

Capitolo 11

Amplificatori differenziali

11.1 Concetti generali

L'amplificatore differenziale è adoperato in un gran numero di casi, dove sia necessario amplificare la differenza tra due segnali. Una tipica applicazione si incontra nel caso in cui occorra trasmettere ad una certa distanza, in un ambiente soggetto a rumore elettronico un segnale di ampiezza ridotta. La linea che trasmette il segnale potrà prelevare dall'ambiente del rumore, che all'arrivo si troverà sommato al segnale.

Ammettiamo di usare, per la trasmissione, due linee e di trasmettere lungo la prima linea il segnale v e lungo la seconda il suo opposto $-v$. Ammettiamo inoltre che le due linee siano strettamente accoppiate tra loro in modo da prelevare dall'ambiente un ugual segnale di rumore v_n . Ciò può esser ottenuto avvolgendo a spirale una linea sull'altra. In tal caso il segnale all'arrivo sarà $v + v_n$ sulla prima linea e $-v + v_n$ sulla seconda.

Se ora il circuito che riceve il segnale è un amplificatore differenziale, esso amplificherà la differenza dei due segnali. Se A è il guadagno, il segnale all'uscita sarà:

$$v_o = A[(v + v_n) - (-v + v_n)] = 2Av$$

L'effetto del rumore sarà così annullato.

Diamo ora alcune definizioni comunemente adoperate nel caso degli amplificatori differenziali, facendo riferimento allo schema di figura 11.1.

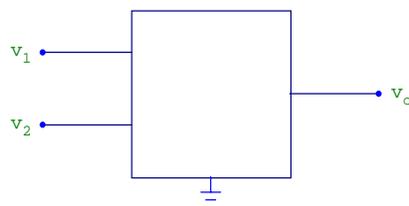


Figura 11.1:

L'amplificatore ha due ingressi v_1 e v_2 , ed un'uscita v_o . Sia gli ingressi che l'uscita sono riferiti a massa. Chiamiamo "segnale differenza" la quantità:

$$v_d = v_2 - v_1 \tag{11.1}$$

e "segnale somma" o "segnale di ingresso nel modo comune", la quantità:

$$v_a = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (11.2)$$

Se ora l'ingresso 2 è collegato a massa ed un segnale v_1 è applicato all'ingresso 1 avremo:

$$v'_o = A_1 v_1$$

Analogamente, se colleghiamo a massa l'ingresso 1 ed applichiamo un segnale v_2 all'ingresso 2, avremo:

$$v''_o = A_2 v_2$$

Per il principio di sovrapposizione, applicando segnali v_1 e v_2 agli ingressi 1 e 2, avremo:

$$v_o = A_1 v_1 + A_2 v_2 \quad (11.3)$$

Le equazioni 11.1 e 11.2 forniscono:

$$v_1 = v_a - \frac{v_d}{2}$$

$$v_2 = v_a + \frac{v_d}{2}$$

Che, sostituite nella 11.3, danno:

$$v_o = (A_1 + A_2)v_a + \frac{A_1 - A_2}{2}v_d \quad (11.4)$$

Si definisce " guadagno nel modo comune " la grandezza:

$$A_a = A_1 + A_2$$

Analogamente, si definisce " un guadagno nel modo differenziale " la grandezza:

$$A_d = \frac{A_1 - A_2}{2}$$

Con tali definizioni la 11.4 diventa:

$$v_o = A_a v_a + A_d v_d \quad (11.5)$$

Per quanto detto in precedenza, un buon amplificatore differenziale deve avere un buon guadagno per l'ingresso differenziale ed un guadagno molto piccolo (idealmente nullo) per l'ingresso comune v_a . Dalla 11.5 abbiamo:

$$v_o = A_d \left(v_d + \frac{A_a}{A_d} v_a \right)$$

Il rapporto $\rho = A_d/A_a$ va sotto il nome di "rapporto di reiezione per il modo comune". Si ha quindi:

$$v_o = A_d \left(v_d + \frac{1}{\rho} v_a \right)$$

Idealmente ρ dovrebbe essere infinito con che avremmo:

$$v_o = A_d v_d$$

11.2 Amplificatore differenziale: schema base

La coppia differenziale mostrata in figura 11.2 è alla base di qualsiasi amplificatore differenziale.

Non sono state indicate le resistenze di polarizzazione delle basi. Ammetteremo inoltre che i due transistor siano il più possibile simili, e che essi lavorino in zona attiva.

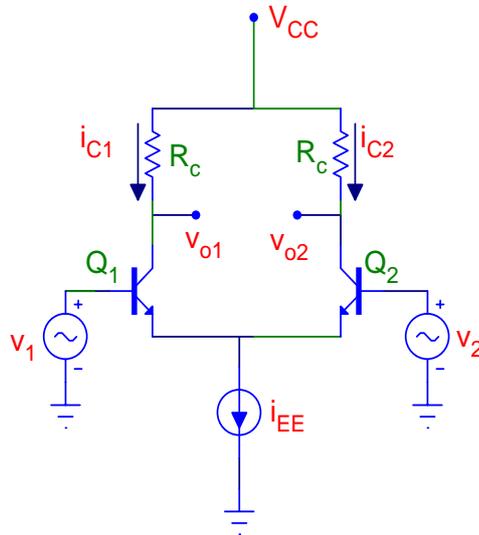


Figura 11.2:

Notiamo che:

$$v_d \equiv v_1 - v_2 = v_{BE1} - v_{BE2}$$

Inoltre, trascurando la corrente inversa del diodo collettore-base:

$$i_{C1} = \alpha i_{E0} e^{v_{BE1}/V_T}$$

$$i_{C2} = \alpha i_{E0} e^{v_{BE2}/V_T}$$

Dove α è comune ai due transistor, come pure i_{E0} .

Da queste segue:

$$\frac{i_{C2}}{i_{C1}} = e^{(v_{BE2} - v_{BE1})/V_T} = e^{-v_d/V_T}$$

La presenza del generatore di corrente sulla gamba di emettitore fa sì che:

$$i_{EE} = i_{E1} + i_{E2} = \frac{i_{C1} + i_{C2}}{\alpha}$$

da cui:

$$\alpha \frac{i_{EE}}{i_{C1}} = 1 + \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = 1 + e^{-v_d/V_T}$$

ed infine:

$$i_{C1} = \frac{\alpha i_{EE}}{1 + e^{-v_d/V_T}}$$

$$i_{C2} = \frac{\alpha i_{EE}}{1 + e^{v_d/V_T}}$$

Ricordiamo che V_T vale approssimativamente 25 mV.

Se $v_d \gg V_T$ avremo:

$$i_{C1} = \alpha i_{EE}$$

$$i_{C2} = 0$$

Se invece v_d è negativo e $|v_d| \gg V_T$ abbiamo:

$$i_{C1} = 0$$

$$i_{C2} = \alpha i_{EE}$$

Le tensioni alle uscite v_{o1} e v_{o2} saranno:

$$v_{o1} = V_{CC} - R_c i_{C1}$$

$$v_{o2} = V_{CC} - R_c i_{C2}$$

L'andamento di tali tensioni in funzione di v_d è schematicamente mostrato in figura 11.3.

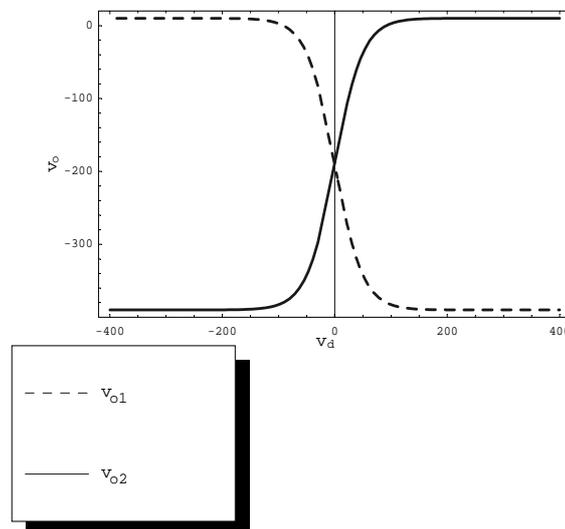


Figura 11.3:

Notiamo che nelle zone all'estrema destra ed all'estrema sinistra si hanno valori costanti per v_{o1} e v_{o2} . Il circuito viene adoperato in tali zone quando si voglia realizzare un circuito logico (logica ECL). La zona più interessante per la realizzazione

di una amplificatore differenziale è quella centrale in cui l'andamento delle curve è approssimativamente lineare.

In tale zona ciascuna delle due tensioni d'uscita v_{o1} e v_{o2} è funzione lineare di $(i_{c1} - i_{c2})$ che a sua volta dipende da v_1 e v_2 .

Prima di esaminare in dettaglio la risposta, studiamo ora il punto di lavoro.

Poichè abbiamo due transistor, dobbiamo analizzare il punto di lavoro di entrambi, cioè fissare i_{c1} , v_{CE1} , i_{c2} , v_{CE2} .

Cominciamo ad esaminare il caso in cui $v_d = 0$, cioè $v_1 = v_2$. Sostituiamo inoltre il generatore di corrente con una semplice resistenza collegata ad una tensione negativa ($-V_{EE}$) come mostrato in figura 11.4.

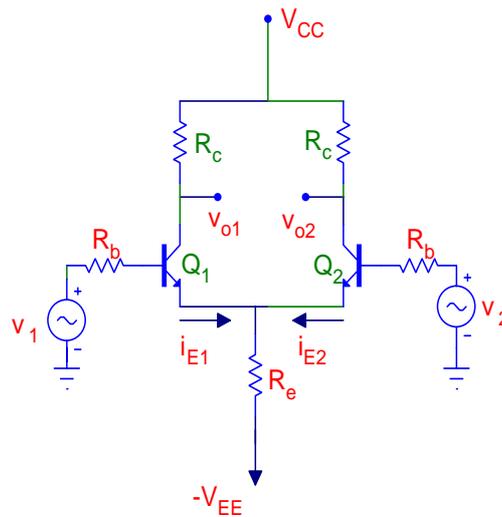


Figura 11.4:

Data la (teoricamente) completa simmetria del circuito, possiamo limitarci a studiarne una metà. La resistenza R_e attraversata dalla corrente $i_{E1} + i_{E2} = 2i_E$ andrà ora sostituita da una resistenza $2R_e$ attraversata da i_E . La configurazione è quella mostrata in figura 11.5.

L'equazione della retta di carico è ottenibile da:

$$v_{CE} = V_{CC} - R_c i_C - 2R_e i_E + V_{EE} \cong V_{CC} + V_{EE} - i_C (R_c + 2R_e) \quad (11.6)$$

La maglia di base fornisce:

$$V_a = R_b i_B + v_{BE} + i_E (2R_e) - V_{EE}$$

dove si è trascurato il termine h_{ie} .

Da quest'ultima equazione si ottiene, con:

$$i_B = i_E / (h_{fe} + 1)$$

ed $i_E \approx i_C$:

$$V_a = \frac{R_b i_E}{1 + h_{FE}} + V_{be} + 2R_e i_E - V_{EE}$$

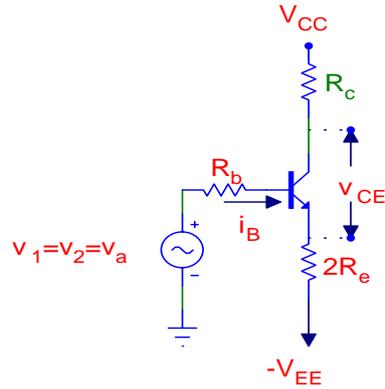


Figura 11.5:

$$i_C \left[2R_e + \frac{R_b}{1 + h_{FE}} \right] = V_a - V_{be} + V_{EE}$$

$$i_C = \frac{V_a + V_{EE} - V_{be}}{2R_e + R_b/(1 + h_{FE})} \quad (11.7)$$

L'equazione 11.6 fornisce la retta di carico mentre la 11.7 ci fa vedere come varia il punto sulla retta di carico al variare di v_a (vedi figura 11.6).

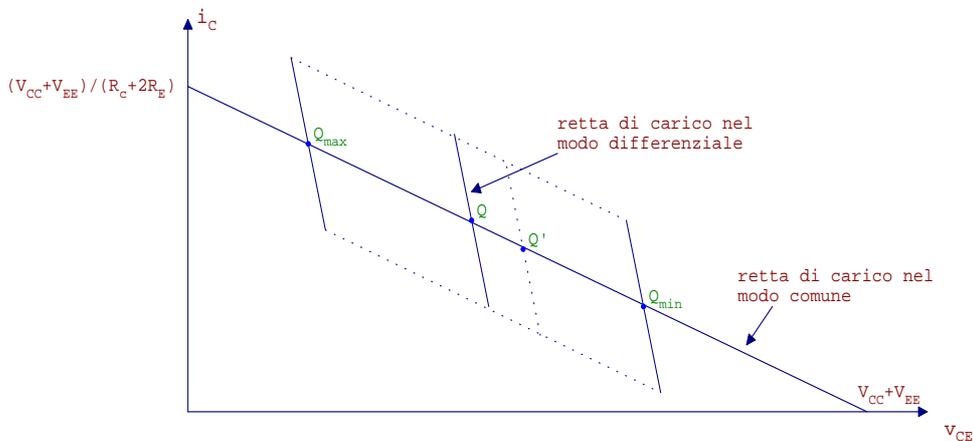


Figura 11.6:

Il punto Q è ottenibile dalla 11.7 ponendo $v_a = 0$:

$$i_C(Q) = \frac{V_{EE} - V_{be}}{2R_e + R_b/(1 + h_{FE})}$$

I punti indicati con Q_{min} e Q_{max} sono ottenibili dalla medesima equazione 11.7 ponendo $v_a = v_a^{max}$ e $v_a = v_a^{min}$, sempre mantenendo $v_d = 0$.

Notiamo che, in tale situazione di perfetta simmetria, $v_{o1} = v_{o2}$.

Esaminiamo ora ciò che accade se v_d è diverso da zero, e $v_a = 0$. Dovremo ora porre $v_2 = -v_1 = v_d/2$. Essendo ora $v_a = 0$, il punto di lavoro sarà Q, che corrisponde anche a $v_d = 0$. Vediamo come tale punto si sposti al variare di v_d .

Per piccole variazioni (uguali ed opposte) di v_1 e v_2 , le correnti i_{E1} e i_{E2} subiranno variazioni uguali ed opposte; resterà però costante la loro somma:

$$i_E = i_{E1} + i_{E2}$$

Di conseguenza la tensione di emettitore rimarrà costante. Cambieranno invece V_{ce1} e V_{ce2} :

$$\Delta V_{ce1} = -R_c \Delta i_{c1}$$

$$\Delta V_{ce2} = -R_c \Delta i_{c2}$$

Indicando con v_{CEQ} , i_{CQ} i valori di v_{CE} e di i_C corrispondenti al punto di lavoro Q, una generica di tali equazioni può essere scritta nella forma:

$$v_{CE} - v_{CEQ} = -R_c(i_C - i_{CQ})$$

Nel grafico della figura 11.6 tale relazione è rappresentata da una retta passante per il punto Q ed avente pendenza pari a $-1/R_c$.

Si può vedere anche che, se v_a fosse stato diverso da zero, ad esempio tale da portare il punto di lavoro in Q', i valori di v_{CE} ed i_C ottenuti variando v_d sarebbero stati quelli situati sul segmento tratteggiato indicato, passante per il punto Q'; tale segmento appartiene alla retta di pendenza pari a $-1/R_c$.

11.3 Analisi della risposta a piccoli segnali dell'amplificatore differenziale

L'analisi della risposta dell'amplificatore differenziale a segnali di piccola ampiezza, nella regione di basse frequenze, dove le capacità parassite possono essere trascurate, può essere effettuata tramite il modello a parametri h semplificato (cioè trascurando i parametri h_{re} ed h_{oe}) con una tecnica simile a quella adoperata nell'analisi del punto di lavoro.

I segnali applicati ai due ingressi, v_1 e v_2 , possono essere scritti, come già visto, in termini dei segnali somma e differenza v_a e v_d :

$$v_1 = v_a - v_d/2$$

$$v_2 = v_a + v_d/2$$

Il circuito base-emettitore dell'insieme dei due transistor è schematizzabile come indicato in figura 11.7, dove l'impedenza presente nel circuito di base, R_b (che tiene conto delle resistenze di polarizzazione di base e dell'impedenza d'uscita del generatore) è stata "riflessa" nel circuito di emettitore. Analoga cosa è stata fatta per h_{ie} , che è stata sostituita da $h_{ie}/(h_{fe} + 1) = h_{ib}$.

Il circuito di collettore è schematizzato in figura 11.8.

Notiamo ora che, analogamente a quanto fatto in precedenza, possiamo calcolare la risposta del sistema facendo uso del principio di sovrapposizione: calcolare cioè la

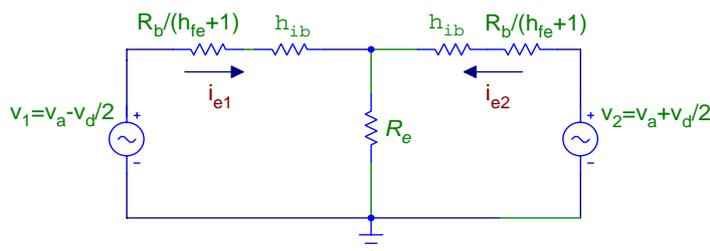


Figura 11.7:

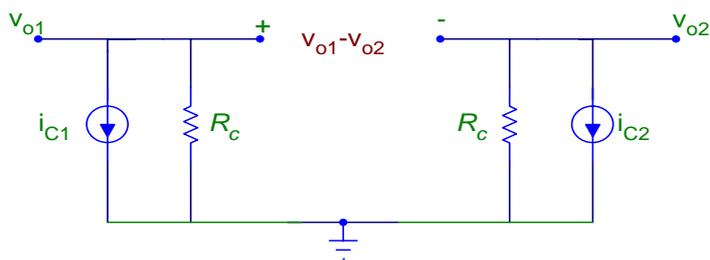


Figura 11.8:

risposta in presenza del solo segnale comune v_a , quella in presenza del solo segnale differenza v_d ed infine la risposta complessiva ottenibile nel caso generale in cui siano diversi da zero sia v_a che v_d .

Se $v_d = 0$ avremo $v_1 = v_2$ e quindi $i_{e1} = i_{e2}$. In tal caso la parte sinistra e quella destra del circuito di figura 11.7 risultano identiche e ci si può limitare a studiarne una metà. Occorre però tener conto del fatto che a ciascuna metà appartiene una resistenza $2R_e$. Il circuito diventa quindi quello di figura 11.9, dove è:

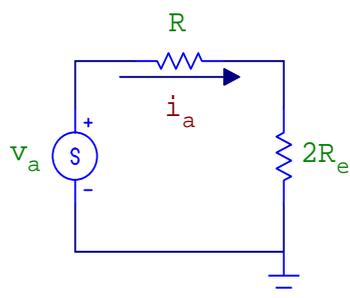


Figura 11.9:

$$R = h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe} + 1}$$

Da cui segue:

$$i_a = \frac{v_a}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

Se ora è diverso da zero v_d e nullo v_a , il circuito diviene quello di figura 11.10.

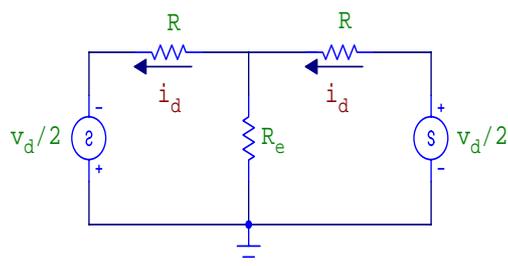


Figura 11.10:

Vediamo che ora le correnti nelle due maglie sono uguali e discordi per cui è nulla la corrente in R_e ed è di conseguenza uguale a zero la differenza di potenziale ai suoi capi. In tali condizioni R_e può essere sostituita da un corto circuito.

La metà sinistra del circuito diviene allora quella di figura 11.11, per cui:

$$i_d = -\frac{v_d/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

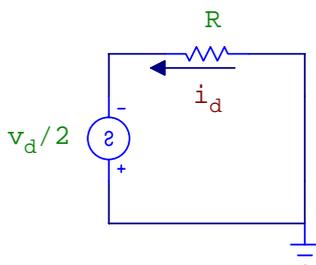


Figura 11.11:

Nel caso generale, in cui siano diversi da zero sia v_a che v_d , le correnti i_{e1} ed i_{e2} saranno date da:

$$i_{e1} = \frac{v_a}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} - \frac{v_d/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

$$i_{e2} = \frac{v_a}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} + \frac{v_d/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

Ammettendo che $i_c \approx i_e$, dalla maglia d'uscita si vede che le tensioni v_{o1} e v_{o2} sono:

$$v_{o1} = -R_c i_{c1} = \frac{R_c/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} v_d - \frac{R_c}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} v_a$$

$$v_{o2} = -R_c i_{c2} = \frac{-R_c/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} v_d - \frac{R_c}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} v_a$$

e quindi:

$$v_{o1} - v_{o2} = \frac{R_c}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)} v_d$$

cioè $v_{o1} - v_{o2}$ è proporzionale al segnale differenza v_d .

Le singole tensioni d'uscita v_{o1} e v_{o2} sono dipendenti linearmente da v_d , ma dipendono anche da v_a . Si può scrivere:

$$v_{o1} = A_d v_d - A_a v_a$$

$$v_{o2} = -A_d v_d - A_a v_a$$

con:

$$A_d = \frac{R_c/2}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

$$A_a = \frac{R_c}{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

Possiamo allora definire il rapporto di reiezione per il modo comune (CMRR) come:

$$CMRR = \rho \equiv \frac{A_d}{A_a} = \frac{2R_e + h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}{2[h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)]}$$

Se è $2R_e \gg h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)$, ρ può essere approssimato da:

$$\rho \approx \frac{R_e}{h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)}$$

Ad esempio se $h_{fe} = 100$, $R_b = 500\Omega$, $R_e = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_c = 200\Omega$, $i_{CQ} \cong i_{EQ} = 2.5 \text{ mA}$:

$$h_{ib} = \frac{V_T}{i_{EQ}} = \frac{25}{2.5} = 10 \Omega$$

$$\frac{R_b}{h_{fe} + 1} \approx 5 \Omega$$

$$\rho = \frac{1500}{15} = 100$$

cioè 40 dB. I valori di A_a e di A_d in tal caso varranno:

$$A_a = \frac{R_c}{2 \times 1.5 \text{ k}\Omega + 15\Omega} \approx \frac{200}{3000} = 0.067$$

$$A_d = \frac{R_c/2}{15\Omega} = \frac{100}{15} = 6.67$$

Valori tipici di ρ in amplificatori differenziali commerciali vanno da 80 a 100 dB (cioè da 10^4 a 10^5).

Il valore di ρ può essere considerevolmente aumentato aumentando il valore della resistenza R_e .

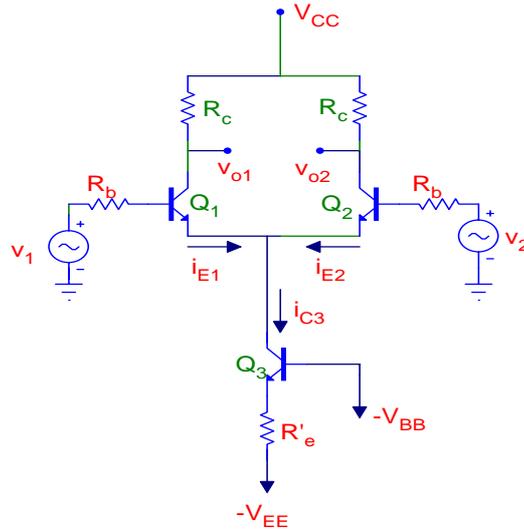


Figura 11.12:

Tuttavia all'aumentare di R_e aumenta la caduta di potenziale ai suoi capi ed aumenta quindi la tensione di emettitore.

Si può aumentare molto il valore di ρ utilizzando un circuito in cui R_e è sostituita da un transistor che funziona in base comune. Il circuito è indicato in figura 11.12.

Il transistor Q_3 fornisce la corrente necessaria ed al medesimo tempo presenta una elevata impedenza vista dagli emettitori dei transistor Q_1, Q_2 . Tale impedenza è pari ad $1/h_{ob3}$, che è dell'ordine di $500\text{ k}\Omega$. Con tale modifica, il valore di ρ dell'esempio precedente diverrebbe $\rho \approx 3.3 \cdot 10^4$ ($\approx 90\text{ dB}$).

Come già visto in precedenza quando abbiamo analizzato il punto di lavoro dell'amplificatore differenziale, la retta di carico per il modo comune ($v_d = 0, v_a \neq 0$) ha pendenza pari a $-1/(R_c + 2R_e)$; quella relativa al modo differenziale ha pendenza pari a $-1/R_c$.

Nel caso attuale, quest'ultima retta di carico rimane invariata mentre, a causa dell'elevato valore della resistenza presente sull'emettitore del circuito differenziale, la retta di carico relativa al funzionamento nel modo comune diventa quasi orizzontale. Ciò è mostrato in figura 11.13.

I punti estremi Q_1 e Q_2 sulla retta di carico relativa al funzionamento nel modo comune possono esser ottenuti imponendo che nessuno dei transistor vada in saturazione. Il transistor non andrà in saturazione (come si può vedere dalle equazioni di Ebers-Moll) se:

$$v_{CE} > V_T[2.2 + \ln(h_{FE}/h_{FC})]$$

Se ad esempio è $h_{FE} = 100$ ed $h_{FC} = 0.01$ si trova che deve essere $v_{CE} > 0.3\text{ V}$. Ora, il valore di v_{CE1} è determinato da v_a . Abbiamo infatti:

$$v_{C1} = V_{CC} - R_c I_{CQ1}$$

$$v_{E1} = v_a - R_b I_{BQ1} - 0.7$$

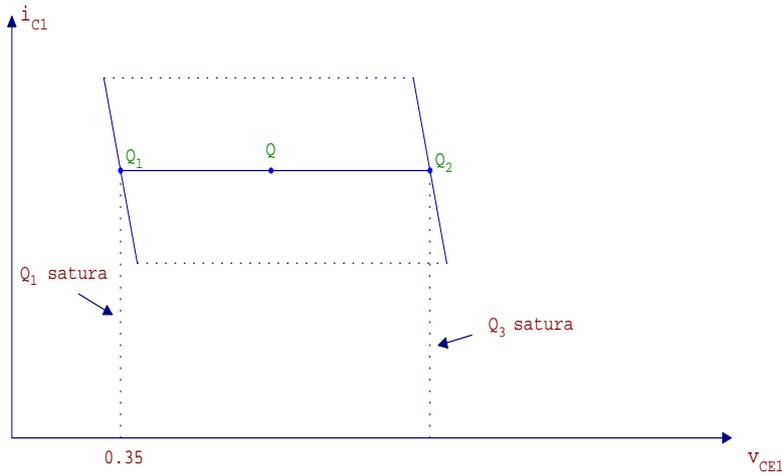


Figura 11.13:

$$v_{CE1} = v_{C1} - v_{E1} = V_{CC} - R_c I_{CQ1} - v_a + R_b \frac{I_{CQ1}}{h_{FE}} + 0.7$$

ed una analoga equazione è vera per v_{CE2} .

La condizione $v_{CE1} > 0.35 \text{ V}$ (preso al posto di 0.3 V, per sicurezza), implica:

$$v_a < V_{CC} - \left(R_c - \frac{R_b}{h_{FE}} \right) I_{CQ1} + 0.35$$

Il limite inferiore su v_a è posto dalla condizione che Q_3 non saturi. Notiamo che si ha:

$$v_a = R_b \frac{I_{CQ1}}{h_{FE}} + 0.7 - v_{CE3} - 0.7 - V_{BB}$$

da cui:

$$v_{CE3} = v_a - R_b \frac{I_{CQ1}}{h_{FE}} + V_{BB} > 0.35 \text{ V}$$

segue:

$$v_a > R_b \frac{I_{CQ1}}{h_{FE}} - V_{BB} + 0.35$$

11.4 Impedenza d'ingresso dell'amplificatore differenziale

La resistenza vista dai generatori di tensione v_1 e v_2 , può essere facilmente calcolata a partire dal circuito equivalente base-emettitore, che ridisegniamo in figura 11.14.

Poichè in genere R_e è molto maggiore di $h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)$, possiamo trascurare R_e . L'impedenza vista da v_1 si può allora ottenere immaginando di cortocircuitare v_2 e di calcolare R_{i1} come il rapporto tra v_1 ed i_{b1} , cioè:

$$R_{in} = R_{i1} = \frac{v_1}{i_{b1}} = \frac{v_1 i_{e1}}{i_{e1} i_{b1}} = 2 \left(h_{ib} + \frac{R_b}{h_{fe} + 1} \right) \cdot (h_{fe} + 1)$$

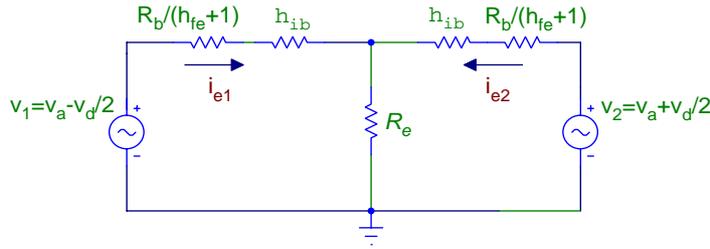


Figura 11.14:

Se ad esempio è $h_{fe} = 99$ e $I_{EQ1} = I_{EQ2} = 1 \text{ mA}$, avremo:

$$h_{ie} = (h_{fe} + 1)h_{ib} = (h_{fe} + 1) \frac{V_T}{I_{EQ}} = 2500 \Omega$$

da cui:

$$R_{in} = 5 \text{ k}\Omega + 200 \cdot R_b$$

e, con $R_b = 50 \Omega$: $R_{in} = 15 \text{ k}\Omega$.

Per ottenere valori più elevati di R_{in} è possibile sostituire il transistor della coppia con FET, o anche con transistor Darlington.

11.5 Generatore di corrente sull'emettitore

Un metodo utilizzato nella pratica per ottenere una corrente I_o costante nel ramo di emettitore dell'amplificatore differenziale, senza utilizzare una resistenza di valore elevato, è quello di inserire un generatore di corrente del tipo disegnato in figura 11.15.

Verifichiamo che effettivamente I_o è costante.

Abbiamo:

$$V_{BE} + R_3 I_3 = V_B + V_{EE} \quad (11.8)$$

Calcoliamo ora V_B , trascurando la corrente di base.

$$V_B = -R_1 I$$

Notiamo che la corrente I che fluisce in R_1 è la stessa che fluisce in D_1 , D_2 ed R_2 .

Inoltre:

$$V_B + V_{EE} = V_D + R_2 I$$

dove V_D è la caduta complessiva di potenziale ai capi dei due diodi.

Dalle due ultime equazioni si ottiene:

$$V_B + V_{EE} = V_D - \frac{R_2}{R_1} V_B$$

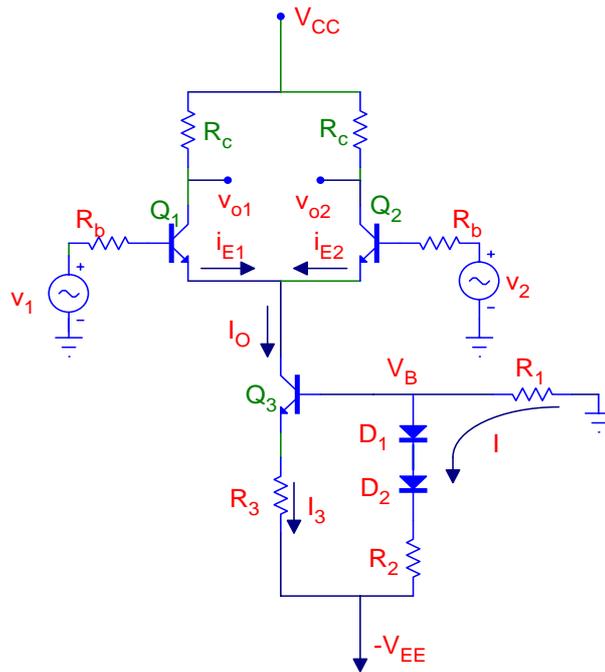


Figura 11.15:

Cioè:

$$V_B \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = V_D - V_{EE}$$

$$V_B = (V_D - V_{EE}) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Facendo ora uso della 11.8, si ottiene:

$$V_{BE} + R_3 I_3 = V_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_D \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Se R_1 ed R_2 sono scelte in modo che:

$$\frac{V_D R_1}{R_1 + R_2} = V_{BE}$$

segue:

$$I_3 = V_{EE} \frac{R_2}{R_3 (R_1 + R_2)}$$

Il che ci dice che se V_{EE} è costante, allora anche I_3 è costante.

Notiamo che se V_{BE} aumentasse a causa di una variazione di temperatura, V_D aumenterebbe percentualmente della stessa quantità e quindi la relazione:

$$V_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} = V_{BE}$$

Continuerebbe ad esser vera. In tal modo il circuito è quindi stabilizzato contro eventuali variazioni di temperatura.

Si noti che $I_o = I_3$. Se differenziamo rispetto a $V_{B1} - V_{B2}$:

$$\frac{dI_{C2}}{d(V_{B1} - V_{B2})} = \frac{I_o \left(-e^{-(V_{B2}-V_{B1})/V_T} \right)}{\left(1 + e^{-(V_{B2}-V_{B1})/V_T} \right)^2} \left(-\frac{1}{V_T} \right)$$

Per $V_{B1} = V_{B2}$ si ha:

$$\frac{dI}{dV} = g_{md} = \frac{I_o}{4V_T} \quad (11.9)$$

Questa equazione ci dice che per un dato valore di I_o , la transconduttanza di un amplificatore differenziale è pari ad un quarto di quella del singolo transistor.

Dall'equazione 11.9 si deduce che:

1. l'amplificatore differenziale è un buon *limitatore*: quando l'input $V_{B1} - V_{B2}$ supera $\pm 4V_T$ ($\pm 100 \text{ mV}$ a temperatura ambiente) l'output può aumentare molto poco.
2. Il valore di g_{md} è proporzionale ad I_o . Si ha

$$v_{o2} = g_{md} R_c \Delta(V_{B1} - V_{B2})$$

3. è possibile modificare il guadagno dell'amplificatore differenziale aumentando I_o (controllo automatico del guadagno)

11.6 Amplificatore differenziale che fa uso di transistor Darlington

Abbiamo visto che un tipico transistor Darlington ha un valore di h_{fe} pari all'incirca al quadrato dell' h_{fe} del singolo transistor e che la sua impedenza d'ingresso è maggiore di quella di un singolo transistor di un fattore $2(h_{fe} + 1)$.

Un'amplificatore differenziale che fa uso di transistor Darlington è quello indicato in figura 11.16.

L'impedenza d'ingresso di ciascuno dei due transistor è:

$$R_D = 2(h_{fe} + 1)h_{ie} = 2(h_{fe} + 1)^2 h_{ib}$$

Si può allora facilmente vedere che il circuito equivalente è quello di figura 11.17: L'impedenza d'ingresso vista da v_1 (o da v_2) è, come prima:

$$R_i = 4(h_{fe} + 1)h_{ie1} = 4(h_{fe} + 1)^2 h_{ib1}$$

Ad esempio, se $(h_{fe} + 1) = 100$ ed $I_{EQ1} = 1 \text{ mA}$, troviamo:

$$R_i = 4 \cdot 10^4 \cdot \frac{25}{1} = 1 \text{ M}\Omega$$

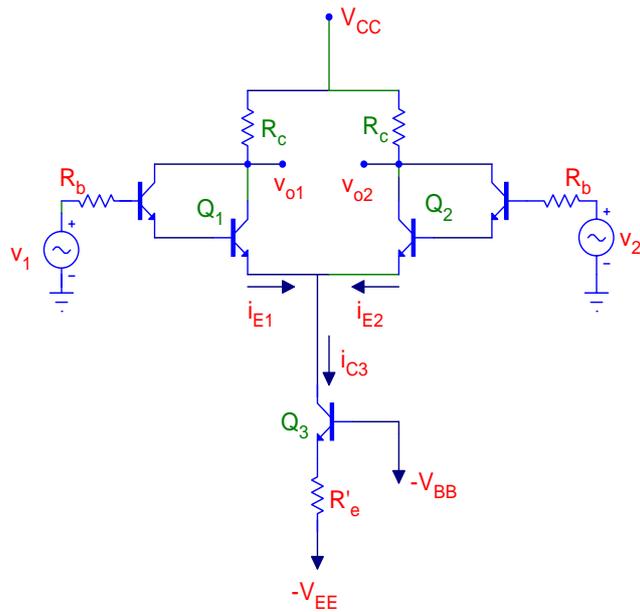


Figura 11.16:

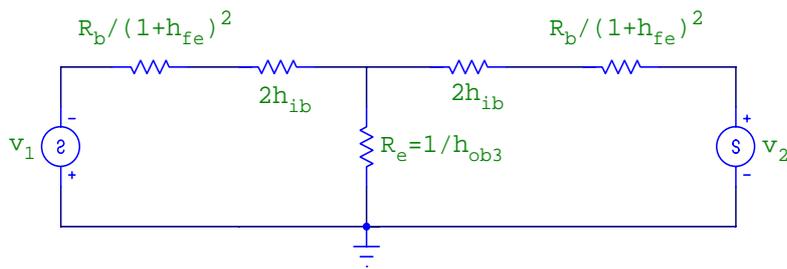


Figura 11.17:

Il rapporto di reiezione per il modo comune sar :

$$\rho = \frac{R_e}{2h_{ib} + R_b/(h_{fe} + 1)^2}$$

Notiamo che, rispetto al caso in cui si adoperavano dei normali transistor:

$$h_{ib} \rightarrow 2h_{ib}$$

$$\frac{R_b}{1 + h_{fe}} \rightarrow \frac{R_b}{(1 + h_{fe})^2}$$

Il valore di ρ   quindi aumentato.