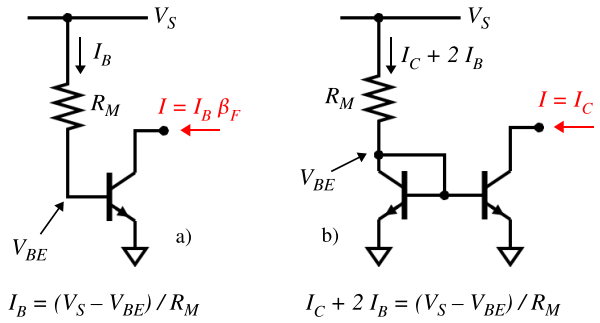

Figura 4.22: Due circuiti *generatori di corrente* che fanno uso della bassa conduttanza di uscita g_{oe} di un transistor.

circuito in a) il transistor è polarizzato da una corrente di base costante e stabile, se V_S è una tensione stabile e sufficientemente grande da poter trascurare le derive su V_{BE}. La corrente di collettore è $\beta_F I_B$ e soffre di tutte le instabilità legate a β_F. Nel circuito in b) il collettore e la base del transistor di sinistra di una coppia monolitica di transistor identici sono collegati insieme. La tensione tra base e massa sarà ancora $V_{BE} \simeq 0.65\ V$, ma la corrente nella resistenza R_M, se il transistor ha un β_F sufficientemente elevato, coincide praticamente con la corrente di collettore. Il secondo transistor si trova ad avere la stessa V_{BE} del primo e, formando una coppia di transistor identici, anche la stessa I_B e lo stesso β_F. Quindi la corrente nel secondo collettore sarà eguale a quella del primo e pari alla corrente nella resistenza R_M, a meno delle due piccole correnti di base I_B e delle variazioni dovute all'effetto Early (tutto questo, naturalmente, sino a che il secondo transistor si trova nella regione attiva e non nella regione di saturazione). Il nome del circuito, *current mirror*, deriva da questo modo di funzionare: la corrente nel secondo collettore ripete, *rispecchia*, la corrente nel primo.

4.12 Circuito *Darlington*

L'amplificatore *Darlington* utilizza in cascata due transistor di cui il primo in configurazione *emitter follower*.

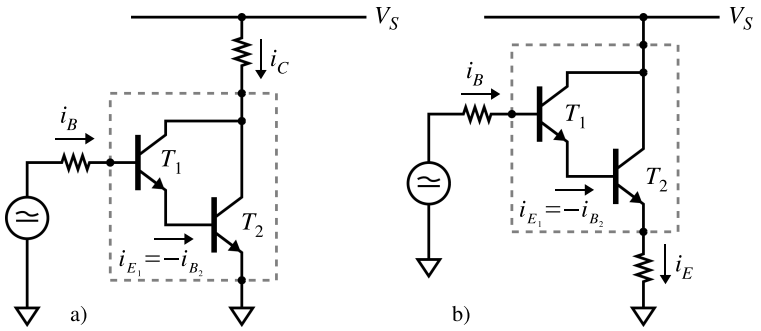

Figura 4.23: Due esempi di circuito amplificatore *Darlington*.

Nei due esempi in fig. 4.23 la corrente di emettitore del primo transistor diventa la corrente di base del secondo. Valgono quindi le relazioni:

$$i_{B_2} = -i_{E_1} = (1 + h_{FE_1}) \cdot i_{B_1} \tag{4.52}$$

$$i_C = i_{C_1} + i_{C_2} = h_{FE_1}\ i_{B_1}\ +\ h_{FE_2}\ i_{B_2} \tag{4.53}$$

$$= (h_{FE_1} + h_{FE_2} + h_{FE_1} h_{FE_2})\, i_{B_1} \simeq h_{FE_1}\ h_{FE_2}\ i_{B_1} \tag{4.54}$$

In prima approssimazione il circuito Darlington si comporta come un singolo transistor con h_{FE} pari al prodotto degli h_{FE} dei due transistor costituenti la coppia. Nel circuito in fig. 4.23*a* il *transistor Darlington* è utilizzato ad emettitore comune; in fig. 4.23*b* invece è utilizzato in un circuito *emitter follower*.

Le due differenze più importanti nel funzionamento del *transistor Darlington* rispetto al normale bjt sono:

- la tensione di polarizzazione tra base di ingresso b_1 ed emettitore e_2 è $\simeq 2V_\gamma$ invece di V_γ, poichè le due giunzioni B-E sono in serie;
- la tensione di *saturazione* tra collettore (c_1, c_2) ed emettitore (e_2) è data dalla somma della tensione di saturazione del primo transistor e della V_γ del secondo e quindi non può mai essere meno di $0.8 \ldots 0.9\ V$ invece di $0.15 \ldots 0.25\ V$.

4.13 Circuiti a simmetria complementare

Il circuito emitter follower riportato in fig. 4.24 soffre di un problema di asimmetria.

Supponiamo che per effetto del generatore V_{pol}, opportunamente scelto, si abbia a riposo $v_E = 0$ e quindi $I_1 = -i_E = V_S/R_E$. Durante la semionda positiva del segnale di ingresso v_g il transistor T_1 svolge la sua funzione di amplificatore di corrente, fornendo alle resistenze R_L ed R_E la corrente necessaria per portare l'uscita alla tensione che compete, fino al valore massimo possibile $v_E = V_S - V_{CEsat}$

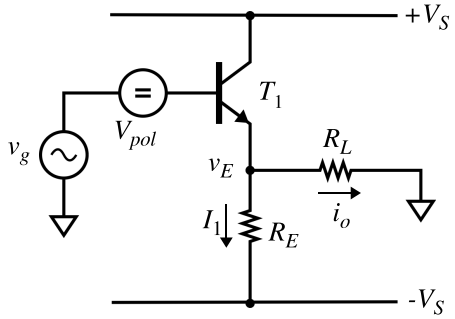

Figura 4.24: Circuito emitter follower con transistor NPN.

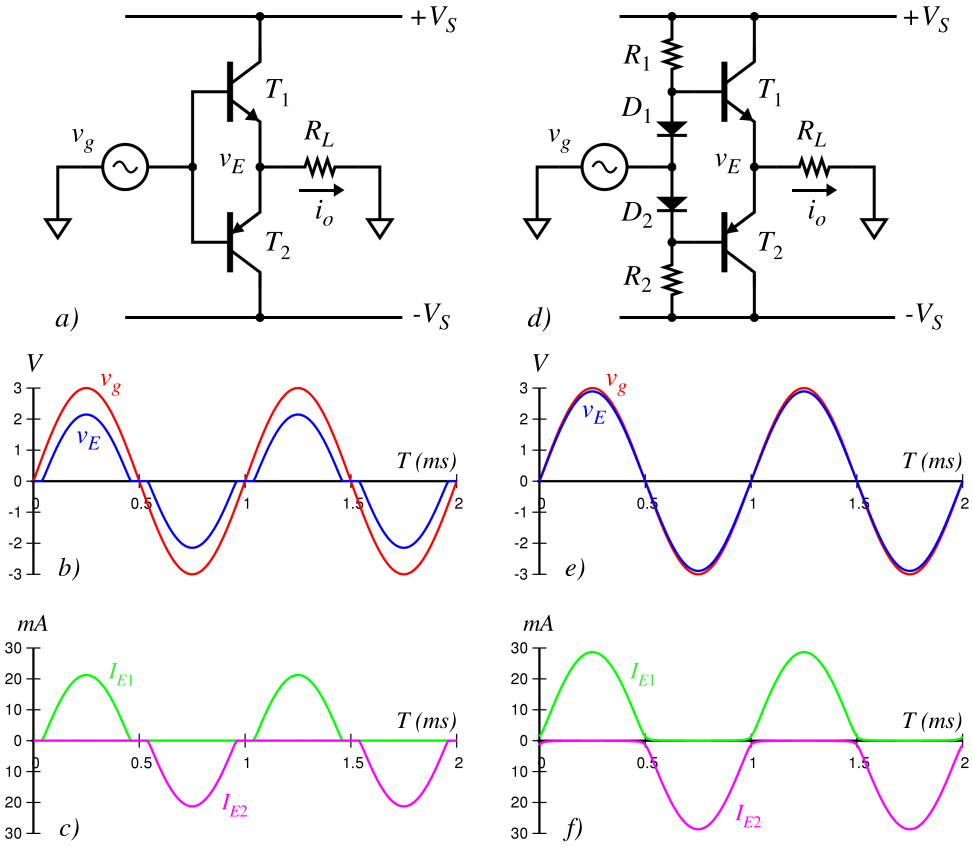

Figura 4.25: Circuito emitter follower a simmetria complementare. a) schema di principio; b) nel segnale di uscita v_E è presente una forte distorsione nell'intorno dello zero (distorsione di incrocio); in c) sono riportate le correnti nei due transistor: T_1 conduce durante la semionda positiva, T_2 durante quella negativa; intorno allo zero, quando $|v_g| < V_\gamma$, entrambi i transistor sono spenti. Nel circuito in d) i due transistor sono polarizzati alla soglia dell'accensione e la distorsione di incrocio è fortemente ridotta (e); nell'intorno dello zero i due transistor sono per breve tempo entrambi in conduzione (f).

e $i_o = I^+_{max} = (V_S - V_{CEsat})/R_L$. Durante le semionde negative invece la corrente attraverso la resistenza R_L è fornita dalla resistenza R_E; il transistor T_1 infatti può solo ridurre la propria corrente dal valore di riposo V_S/R_E fino a zero. Quindi $|I^-_{max}| = |-V_S/(R_E + R_L)| \ll I^+_{max}$. Il valore di R_E infatti non può essere scelto piccolo, perchè la dissipazione a riposo in R_E e T_1 è V_S^2/R_E, con problemi di riscaldamento dei componenti e consumo di energia tanto più grandi quanto più R_E è piccola.

Il circuito in fig. 4.25a è invece un emitter follower *a simmetria complementare*: un secondo transistor T_2, di polarità opposta al primo (T_1: NPN; T_2: PNP) duplica per le semionde negative il ruolo svolto da T_1 per le positive.

Esaminando i grafici in fig. 4.25c si vede che i due transistor sono, a riposo, entrambi spenti. Solo quando v_g raggiunge il valore V_γ il transistor T_1 comincia a condurre, e analogamente T_2 quando v_g scende sotto $-V_\gamma$.

Il circuito in questa forma introduce una forte distorsione nei segnali. Il circuito riportato in fig. 4.25d elimina questo inconveniente tramite la rete di polarizzazione $R_1 - D_1 - D_2 - R_2$ che mantiene le basi di T_1 e T_2 in prossimità di $\pm V_\gamma$. Ulteriori accorgimenti sono necessari nell'uso pratico di questo circuito per stabilizzare il punto di riposo rispetto alle variazioni di temperatura.

4.14 Il transistor bjt in alta frequenza

I modelli lineari per i dispositivi a due porte descritti al par. 3.4 sono delle astrazioni matematiche analoghe ai teoremi di Thèvenin e Norton (ogni rete lineare comunque complessa è equivalente ad un generatore di tensione/corrente con una resistenza/conduttanza in serie/parallelo ....). Questi modelli sono stati utilizzati al par. 4.6.1 per descrivere il comportamento del transistor bjt nel regime dei piccoli segnali, scegliendo tra tutti quelli teoricamente possibili i due più aderenti ai meccanismi fisici di funzionamento del dispositivo (fig. 4.8). In questi modelli non è contenuta nessuna dipendenza esplicita del comportamento del transistor dalla frequenza dei segnali.

D'altra parte, come visto al paragrafo 2.18, ad una giunzione PN direttamente polarizzata è associata una capacità di diffusione C_D e ad una giunzione inversamente polarizzata una capacità di transizione C_T. Nel bjt funzionante nella regione attiva queste due capacità sono entrambe presenti, la prima tra base ed emettitore in parallelo alla conduttanza di ingresso g_{ie}, essendo la giunzione base-emettitore direttamente polarizzata, la seconda in parallelo alla giunzione (inversamente polarizzata) tra base e collettore. A causa di queste due capacità il comportamento del transistor viene a dipendere dalla frequenza.

Volendo rimanere aderenti allo schema dei modelli lineari di fig. 4.8, la dipendenza dalla frequenza può essere introdotta considerando i quattro parametri g_{ie}, g_{fe}, g_{re}, g_{oe} (e analogamente h_{ie}, h_{fe}, h_{re}, h_{oe}) non più costanti reali, ma funzioni complesse della frequenza: $\hat{g}_{ie}(\omega)$, $\hat{g}_{fe}(\omega)$ ecc.

In genere all'aumentare della frequenza risulterà anche che non saranno più trascurabili i parametri che potevano essere ignorati in prima approssimazione in corrente continua (g_{re}, h_{re} ecc.).

In alternativa, si può lasciare inalterato il modello per piccoli segnali valido per la corrente continua ed aggiungere esplicitamente al circuito altri due elementi, C_D

e C_T, corrispondenti alle capacità delle giunzioni (fig. 4.26). Il circuito diventa più

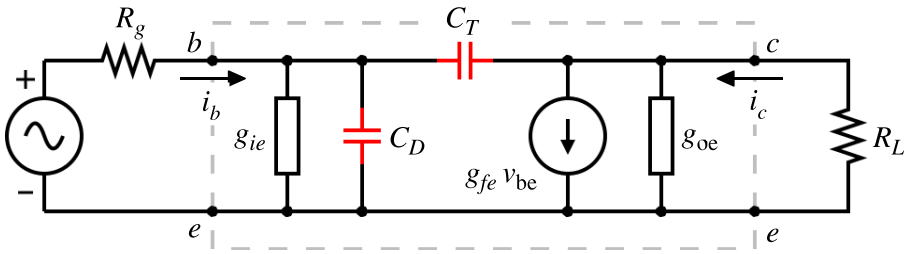

Figura 4.26: Modello lineare del bjt nella regione attiva completo della capacità di diffusione C_D della giunzione base-emettitore e della capacità di transizione C_T della giunzione base-collettore.

complesso, ma ha il vantaggio di continuare ad essere composto solo da elementi il cui valore è indipendente dalla frequenza e che hanno una relazione diretta con gli aspetti fisici del dispositivo.

4.14.1 Frequenza di transizione

Nel circuito di fig. 4.26 cortocircuitando collettore con emettitore, cioè ponendo $R_L = 0$, il guadagno di tensione A_v si riduce a zero e la capacità C_T si viene a trovare in parallelo a C_D. In queste condizioni il guadagno di corrente è

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{g_{fe}}{g_{ie} + j\omega(C_D + C_T)} = \frac{g_{fe}/g_{ie}}{1 + j\omega(C_D + C_T)/g_{ie}} \tag{4.55}$$

In corrente continua ed in bassissima frequenza il guadagno in corrente è costante e pari a $g_{fe}/g_{ie} = h_{fe}$ (eq. 4.14); al crescere della frequenza si ha un andamento di tipo *passa basso*, con frequenza di taglio

$$f_\beta = \frac{g_{ie}}{2\pi(C_D + C_T)} \tag{4.56}$$

Per frequenze molto maggiori di f_β il termine 1 a denominatore della 4.55 diventa trascurabile e si può scrivere

$$|A_i| = \frac{g_{fe}}{\omega(C_D + C_T)} \tag{4.57}$$

La frequenza f_T a cui si ha $|A_i| = 1$ prende il nome di *frequenza di transizione*:

$$f_T = \frac{g_{fe}}{2\pi(C_D + C_T)} \tag{4.58}$$

Il rapporto fra f_T e f_β è:

$$\frac{f_T}{f_\beta} = \frac{g_{fe}/2\pi(C_D + C_T)}{g_{ie}/2\pi(C_D + C_T)} = \frac{g_{fe}}{g_{ie}} = h_{fe} \tag{4.59}$$

La frequenza f_T ed il coefficiente di amplificazione di corrente h_{fe} sono due dei parametri fondamentali che caratterizzano un transistor bjt e sono normalmente specificati dal costruttore.

4.14.2 Effetto Miller

Un calcolo completo del comportamento del circuito di fig. 4.26 può essere fatto scrivendo e risolvendo il sistema lineare di equazioni (complesse) che descrivono le maglie del circuito. Un calcolo approssimato, ma sufficiente per identificare il ruolo dei vari elementi e valutare costanti di tempo e frequenze di taglio, può essere fatto modificando il circuito come in fig. 4.27. La capacità C_T si trova tra l'uscita e l'in-

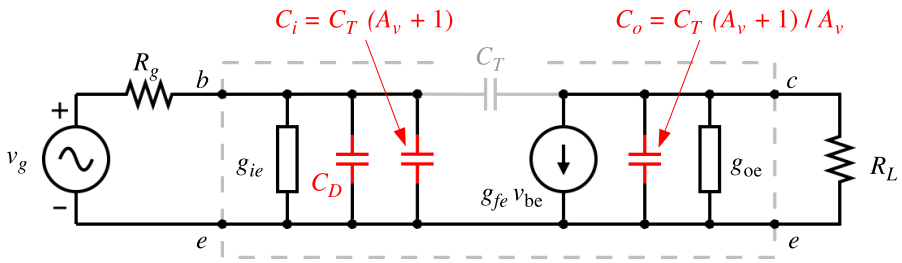

Figura 4.27: Modello del bjt nella regione attiva con la capacità di transizione C_T della giunzione base-collettore sostituita dalle due capacità equivalenti C_i e C_o secondo l'effetto Miller.

gresso dell'amplificatore che ha guadagno di tensione $-A_V$. Nell'ipotesi che l'uscita dell'amplificatore si comporti come un buon generatore di tensione, cioè abbia impedenza equivalente piccola rispetto alla reattanza del condensatore C_T, il circuito si comporta come se fosse presente una capacità $C_i = C_T \cdot (1 + A_V)$ tra l'ingresso dell'amplificatore e massa ed una capacità $C_o = C_T \cdot A_V/(1+A_V)$ tra l'uscita e massa (effetto Miller - fig. 4.28). La capacità C_i all'ingresso si viene a trovare in paralle-

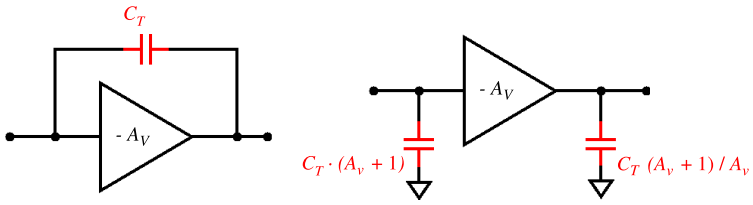

Figura 4.28: Effetto Miller.

lo e quindi si somma a C_D e contribuisce a ridurre la frequenza di taglio superiore dell'amplificatore o, anche più spesso, ne è l'elemento determinante.

4.14.3 Banda passante di un amplificatore

Per fare un esempio, consideriamo uno stadio amplificatore ad emettitore comune, come in fig. 4.12 o 4.19*b*, con un transistor con caratteristiche e punto di lavoro come riportato nella tabella 4.2.

Nonostante la capacità di transizione C_T sia molto più piccola della capacità di diffusione C_D (4.5 contro 65 pF), a causa dell'effetto Miller il suo contributo alla capacità di ingresso è largamente predominante ($C_i = 1.01\ nF$).

Amplificatore a emettitore comune con transistor bjt			
caratteristiche del transistor	h_{fe}	120	
	f_T	550 MHz	
	C_T	4.5 pF	
	g_{oe}	70 $\mu A/V$	
punto di lavoro	I_E	7 mA	
	R_L	1 $k\Omega$	
	R_g	50 Ω	
parametri di funzionamento	g_{fe}	240 mA/V	$g_{fe} = I_E/\eta V_T$
	g_{ie}	2 mA/V	$g_{ie} = g_{fe}/h_{fe}$
	A_V	224	$A_V = g_{fe}/(g_{oe} + {R_L}^{-1})$
	C_D	65 pF	$C_D = g_{fe}/2\pi f_T - C_T$
	C_i	1.01 nF	$C_i = C_T \cdot (1 + A_V)$
	C_o	4.5 pF	$C_o = C_T \cdot (1 + A_V)/A_V$

Tabella 4.2: Parametri caratteristici di un amplificatore ad emettitore comune.

La costante di tempo del circuito di ingresso è

$$\tau_i = \frac{(C_D + C_i)}{g_{ie}} = 0.54\ \mu s \tag{4.60}$$

Quella del circuito di uscita è

$$\tau_o = \frac{C_o}{(g_{oe} + {R_L}^{-1})} = 4.2\ ns \tag{4.61}$$

Le due frequenza di taglio corrispondenti sono:

$$f_{Hi} = \frac{1}{2\pi\tau_i} = 290\ kHz \qquad\qquad f_{Ho} = \frac{1}{2\pi\tau_o} = 38\ MHz \tag{4.62}$$

Il fattore determinante per la risposta in alta frequenza del circuito risulta quindi essere proprio la capacità C_i dovuta all'effetto Miller.

Nel circuito di ingresso non si è tenuto conto della resistenza interna R_g del generatore. Questo equivale a supporre un generatore di segnale che si comporta come un generatore *di corrente* con resistenza interna $R_g = \infty$. Il grafico di figura 4.29 riporta l'amplificazione calcolata come rapporto tra tensione di uscita e corrente di ingresso, cioè la *transresistenza* r_{21} (curva rossa, scala a destra). La banda passante è limitata a 290 kHz, come previsto.

Se però si collega all'ingresso dell'amplificatore un normale generatore di segnali da laboratorio con resistenza interna $R_g = 50\Omega$, si ottiene la curva di *amplificazione di tensione* riportata in blu (scala a sinistra). La banda passante risulta estesa fino a 3.5 MHz. Questo si spiega con il fatto che la costante di tempo τ_i è passata da 580 a 53 ns per effetto della resistenza da 50 Ω del generatore in parallelo con la g_{ie}, portando la frequenza di taglio f_{Hi} a 3.0 MHz.

In apparenza la banda passante del circuito è aumentata. In pratica, il generatore sta pilotando la base del transistor in tensione, erogando una corrente sempre maggiore via via che aumenta la frequenza. Questo effetto si vede molto bene nel grafico

del valore dell'impedenza di ingresso dell'amplificatore in funzione della frequenza (fig. 4.30).

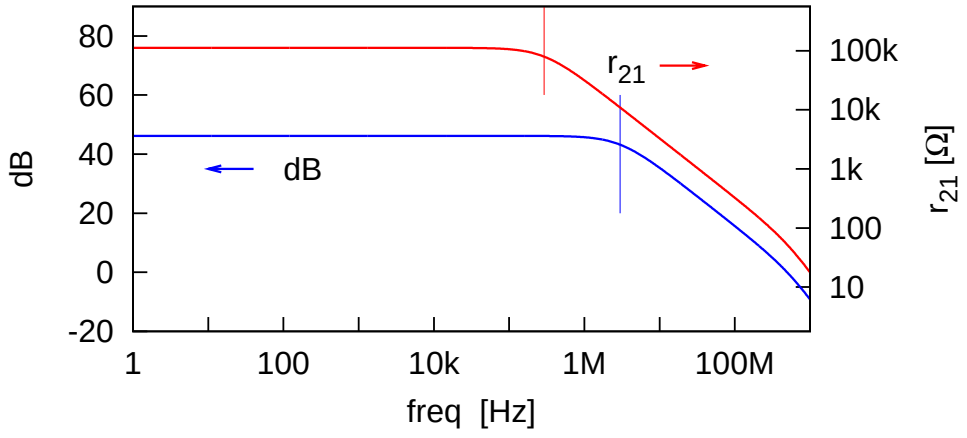

Figura 4.29: Banda passante di un amplificatore ad emettitore comune. La curva in rosso rappresenta la *transresistenza* r_{21}, cioè il rapporto tra tensione di uscita e corrente di ingresso quando il segnale è fornito da un generatore di corrente ($R_g = \infty$). La curva in blu rappresenta l'amplificazione di tensione (in dB) ottenuta con un generatore di tensione con resistenza interna $R_g = 50\ \Omega$. I due segmenti verticali indicano i punti *a* 3 dB sulle due curve e corrispondono alle frequenze di 290 kHz e 3.0 MHz.

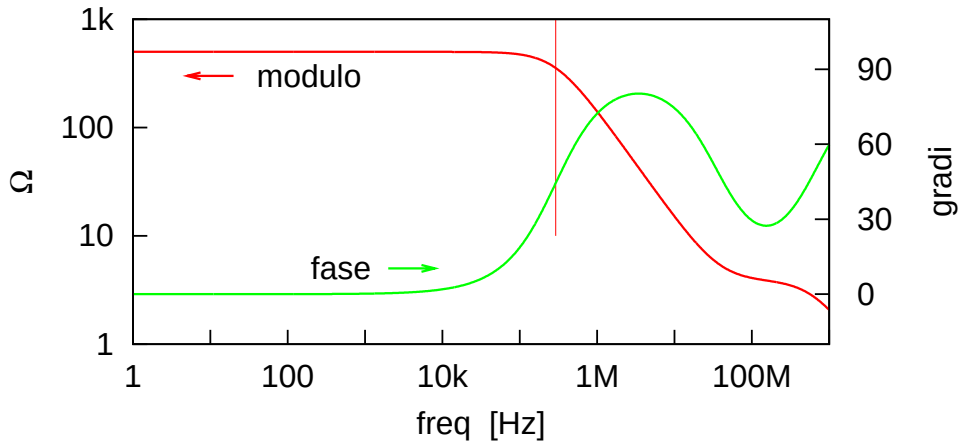

Figura 4.30: Modulo (linea rossa) e fase (linea verde) della impedenza di ingresso in funzione della frequenza per l'amplificatore ad emettitore comune di tab. 4.2. Il segmento verticale corrisponde al punto in cui l'impedenza di ingresso si è ridotta di un fattore $\sqrt{2}$, cioè di 3 dB e corrisponde alla frequenza di 290 kHz, in accordo con la curva in rosso di fig. 4.29.