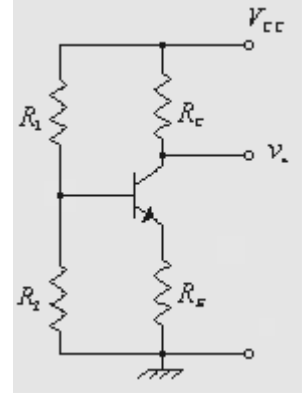


AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI

- Cenni sulle reti polarizzatrici

Generalmente una buona rete di polarizzazione, oltre a garantire che il punto di lavoro a riposo cada nella regione attiva di funzionamento, deve anche stabilizzare il punto di lavoro rispetto alle variazioni del guadagno \mathbf{b} , si ricordi la relazione nella quale tale parametro è coinvolto $I_C = \mathbf{b}I_B + (1 + \mathbf{b})I_{C0}$. E' possibile ritenere che la polarizzazione sia stabile quando la corrente di collettore, e di conseguenza la corrente di emettitore, restano praticamente costanti e indipendenti dalle variazioni di \mathbf{b} . Si ricordi inoltre che a causa delle inevitabili tolleranze nei processi di fabbricazione, e dell'influenza delle variazioni di temperatura, generalmente si ha $50 < \mathbf{b} < 125$. Facendo riferimento alla rete polarizzatrice a quattro resistenze mostrata in figura, è possibile scrivere (si sdoppiano i generatori e si scrive l'equazione alla maglia d'ingresso ottenuta applicando Thevenin):



$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \quad \text{dove} \quad V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} \quad \text{e} \quad R_B = R_1 // R_2$$

visti i valori tipici di \mathbf{b} , è ragionevole assumere $I_B \ll I_C$, facendo inoltre l'ipotesi che sia $R_B I_B \ll V_{BB}$, si ottiene la soluzione approssimata $I_C = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E}$ (A). Si ricordi che la

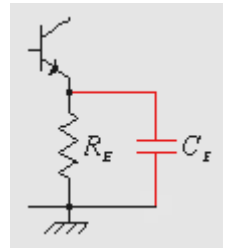
validità dell'ipotesi $R_B I_B \ll V_{BB}$ va generalmente imposta come vincolo per il dimensionamento della rete di polarizzazione, per esempio imponendo che sia $10 R_B I_B < V_{BB}$ (B). Comunque generalmente come vincolo per il dimensionamento di R_1 e R_2 si impone la condizione di partitore pesante, la quale permette di comprendere in maniera intuitiva il motivo per cui la corrente di collettore non dipende dalla corrente di base. La condizione di "partitore pesante" permette di dire infatti che il potenziale effettivo di base (con il transistor collegato) non differisce in maniera apprezzabile da quello calcolabile con base sconnessa, che tra l'altro è proprio V_{BB} . Da quanto detto si capisce quindi che effettivamente, in tutti quei casi in cui è verificata la condizione di partitore pesante, qualunque sia la corrente di base il potenziale di base è approssimativamente V_{BB} , e quindi il potenziale di emettitore, da cui dipende la corrente di collettore ($I_C \approx -I_E = V_E / R_E$), è indipendente dalla corrente di base (questo grazie al fatto che in regione attiva V_{BE} è approssimativamente costante). Per esempio, è possibile ritenere che la condizione di partitore pesante sia garantita se la corrente di base risulta essere almeno 10 volte più piccola della corrente che scorrerebbe nella serie di R_1 e R_2 con la base sconnessa:

$$\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} > 10 I_B \quad \text{condizione di partitore pesante}$$

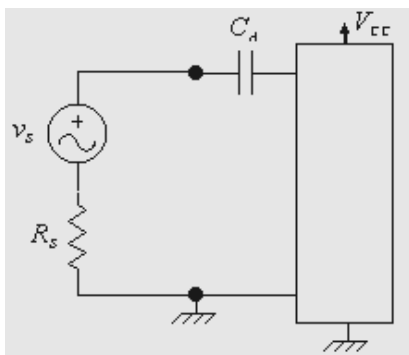
è comunque possibile dimostrare che questa è una condizione più restrittiva della (B).

Nell'ipotesi che il transistor si trovi a lavorare nella regione attiva di funzionamento, e che V_{BB} sia 2 o 3 volte maggiore di V_{BE} , è lecito utilizzare per la tensione V_{BE} , un valore stimato

(generalmente $V_g = 0,7V$) del valore effettivo che assume quando, appunto, il transistor lavora in regione attiva. In tutti quei casi in cui le ipotesi dette sono verificate la (A) diventa $I_C \approx \frac{V_{BB} - V_g}{R_E}$, da questa è possibile concludere che effettivamente, nelle condizioni dette, la corrente di collettore non dipende in alcun modo dal guadagno del transistor, e quindi che il circuito in questione si comporta in maniera simile ad un generatore di corrente. La stabilità del punto di lavoro è resa possibile dalla presenza di R_E , la quale permette il meccanismo secondo cui ad un aumento del guadagno segue una diminuzione della corrente di base, viceversa, ad una diminuzione del guadagno segue un aumento della corrente di base. Purtroppo, come è vero che R_E ha il vantaggio di stabilizzare il punto di lavoro, è anche vero che ha l'effetto di ridurre il guadagno dell'amplificatore; pertanto tanto più alto sarà il suo valore, tanto più il punto di lavoro risulterà essere stabile, e tanto più il guadagno basso. Per ovviare a tale problema si utilizza il cosiddetto condensatore di bypass C_E , posto, come mostrato in figura, tra l'emettitore e massa. Il condensatore C_E viene dimensionato in maniera tale da presentare un'impedenza di valore trascurabile alla minima frequenza di lavoro: così R_E svolge la funzione di stabilizzare il punto di lavoro pur essendo l'emettitore a massa alla frequenza del segnale utile.



- Accoppiamento



Un modo per soddisfare la necessità di realizzare amplificatori il cui punto di lavoro a riposo risulti non disturbato dalla sorgente, e quindi indipendente da questa, può essere quello di utilizzare configurazioni amplificatrici disaccoppiate in DC del tipo mostrato in figura. Simili configurazioni prevedono una capacità di accoppiamento C_A , il cui scopo è appunto quello di disaccoppiare la sorgente dal primo stadio amplificatore.

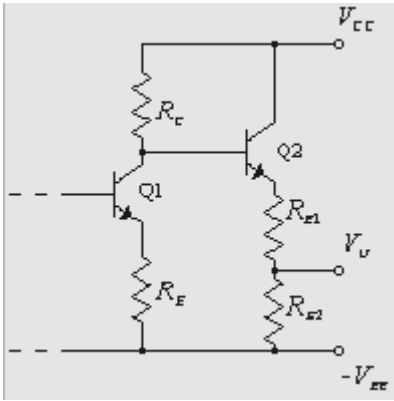
Questa soluzione non è però adatta a realizzare amplificatori di segnali DC o lentamente variabili, inoltre, risultando estremamente difficile la realizzazione di grosse capacità integrate, questa soluzione si presta solo per amplificatori realizzati con componenti discreti. Segnali lentamente variabili sono quelli generati da alcuni tipi di trasduttori, per esempio un sensore di temperatura genera un segnale nella forma $v_s = K(T - T_A)$, dove T_A è una temperatura di riferimento (potrebbe essere quella ambiente).

La configurazione mostrata in figura risolve il problema. L'idea è quella di dimensionare la rete polarizzatrice in maniera tale che il potenziale di base sia nullo (coincidente con il potenziale di riferimento), o più in generale sia uguale alla componente continua della sorgente. Risulta semplice capire che in

condizioni statiche ($v_s = 0$) su R_s non circola corrente, e quindi che a tutti gli effetti è come se la sorgente non ci fosse; come nella prima configurazione vista, in DC, sorgente ed amplificatore risultano essere disaccoppiati.

La necessità di utilizzare un'alimentazione duale, nasce dall'esigenza di mantenere il transistor in regione attiva, infatti, per come è stata progettata la rete polarizzatrice, il potenziale sulla base è nullo, pertanto l'unica soluzione che permette di ottenere la condizione $V_{BE} < 0$, è quello di far sì che l'emettitore sia ad un potenziale negativo.

Risolto il problema dell'accoppiamento tra sorgente e amplificatore, bisogna trovare un modo per evitare che la tensione di riposo del collettore finisca sul carico, in maniera tale che il segnale in uscita sia una riproduzione amplificata del segnale di ingresso. Anche in questo caso una possibile soluzione, adatta per gli amplificatori a componenti discreti, è quella di utilizzare una capacità di accoppiamento. Una soluzione alternativa adatta alla



realizzazione di amplificatori integrati e per amplificatori di segnali lentamente variabili o DC, consiste nell'utilizzare il cosiddetto circuito "traslatore di livello" mostrato in figura. Questa configurazione permette, dimensionando opportunamente le resistenze R_{E1} e R_{E2} , di realizzare la condizione di tensione d'uscita nulla ($V_U = 0$). Ricaviamo l'espressione di V_U per valori generici delle resistenze: utilizzando l'approssimazione $I_{E2} \approx -I_{C2}$, risulta semplice scrivere le equazioni

$$\begin{cases} V_{E2} - V_U = R_{E1} I_{C2} \Rightarrow V_U = V_{E2} - R_{E1} I_{C2} \\ V_{E2} + V_{EE} = (R_{E1} + R_{E2}) I_{C2} \Rightarrow I_{C2} = \frac{V_{E2} + V_{EE}}{R_{E1} + R_{E2}} \Rightarrow V_U = \frac{R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2}} V_{E2} - \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_{E2}} V_{EE} \quad (A) \end{cases}$$

nell'ipotesi che la corrente assorbita dalla base di Q2 sia sufficientemente più piccola della corrente di collettore I_{C1} , è possibile ritenere che la presenza di Q2 non alteri significativamente la tensione di collettore di Q1, e pertanto che sia $V_{E2} \approx V_{C1} - V_{BE2}$ (B), dove V_{C1} è la tensione di collettore di Q1 in assenza di Q2. Ancora nell'ipotesi che V_{C1} sia almeno 2-3 volte V_{BE2} , e che Q2 lavori nella regione attiva di funzionamento, la (B) diventa $V_{E2} \approx V_{C1} - V_g$ (C) (la tensione sull'emettitore di Q2 risulta essere pari alla tensione sul collettore di Q1 traslata della quantità V_g). Definendo il parametro $a = \frac{R_{E1}}{R_{E2}}$, la (A) può

essere scritta come segue $V_U = \frac{1}{a+1} V_{E2} - \frac{a}{a+1} V_{EE}$, affinché sia garantita la condizione

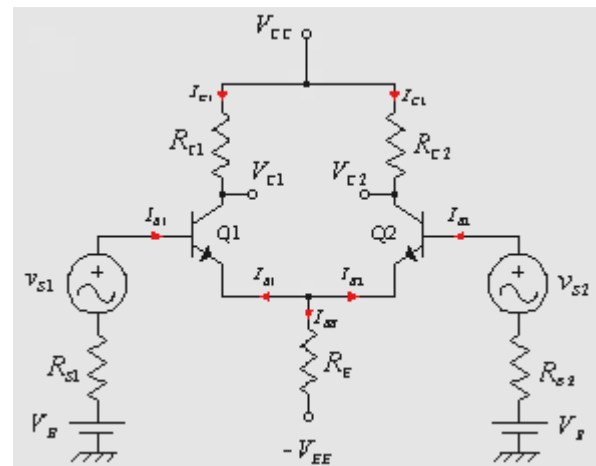
$V_U = 0$ deve essere $a = \frac{V_{E2}}{V_{EE}}$, che per la (C) diventa $a = \frac{V_{C1} - V_g}{V_{EE}}$. Purtroppo questa

configurazione presenta l'inconveniente di essere poco stabile sia rispetto alle possibili fluttuazioni dell'alimentazione, sia rispetto alle possibili fluttuazioni dovute alla temperatura del guadagno statico β . La configurazione risulta essere poco stabile nel senso che la condizione $V_U = 0$ può essere facilmente perturbata. Entrambi i problemi elencati si

hanno anche nel caso in cui vengano utilizzate le capacità di accoppiamento nella classica configurazione ad emettitore comune ad un transistor, con la differenza che nel caso in questione uno spostamento del punto di lavoro, tra le altre cose, provoca la perdita delle importanti condizioni $V_U = 0$ e $V_B = 0$. La stabilità del punto di lavoro al variare di β , può essere migliorata, come detto precedentemente, utilizzando elevate R_E , questo però provoca una diminuzione del guadagno dinamico. D'altra parte, nell'ottica di ottenere configurazioni amplificatrici prive di capacità, il problema della diminuzione del guadagno non può essere risolto, come fatto prima, utilizzando il condensatore di bypass.

La configurazione rappresentata in figura permette di superare i problemi suddetti, ed è detta coppia differenziale, meglio conosciuta con il nome di "amplificatore differenziale".

Tale amplificatore costituisce una delle parti essenziali dei moderni amplificatori integrati, e perché funzioni correttamente i due BJT, e i valori delle resistenze con lo stesso pedice ($R_{C1} - R_{C2}$ e $R_{S1} - R_{S2}$), devono essere identici e devono lavorare a parità di condizioni; affinché la temperatura di lavoro di tutti i componenti costituenti l'amplificatore sia il più possibile uguale, è necessario che in un circuito integrato questi vengano realizzati il più possibile vicini. Riepilogando, le condizioni che è necessario siano verificate sono:

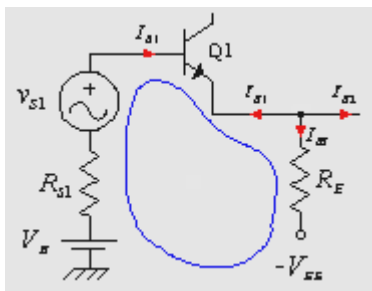


$Q1 \equiv Q2$, $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, $R_{S1} = R_{S2} = R_S$ e, al fine di rendere possibile l'utilizzo di un modello lineare per i BJT nel loro punto di lavoro a riposo, come sempre v_{S1} e v_{S2} devono essere generatori di piccoli segnali.

Anche in questo caso l'utilizzo di un'alimentazione duale garantisce che sia possibile far sì che i due transistori lavorino nella regione attiva di funzionamento, infatti nel caso in cui la componente continua della sorgente V_B è nulla o addirittura negativa, solo se V_{EE} è sufficientemente grande si ha $V_{BE} \geq V_g$.

- Studio in condizioni di riposo

Vogliamo calcolare le correnti in condizioni di riposo ($v_{S1} = v_{S2} = 0$) e trovare le condizioni che garantiscano il funzionamento nella regione attiva di lavoro per i due transistori. Per far questo partiamo proprio dall'assunzione che entrambi i transistori siano nella regione attiva, e successivamente ricaviamo le condizioni che rendono valida tale assunzione.



L'equazione alla maglia mostrata in figura è:

$$V_B = V_{BE1} - V_{EE} + R_{S1} I_{B1} + R_E (-I_{E2} - I_{E1}) \quad (A)$$

essendo, in ragione dell'evidente simmetria del circuito, $I_{C1} = I_{C2}$, e supponendo che $\beta_1 = \beta_2 \gg 1$ (come generalmente è), è possibile utilizzare le approssimazioni $I_{C1} \approx -I_{E1}$ e

$I_{C2} \approx -I_{E2}$, e quindi riscrivere la (A) come segue:

$$V_B \approx V_{BE1} - V_{EE} + R_{S1}I_{B1} + 2R_E I_{C1} \quad \text{da cui} \quad I_{C1} = \frac{V_B - V_{BE1} + V_{EE} - R_{S1}I_{B1}}{2R_E} \quad (B)$$

se $V_B + V_{EE} \gg R_{S1}I_B$ e $V_B + V_{EE} \gg |V_{BE} - V_g|$ ($|V_{BE} - V_g|$ è la quantità che risulta sommato o sottratta al numeratore della (B) mettendo V_g al posto di V_{BE1}) la relazione ottenuta diventa:

$$I_{C1} \approx \frac{V_B + V_{EE} - V_g}{2R_E} \quad (C) \quad (\text{corrente di collettore dei due BJT}).$$

Si noti che fissate le tensioni V_B e V_{EE} , anche in questo caso la corrente di collettore dei due transistori, e di conseguenza il loro punto di lavoro, dipende esclusivamente dalla resistenza R_E , la quale, ancora una volta, ha l'effetto di rendere indipendente dal guadagno statico il punto di lavoro. Come è possibile notare dalla (B), la non dipendenza di I_{C1} da β (si ricordi che la corrente di base e la corrente di collettore sono legate per mezzo di β) si ha soltanto nei casi in cui sia verificata la condizione $V_B + V_{EE} \gg R_{S1}I_B$. E' possibile dimostrare che questa è tanto più vera quanto più il valore di R_E è alto.

I transistori si trovano effettivamente in regione attiva se $V_{CB} \geq 0$, troviamo quindi l'espressione di tale tensione:

l'equazione alla maglia che passa dalla base al collettore di Q1, e che si chiude a massa attraverso V_{CC} è $V_B + V_{CB} - V_{C1} = R_{S1}I_B \Rightarrow V_{CB} = V_{C1} + R_{S1}I_{B1} - V_B$ (D) essendo la tensione

di collettore $V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - R_C I_{C1} = V_{CC} - \frac{R_C}{2R_E}(V_B + V_{EE} - V_g)$, la (D) diventa

$$V_{CB} = V_{CC} - \frac{R_C}{2R_E}V_{EE} + \frac{R_C}{2R_E}V_g - \frac{2R_E + R_C}{2R_E}V_B + R_{S1}I_{B1}.$$

L'espressione ottenuta si semplifica ulteriormente in tutti quei casi in cui è possibile trascurare la caduta su R_{S1} :

$$V_{CB} \approx V_{CC} - \frac{R_C}{2R_E}V_{EE} + \frac{R_C}{2R_E}V_g - \frac{2R_E + R_C}{2R_E}V_B$$

la condizione che è necessario sia verificata è quindi

$$V_{CB} = V_{CC} - \frac{R_C}{2R_E}V_{EE} + \frac{R_C}{2R_E}V_g - \frac{2R_E + R_C}{2R_E}V_B \geq 0 \Rightarrow V_B \leq \frac{2R_E}{2R_E + R_C}V_{CC} - \frac{R_C}{2R_E + R_C}(V_{EE} - V_g)$$

Inoltre, affinché i transistori lavorino in regione attiva, deve essere $V_{BE} \geq V_g$:

dall'espressione (B) si ha $V_{BE1} = V_B + V_{EE} - R_{S1}I_{B1} - 2R_E I_C \approx V_B + V_{EE} - 2R_E I_C$, per cui deve essere $V_B + V_{EE} - 2R_E I_C \geq V_g \Rightarrow V_B \geq 2R_E I_C - V_{EE} + V_g$, per V_B esiste quindi sia un limite superiore, sia un limite inferiore.

- Studio del comportamento per piccoli segnali

La necessità di considerare v_{s1} e v_{s2} piccoli segnali, nasce dalla volontà di utilizzare un modello lineare per i transistori, così facendo lo studio dell'amplificatore differenziale si riduce alla risoluzione di un normale circuito lineare. La linearità del circuito implica che nel dominio della trasformata di Fourier i legami tra le uscite e gli ingressi

dell'amplificatore differenziale siano del tipo:
$$\begin{cases} v_{C1}(f) = A_{11}v_{S1}(f) + A_{12}v_{S2}(f) \\ v_{C2}(f) = A_{21}v_{S1}(f) + A_{22}v_{S2}(f) \end{cases} \quad (A), \text{ dove}$$

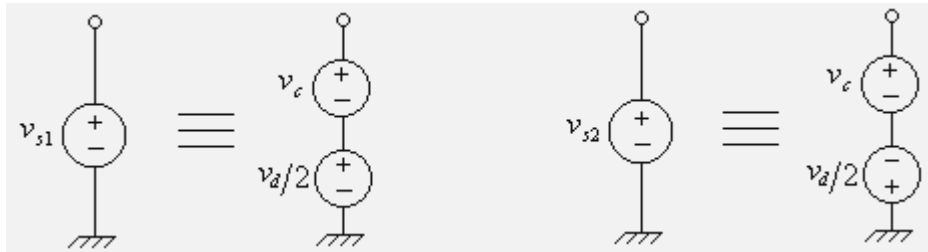
si ha
$$A_{11} = \left. \frac{v_{C1}(f)}{v_{S1}(f)} \right|_{v_{S2}=0}, \quad A_{12} = \left. \frac{v_{C1}(f)}{v_{S2}(f)} \right|_{v_{S1}=0}, \quad A_{21} = \left. \frac{v_{C2}(f)}{v_{S1}(f)} \right|_{v_{S2}=0} \quad \text{e} \quad A_{22} = \left. \frac{v_{C2}(f)}{v_{S2}(f)} \right|_{v_{S1}=0} \quad (B).$$

I termini A_{11} , A_{12} , A_{21} e A_{22} , vista la linearità del circuito, sono ovviamente quantità che non dipendono dagli ingressi e dalle uscite, ma solo dalle caratteristiche del circuito stesso (questi termini altro non sono che gli elementi della matrice di trasferimento di un sistema lineare), e vista la simmetria del circuito deve risultare: $A_{11} = A_{22}$ e $A_{12} = A_{21}$.

Per ricavare tali termini è possibile procedere realizzando le condizioni espresse dalle relazioni (B): per il calcolo di A_{11} si applica v_{S1} e v_{S2} si sostituisce con un cortocircuito.

E' però conveniente ricorrere alle definizioni:

$$\begin{cases} v_d = v_{S1} - v_{S2} & \text{tensione differenziale} \\ v_C = \frac{v_{S1} + v_{S2}}{2} & \text{tensione di modo comune} \end{cases} \quad \text{invertendo si ottiene} \quad \begin{cases} v_{S1} = v_C + \frac{v_d}{2} \\ v_{S2} = v_C - \frac{v_d}{2} \end{cases} \quad (C)$$



sostituendo queste nelle (A) si ha

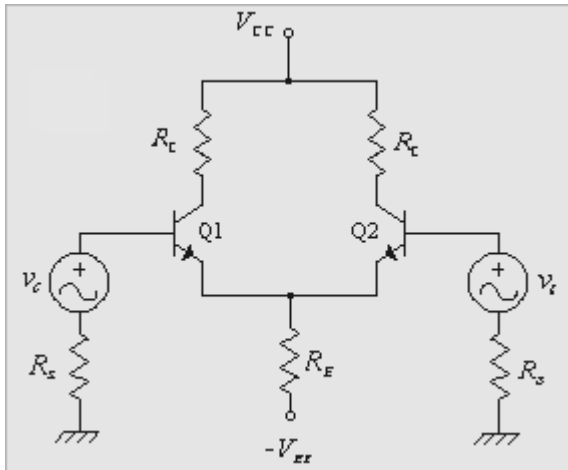
$$\begin{cases} v_{C1} = A_{11} \left(v_C + \frac{v_d}{2} \right) + A_{12} \left(v_C - \frac{v_d}{2} \right) = (A_{11} + A_{12})v_C + \left(\frac{A_{11} - A_{12}}{2} \right) v_d \\ v_{C2} = A_{21} \left(v_C + \frac{v_d}{2} \right) + A_{22} \left(v_C - \frac{v_d}{2} \right) = (A_{21} + A_{22})v_C + \left(\frac{A_{21} - A_{22}}{2} \right) v_d \end{cases} \quad (D)$$

definendo le quantità
$$\begin{cases} A_C = A_{11} + A_{12} = A_{21} + A_{22} & \text{Amplificaz ione di modo comune} \\ A_d = \frac{A_{11} - A_{12}}{2} = -\frac{A_{21} - A_{22}}{2} & \text{Amplificaz ione di modo differenzi ale} \end{cases}$$

le espressioni (D) diventano

$$\begin{cases} v_{C1} = A_C v_C + A_d v_d \\ v_{C2} = A_C v_C - A_d v_d \end{cases} \quad (E) \quad \text{dove} \quad A_C = \left. \frac{v_{C1}}{v_C} \right|_{v_d=0} \quad \text{e} \quad A_d = \left. \frac{v_{C1}}{v_d} \right|_{v_C=0} \quad (F).$$

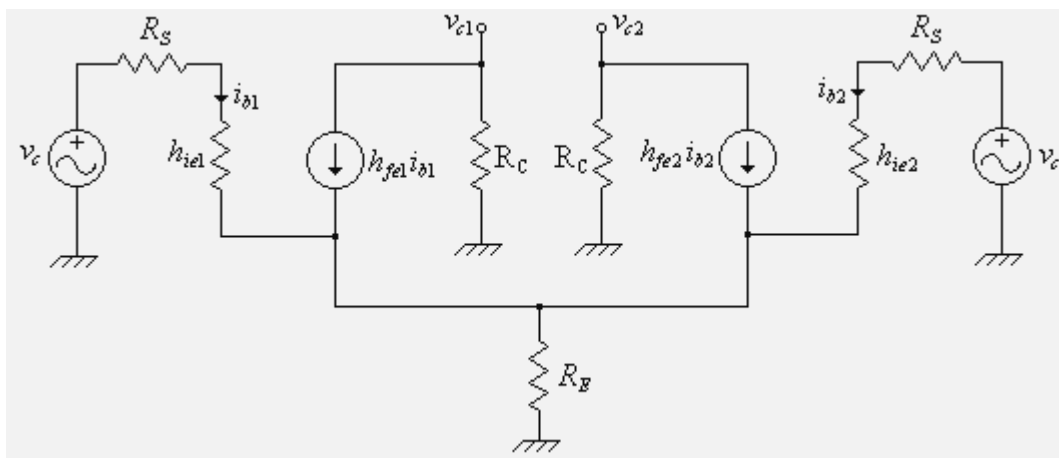
Dalla prima delle (F) si vede che per il calcolo di A_C è necessario porre $v_d = 0$, inoltre dalle (C) è possibile rendersi conto che tale condizione implica che sia $v_{S1} = v_{S2} = v_C$, e quindi che A_C sia dato dal rapporto tra la tensione d'uscita v_{C1} prelevata dal collettore di Q1, e la



tensione di ingresso v_c del circuito mostrato in figura (dalle (E) si vede che nelle condizioni dette, cioè $v_d = 0$, si otterrebbe lo stesso risultato se si facesse il rapporto tra v_{c2} e v_c).

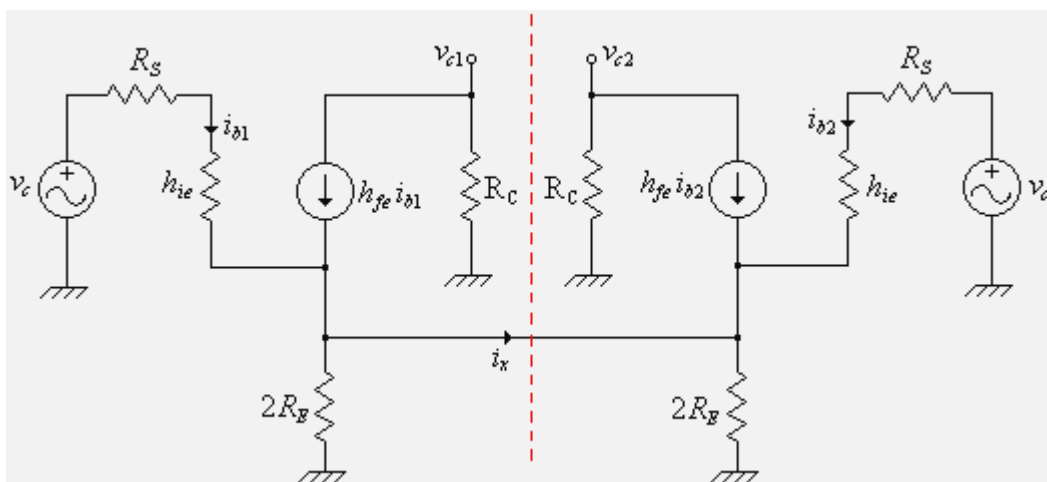
Ricordando il modello equivalente a parametri h , valido per piccoli segnali, e assumendo che sia possibile trascurare $1/h_{oe}$, la determinazione di

A_c si riduce al calcolo del rapporto $\frac{v_{c1}}{v_c}$ nel circuito mostrato nella seguente figura.



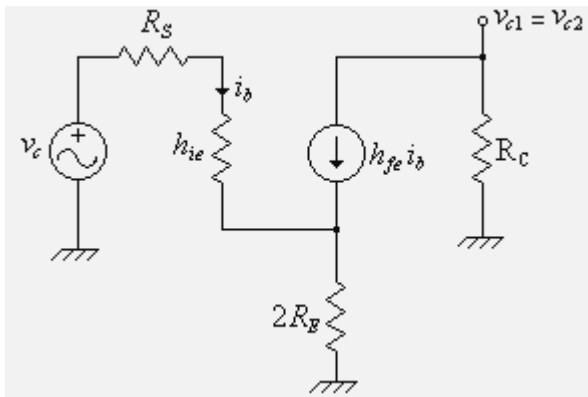
Si presti attenzione che, affinché sia garantita la simmetria della configurazione, deve essere: $h_{ie1} = h_{ie2}$; $h_{fe1} = h_{fe2}$; $R_{S1} = R_{S2}$; $R_{C1} = R_{C2}$.

Il precedente circuito è equivalente al seguente:



e vista la perfetta simmetria del circuito, non può che essere $i_x = 0$ (attenzione che questo non è dovuto al fatto che i due punti uniti dal ramo in questione sono allo stesso potenziale, infatti, in un caso generale, questi due punti avrebbero lo stesso potenziale proprio a causa dell'introduzione del cortocircuito, e tale condizione sarebbe realizzata dalla nascita di una corrente nel ramo introdotto), di conseguenza le parti di circuito separate dalla linea

tratteggiata sono indipendenti, e, a tutti gli effetti, è come se fossero due circuiti separati. Ci si può limitare a studiare il solo circuito di sinistra (sarebbe equivalente considerare quello



di destra), e osservando la figura è possibile rendersi conto che la configurazione ottenuta è quella di un doppio carico. Lo svolgimento dei calcoli risulta a questo punto abbastanza semplice:

$$v_E = 2R_E(h_{fe} + 1)i_b \quad \text{quindi}$$

$$v_C = v_E + (R_S + h_{ie})i_b = [R_S + h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)]i_b$$

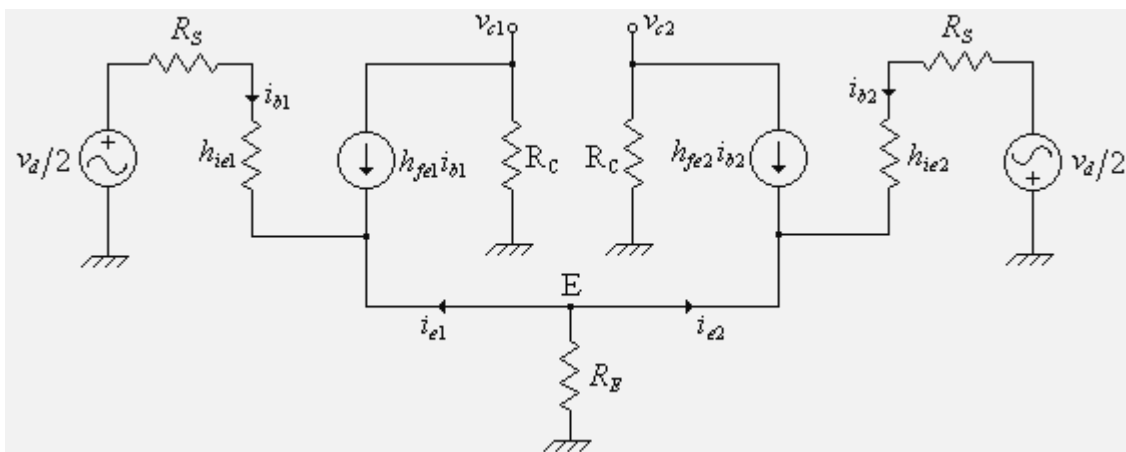
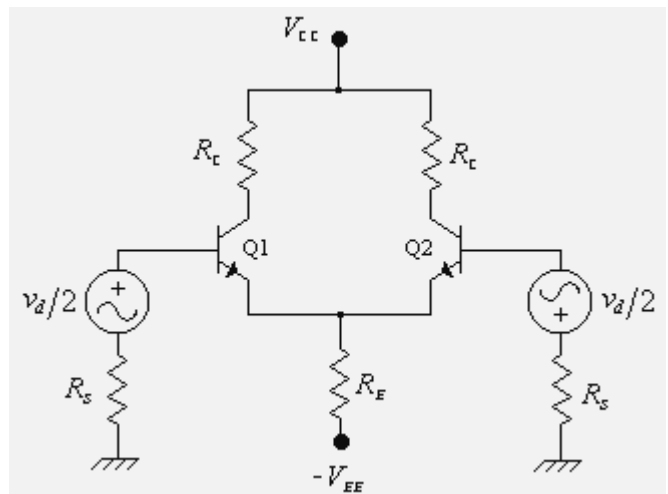
infine essendo $v_{C1} = -h_{fe}R_C i_b$ si ha

$$A_C = \frac{v_{C1}}{v_C} = -\frac{h_{fe}R_C}{R_S + h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)}. \text{ La relazione}$$

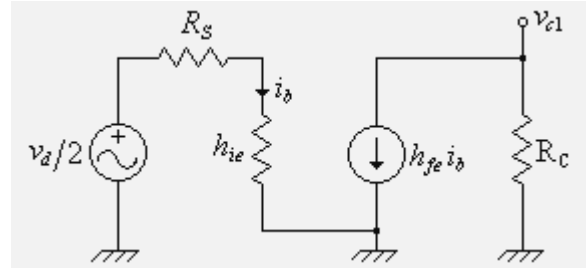
ottenuta può essere semplificata quando, come spesso accade, sono verificate le condizioni $h_{fe} \gg 1$ e $(h_{fe} + 1)2R_E \gg h_{ie} + R_S$, in particolare diventa:

$$A_C \approx -\frac{R_C}{2R_E} \quad (\text{amplificazione di modo comune}).$$

Dalla seconda delle (F) e dalla (C) è possibile notare che per il calcolo di A_d è necessario porre $v_C = 0$ e $v_{S1} = -v_{S2} = \frac{v_d}{2}$, di conseguenza il circuito da considerare è quello mostrato in figura. Dinamicamente, vista la linearità del modello considerato, e vista la conclusione prima ottenuta, cioè che le variazioni dei segnali d'ingresso v_{S1} e v_{S2} sono uguali ed opposte, è corretto aspettarsi che le variazioni delle correnti di emettitore i_{e1} e i_{e2} , mostrate nel circuito di figura risultino uguali ed opposte.



Quanto detto ha come conseguenza che la variazione della corrente che scorre su R_E sia nulla, e quindi che anche la variazione del potenziale al nodo E del circuito equivalente sia nulla. Il risultato ottenuto permette di considerare il nodo E a massa, questo significa che dinamicamente la resistenza R_E è come se non ci fosse. Il fatto che il nodo E sia a massa suggerisce che, ancora una volta, è possibile sdoppiare il circuito, e studiare separatamente le due parti (in questo caso non si ha alcun problema, infatti la resistenza vista sia dalla parte di circuito a sinistra del nodo E, sia dalla parte di circuito a destra del nodo E, è nulla). Pertanto per la determinazione di A_d è possibile fare riferimento al circuito di figura, nel quale, tra l'altro, è possibile riconoscere la configurazione ad emettitore comune. Si ha:



$$A_d = \frac{v_{c1}}{v_d} = \frac{1}{2} \frac{v_{c1}}{v_d/2} = \frac{1}{2} \frac{v_{c1}}{v_{in}} = \frac{1}{2} \left(-\frac{h_{fe}}{R_s + h_{ie}} R_c \right) = -\frac{h_{fe} R_c}{2(R_s + h_{ie})} \quad \text{se risulta } R_s \ll h_{ie}$$

l'espressione ottenuta diventa:

$$A_d \approx -\frac{h_{fe} R_c}{2h_{ie}} = -g_m \frac{R_c}{2} \quad (\text{amplificazione di modo differenziale})$$

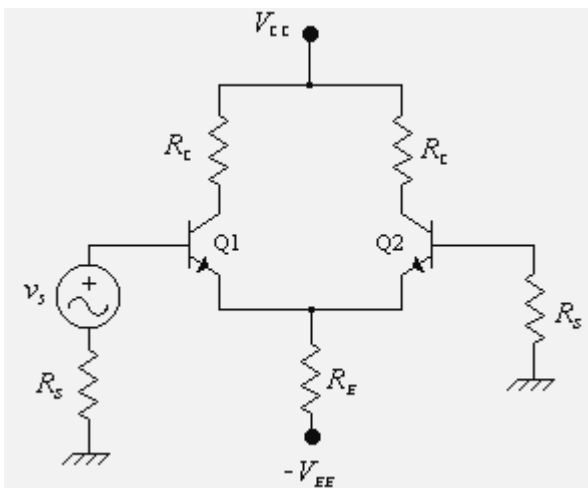
- Rapporto di reiezione al modo comune

Si definisce rapporto di reiezione di modo comune, e si indica con CMRR (common mode rejection ratio), la quantità $CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right|$. Nell'ipotesi che siano contemporaneamente verificate le condizioni $h_{fe} \gg 1$, $(h_{fe} + 1)2R_E \gg h_{ie} + R_s$ e $R_s \ll h_{ie}$, per A_c e A_d è possibile utilizzare le espressioni semplificate precedentemente ottenute, ottenendo:

$$CMRR = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = g_m \frac{R_c}{2} \frac{2R_E}{R_c} = g_m R_E = \frac{I_C R_E}{V_T} \quad (A)$$

La dipendenza delle tensioni d'uscita dal CMRR è la seguente:

$$\begin{cases} v_{c1} = A_c v_c + A_d v_d = A_c (v_c + CMRR v_d) \\ v_{c2} = A_c v_c - A_d v_d = A_c (v_c - CMRR v_d) \end{cases}$$



da queste espressioni è possibile rendersi conto che per CMRR elevati le tensioni sui collettori sono praticamente indipendenti dalla tensione di modo comune, e pertanto dipendono esclusivamente dalla differenza tra i segnali d'ingresso.

Consideriamo la configurazione di figura, supponiamo cioè di applicare un segnale al

primo ingresso $v_{s1} = v_s$, e di mettere a massa il secondo ingresso $v_{s2} = 0$. Si ha:

$$v_{C1} = A_C v_C + A_d v_d = A_C \frac{V_S}{2} + A_d V_S = \left(\frac{A_C}{2} + A_d \right) v_s = A_d v_s \left(1 + \frac{A_C}{2A_d} \right) = A_d v_s \left(1 + \frac{1}{2CMRR} \right)$$

da questa è possibile rendersi conto che se il CMRR è tale per cui $\frac{1}{2CMRR} \gg 1$ (B), si ha

$v_{C1} \approx A_d v_s$, cioè il guadagno dell'amplificatore differenziale risulta essere pari a quello di un amplificatore ad emettitore comune. In questo caso si ha però il grosso vantaggio, che non si aveva nella configurazione ad un transistor, rappresentato dal fatto che il guadagno dinamico A_d risulta essere indipendente da R_E . Per cui è possibile, entro certi limiti che vedremo, aumentare R_E al fine di stabilizzare il punto di lavoro rispetto alle variazioni di β , senza causare una diminuzione del guadagno. L'affermazione che A_d risulta essere indipendente da R_E non è del tutto corretta, infatti la corrente di collettore I_C dipende fortemente da R_E , ha comunque senso se si pensa al fatto che per qualsiasi valore di R_E è possibile fissare la tensione di alimentazione V_{EE} in maniera tale che la I_C sia quella voluta (abbiamo precedentemente ricavato il legame esistente tra I_C e V_{EE}), e quindi che il punto di lavoro sia quello voluto.

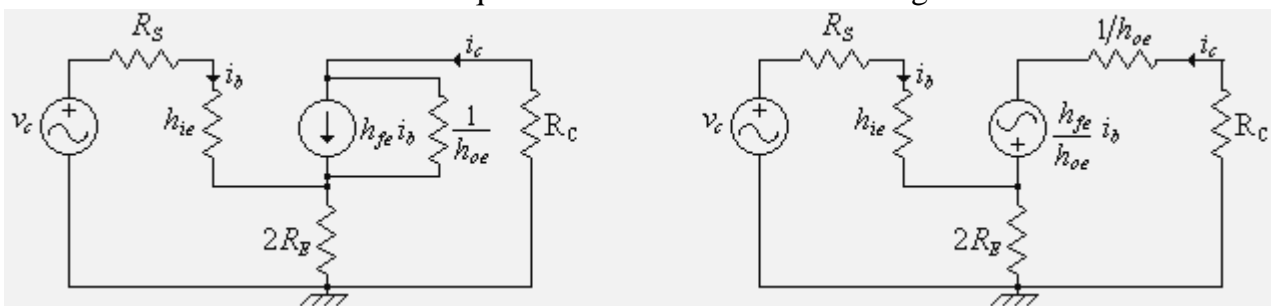
Ricordando la (A) è possibile rendersi conto del fatto che per R_E elevate, a parità di I_C , l'ipotesi (B) risulta essere ben verificata. Alti valori di CMRR, e quindi bassi valori di A_C , sono caratteristici degli amplificatori differenziali di buona qualità.

Al fine di evitare l'impiego di tensioni V_{EE} eccessivamente elevate, R_E può essere sostituita da un generatore di corrente, che ha il duplice scopo di fissare la polarizzazione voluta (imporre I_C) e di offrire un'elevata resistenza dinamica. Il procedimento seguito per il calcolo dell'amplificazione di modo comune e per l'amplificazione di modo differenziale, non cambia, questo però a patto che ad R_E venga sostituita la resistenza dinamica del generatore di corrente.

- Calcolo accurato dell'amplificazione di modo comune

Bisogna fare i conti con un altro problema: se R_E cresce fino al punto di diventare confrontabile con $\frac{1}{h_{oe}}$ (trascurato nei calcoli precedenti), occorre svolgere il calcolo di A_C con maggiore attenzione (per quanto riguarda A_d il problema non si pone in quanto, come abbiamo visto, l'emettitore è a massa, e quindi in nessun caso è necessario tenere di h_{oe}).

Il circuito da considerare è quindi quello mostrato nella prima figura, che può essere convenientemente trasformato in quello mostrato nella seconda figura.



Si ha $A_C = \frac{v_{C1}}{v_C} = -\frac{R_C i_C}{v_C}$ (A), per trovare i_C è necessario risolvere il circuito:

$$\begin{cases} v_C = (R_S + h_{ie})i_b + 2R_E(i_C + i_b) = (R_S + h_{ie} + 2R_E)i_b + 2R_E i_C \\ \frac{h_{fe}}{h_{oe}}i_b = 2R_E i_b + \left(R_C + 2R_E + \frac{1}{h_{oe}}\right)i_C \Rightarrow 0 = \left(2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}}\right)i_b + \left(R_C + 2R_E + \frac{1}{h_{oe}}\right)i_C \end{cases}$$

in forma matriciale si ha $\begin{pmatrix} v_C \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_S + h_{ie} + 2R_E & 2R_E \\ 2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} & R_C + 2R_E + \frac{1}{h_{oe}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_b \\ i_C \end{pmatrix}$, quindi

$$i_C = \frac{\begin{vmatrix} R_S + h_{ie} + 2R_E & v_C \\ 2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} & 0 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_S + h_{ie} + 2R_E & 2R_E \\ 2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}} & R_C + 2R_E + \frac{1}{h_{oe}} \end{vmatrix}} = -\frac{2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}}}{(R_S + h_{ie} + 2R_E)\left(R_C + 2R_E + \frac{1}{h_{oe}}\right) - \left(2R_E - \frac{h_{fe}}{h_{oe}}\right)2R_E} v_C$$

$$= -\frac{2R_E h_{oe} - h_{fe}}{(R_S + h_{ie} + 2R_E)(R_C h_{oe} + 2R_E h_{oe} + 1) - (2R_E h_{oe} - h_{fe})2R_E} v_C \quad \text{se, come accade spesso,}$$

$R_C h_{oe} \ll 1$, l'espressione ottenuta diventa $i_C = -\frac{2R_E h_{oe} - h_{fe}}{(R_S + h_{ie})(2R_E h_{oe} + 1) - (1 + h_{fe})2R_E} v_C$,

sostituendo questa nella (A) si ottiene:

$$\boxed{A_C = \frac{v_{C1}}{v_C} = -\frac{R_C i_C}{v_C} = \frac{R_C (2R_E h_{oe} - h_{fe})}{(R_S + h_{ie})(2R_E h_{oe} + 1) - (1 + h_{fe})2R_E}}$$

Si noti che se $R_E h_{oe} \ll 1$ si ottiene il risultato semplificato ricavato in precedenza. Ancora, è forse il caso di osservare che esiste un particolare valore di R_E per il quale il numeratore si annulla, ovvero si ha $A_C = 0$ e $CMRR = \infty$. Tale condizione è però difficilmente realizzabile

in pratica, infatti vedremo che approssimativamente si ha $R_E = \frac{1}{h_{oe3}}$ (h_{oe3} è relativo al BJT

Q3 utilizzato per realizzare il generatore di corrente), e quindi che il valore di R_E non può essere fissato arbitrariamente. Si ricordi che h_{oe3} dipende dal punto di lavoro del transistor, e comunque si presti attenzione al fatto che, essendo generalmente Q1, Q2, e Q3, integrati insieme, gli h_{oe} dei 3 BJT non differiranno significativamente, e quindi, visti gli ordini di

grandezza di h_{fe} , difficilmente è possibile realizzare la condizione $\frac{1}{h_{oe3}} = \frac{h_{fe1}}{2} \frac{1}{h_{oe1}}$ necessaria

a garantire $A_C = 0$.

- Polarizzazione dell'amplificatore differenziale mediante generatore di corrente

Al fine di evitare l'utilizzo di elevate tensioni di alimentazione, è stata già discussa la possibilità di polarizzare i due transistori con un generatore di corrente, il quale deve anche offrire un'elevata resistenza dinamica. Una prima soluzione potrebbe essere quella mostrata in figura, l'effetto del transistor Q_3 , sotto determinate condizioni, è quello di fissare la corrente I_{C3} ad un determinato valore. L'obiettivo è quello di trovare una condizione che, nei margini di errore dovuti alle approssimazioni che utilizzeremo, garantisca che Q_3 si comporti effettivamente da generatore di corrente. L'equazione alla maglia che passa per la base e il collettore di Q_3 è $V_{B3} = V_{BE3} - R_E I_{E3} - V_{EE}$ (A), come al solito se $\beta_3 \gg 1$ e il transistor è nella regione attiva di funzionamento, vale l'approssimazione $I_{C3} \approx -I_{E3}$, per cui la (A) diventa $V_{B3} \approx V_{BE3} - R_E I_{C3} - V_{EE}$, facendo l'ipotesi che sia $V_{BE3} \ll V_{B3} + V_{EE}$ è possibile confondere V_{BE3} con la sua stima V_g , ed ottenere quindi:

$$V_{B3} \approx V_g - R_E I_{C3} - V_{EE} \Rightarrow I_{C3} \approx \frac{V_{B3} + V_{EE} - V_g}{R_E} \quad (B).$$

La sostituzione di V_{BE3} con V_g permette di ritenere che approssimativamente la corrente di collettore sia indipendente dalla temperatura, ricordando infatti che V_{BE3} è una funzione della temperatura (la caratteristica tensione corrente di una giunzione varia al variare della temperatura), si capisce qual è il motivo per cui se non fosse possibile la sostituzione detta la corrente di collettore dipenderebbe dalla temperatura.

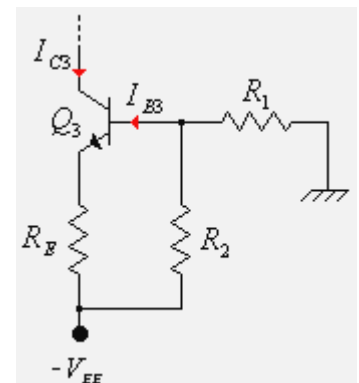
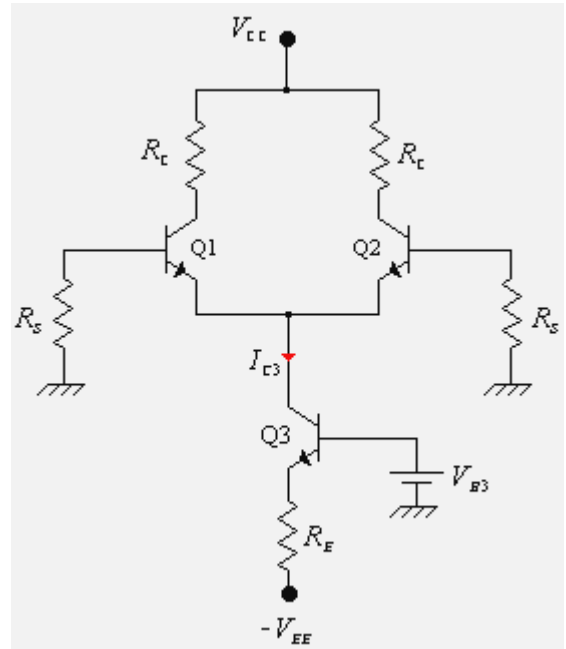
Perché tutti i transistori lavorino nella regione attiva di funzionamento devono essere verificate le condizioni $V_{CB3} > 0$ e $V_{BE2} \approx V_{BE1} \approx V_g$, si ha:

$V_{CB3} = V_{C3} - V_{B3} = V_{E1} - V_{B3}$, essendo $V_{E1} = -V_{BE1} - R_S I_{B1}$ si ottiene $V_{CB3} = -V_{BE1} - R_S I_{B1} - V_{B3}$, che trascurando il termine $R_S I_{B1}$ diventa $V_{CB3} \approx -V_{BE1} - V_{B3} \approx -V_g - V_{B3}$, in definitiva deve essere $V_{CB3} \approx -V_g - V_{B3} \geq 0 \Rightarrow V_{B3} \leq -V_g$ (C), nel caso generale in cui i segnali di ingresso hanno anche una componente continua V_B , la condizione è $V_{B3} \leq V_B - V_g$.

Nello spirito di utilizzare una sola tensione di alimentazione, per fissare la tensione di base si ricorre all'utilizzo di partitore, la configurazione è quella mostrata in figura. Se è verificata la condizione $I_{B3} \ll \frac{V_{EE}}{R_1 + R_2}$ il partitore R_1, R_2 è un partitore

pesante, ed è quindi possibile ritenere che sia $V_{B3} \approx -\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{EE}$.

Si presti attenzione al fatto che, essendo la tensione di base



negativa, al crescere del suo valore assoluto è sempre meno verificata la condizione $V_{BE3} \ll V_{B3} + V_{EE}$ necessaria per la validità della (B). D'altra parte, essendo V_{B3} limitata superiormente dalla condizione (C), bisogna guardarsi bene dal fissare questa ad un valore troppo grande (soprattutto nel caso in cui la componente continua di ingresso sia nulla). Poiché, per i motivi detti, potrebbe risultare complicato far sì che la condizione $V_{BE3} \ll V_{B3} + V_{EE}$ sia ben verificata, non sempre è possibile ritenere che la (B) sia valida, in questo caso per la corrente di collettore bisogna utilizzare l'espressione non approssimata $I_{C3} = \frac{V_{B3} + V_{EE} - V_{BE3}}{R_E}$ (D), questo, come detto precedentemente, implica che la I_{C3} dipenda

dalla temperatura. E' quindi necessario pensare a qualcosa che, anche al di fuori dei limiti di validità della condizione $V_{BE3} \ll V_{B3} + V_{EE}$, renda il più possibile indipendente dalla temperatura la corrente di collettore di Q3. L'idea dalla quale si parte è quella di introdurre nella (D) un termine che controbilanci, a qualunque temperatura, la tensione V_{BE3} . La soluzione che si utilizza consiste nell'introduzione di due diodi posti come mostrato in figura, si ha:

$$V_{B3} \approx -\frac{R_1}{R_1 + R_2}(V_{EE} - 2V_D)$$

e quindi

$$I_{C3} = \frac{V_{B3} + V_{EE} - V_{BE3}}{R_E} \approx \frac{1}{R_E} \left(-\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{EE} + V_{EE} + \frac{2V_D R_1}{R_1 + R_2} - V_{BE} \right) \text{ scegliendo } R_1 \text{ e } R_2 \text{ in}$$

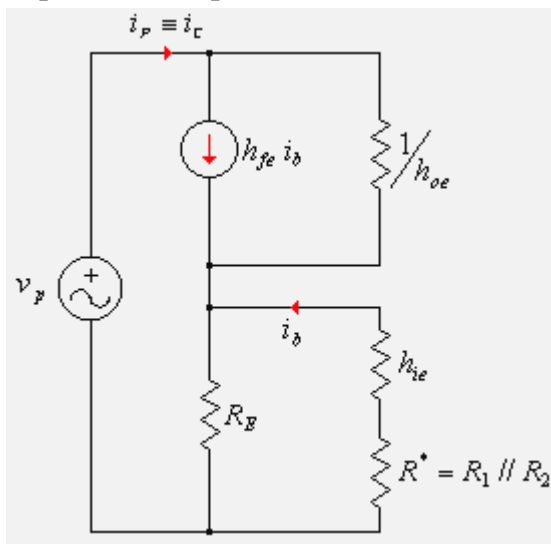
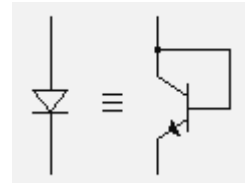
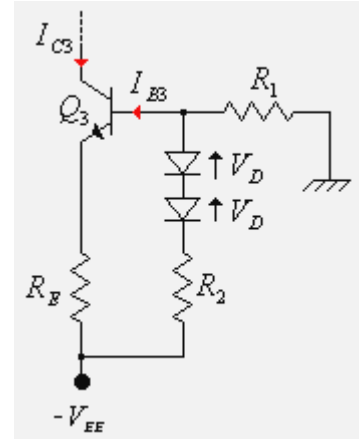
maniera tale che sia $\frac{2V_D R_1}{R_1 + R_2} \approx V_{BE}$ si ottiene

$$I_{C3} \approx \frac{1}{R_E} \left(-\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{EE} + V_{EE} \right) = \frac{V_{EE}}{R_E} \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

I diodi possono essere realizzati cortocircuitando la base e l'emettitore di un BJT, grazie a questo, se i diodi sono a stretto contatto termico con Q3, l'influenza della temperatura su V_{BE3} e su V_d è approssimativamente la stessa. Inoltre la scelta di realizzare i diodi con i BJT ha il grosso vantaggio di uniformare il processo di produzione del circuito integrato, in altre parole sul wafer di silicio verranno realizzati solo BJT.

Per il calcolo dell'impedenza differenziale offerta dal generatore di corrente, è possibile procedere trascurando la resistenza differenziale dei diodi, vale a dire supponendo che questa sia trascurabile rispetto alla resistenza in serie ad essi R_2 .

L'impedenza che si vuole trovare è quella vista tra il collettore di Q3 e la massa del circuito, per questo motivo nel circuito equivalente valido per piccoli segnali il generatore di prova va considerato tra collettore e massa (vedi figura). Si ha:



$$v_p = \frac{1}{h_{oe}}(i_p - h_{fe}i_b) - v_b = \frac{1}{h_{oe}}(i_p - h_{fe}i_b) + R_E // (h_{ie} + R_1 // R_2)i_p \quad \text{e} \quad i_b = -i_p \frac{R_E}{R_E + h_{ie} + R^*}$$

quindi

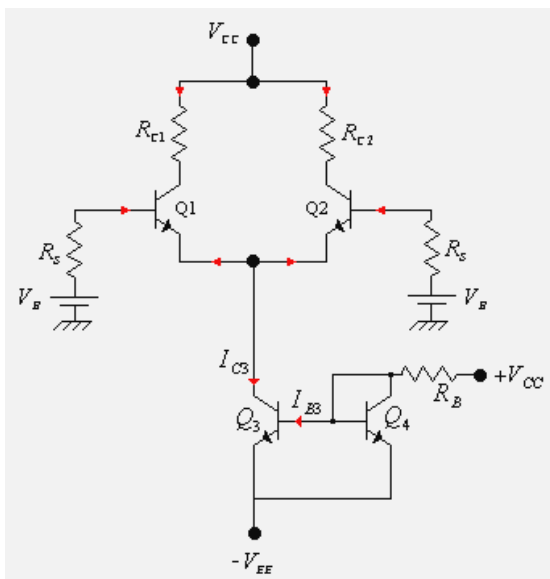
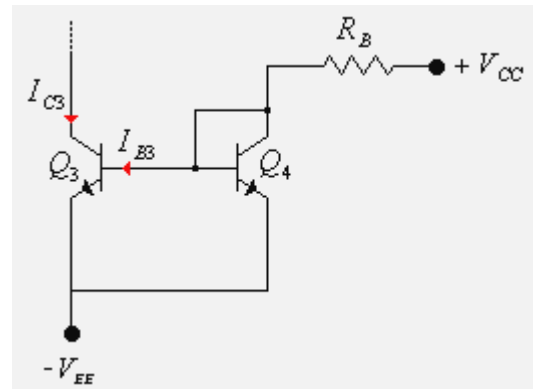
$$Z_p = \frac{1}{h_{oe}} \left(1 + \frac{R_E h_{fe}}{R_E + h_{ie} + R_1 // R_2} \right) + R_E // (h_{ie} + R_1 // R_2)$$

E' possibile rendersi conto che tale impedenza può essere molto più grande di $\frac{1}{h_{oe}}$, in tal caso, ai fini del calcolo dell'amplificazione di modo comune, non è possibile trascurare la presenza della resistenza $\frac{1}{h_{oe}}$ nel circuito equivalente.

- Specchio di corrente

Il circuito mostrato in figura prende il nome di specchio di corrente, e rappresenta una scelta alternativa al generatore di corrente visto prima, la cui realizzazione, tra l'altro, risulta più complicata. Analizzando il circuito è possibile rendersi conto del fatto che il transistor Q4 si comporta da diodo. Al solito, le condizioni che è necessario siano verificate affinché tutti i transistori lavorino in regione attiva, sono: $V_{CB3} \geq 0$; $V_{BE1} = V_{BE2} \approx V_g$.

E' possibile comprendere che nella configurazione di figura si ha la garanzia che Q4 funzioni in regione attiva osservando innanzitutto che, perché questo si verifichi, la giunzione base emettitore deve essere polarizzata direttamente, cioè il potenziale di base deve essere più grande di quello di emettitore. Ma essendo il potenziale di base sicuramente maggiore del più piccolo potenziale presente nel circuito, cioè quello di emettitore $-V_{EE}$, la giunzione base emettitore non può che essere polarizzata direttamente, e quindi il BJT Q4 non può che essere in regione attiva. Più correttamente quanto detto



permette di essere certi che Q4 non sia in interdizione, e non che sia in regione attiva. Tuttavia è possibile notare che i due transistori Q3 e Q4, nei limiti imposti dalle tolleranze del processo di fabbricazione, sono identici, e quindi che la garanzia che il transistor Q3 sia in regione attiva è anche una garanzia che il transistor Q4 sia in regione attiva, questo lo si può capire meglio se si nota che la differenza di potenziale tra la base e l'emettitore di Q3 coincide (equazione alla maglia) con quella tra la base e l'emettitore di Q4. In definitiva è possibile limitarsi a cercare una condizione su Q3. Tenendo presente il circuito completo mostrato in figura, e trascurando le cadute su R_S , è possibile scrivere:

$$V_{CB3} = V_{C3} - V_{B3} = V_{E1} - V_{B4} \approx (V_B - V_{BE1}) - (V_{BE4} - V_{EE}) \approx V_B + V_{EE} - 2V_g \text{ pertanto deve essere}$$

$$V_{CB3} \geq 0 \Rightarrow V_B + V_{EE} - 2V_g \geq 0 \Rightarrow V_B \geq -V_{EE} + 2V_g \quad (A)$$

Si ricordi l'espressione completa $I_C = a_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$, questa per i due transistori identici Q3 e Q4, può essere scritta come segue:

$$\begin{cases} I_{C3} = a_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}} - 1 \right) - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC3}}{V_T}} - 1 \right) \\ I_{C4} = a_F I_{ES} \left(e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}} - 1 \right) \end{cases}, \text{ nell'ipotesi che entrambi i transistori lavorino nella}$$

regione attiva di funzionamento, e che sia $V_{BE} \gg V_T$, si ha $e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}} - 1 \approx e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}}$ e $e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}} - 1 \approx e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}}$, ed ancora $a_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}} - I_{CS} \left(e^{\frac{V_{BC3}}{V_T}} - 1 \right) \approx a_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}}$ (in regione attiva

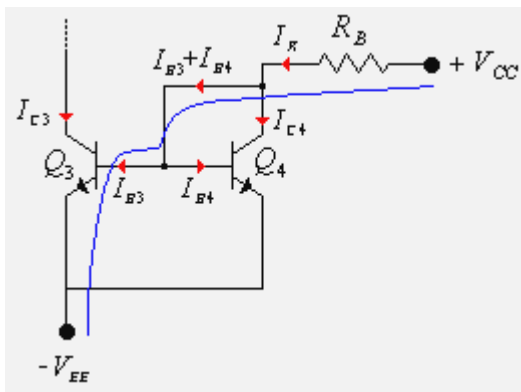
$V_{BC} < 0$). Riepilogando si ha:

$$\begin{cases} I_{C3} \approx a_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE3}}{V_T}} \\ I_{C4} \approx a_F I_{ES} e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}} \end{cases} \text{ facendo il rapporto tra queste si ottiene } \frac{I_{C3}}{I_{C4}} = e^{\frac{V_{BE3} - V_{BE4}}{V_T}}, \text{ ma essendo,}$$

come visto prima, $V_{BE3} = V_{BE4}$, la relazione ottenuta diventa $\frac{I_{C3}}{I_{C4}} = 1 \Rightarrow I_{C3} = I_{C4}$ (B).

Essendo, in un BJT, la corrente di base legata alla corrente di collettore per mezzo del guadagno statico ($I_C \approx \beta I_B$), ed essendo i guadagni statici di Q3 e Q4 identici ($\beta_3 = \beta_4$), il risultato (B) ha come conseguenza che anche le correnti di base siano identiche ($I_{B3} = I_{B4}$).

L'equazione al nodo corrispondente al collettore di Q4 è:



$I_R - I_{B3} - I_{B4} - I_{C4} = 0$ indicando $I_{B4} = I_{B3}$ con I_B , e $I_{C4} = I_{C3}$ con I_C , si ha:

$$I_R - 2I_B - I_C = 0 \Rightarrow I_C = I_R - 2I_B$$

ancora, essendo $I_B = \frac{I_C}{\beta}$, si ottiene $I_C = \frac{\beta}{2 + \beta} I_R$,

scrivendo la II legge di Kirchhoff seguendo il percorso mostrato in figura, si ottiene

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE3} + V_{EE}}{R_B} \approx \frac{V_{CC} - V_g + V_{EE}}{R_B} \text{ tale corrente è}$$

detta corrente di riferimento, e perché sia possibile la

sostituzione di V_{BE3} con la sua stima V_g deve essere $V_{CC} + V_{EE} \gg V_{BE3}$. In definitiva la

corrente di collettore è $I_C = \frac{\beta}{2 + \beta} \frac{V_{CC} - V_g + V_{EE}}{R_B}$, e nell'ipotesi che sia $\beta \gg 2$ diventa

$$I_C \approx \frac{V_{CC} - V_g + V_{EE}}{R_B} \quad (C) \text{ si ha cioè } I_C \approx I_R. \text{ La quantità } \frac{I_C}{I_R} = \frac{\beta}{2 + \beta} \text{ prende il nome di}$$

rapporto di riflessione, e quando $b \gg 2$ è circa 1. Nei casi pratici la condizione $b \gg 2$ è quasi sempre verificata, per esempio, per un guadagno che varia tra 50 e 200 la corrente di collettore varia solo del 3%.

Ancora una volta, nei limiti delle approssimazioni utilizzate, è possibile ritenere che, come suggerito dal risultato (C), la corrente I_{C3} sia indipendente dalla temperatura.

Riepilogando, le condizioni che garantiscono il funzionamento corretto dello specchio di corrente, utilizzato per polarizzare i transistori Q1 e Q2 dell'amplificatore differenziale, sono:

$$\begin{cases} V_{CC} + V_{EE} \gg V_{BE3} & I_{C3} \text{ approssimativamente indipendente dalla temperatura} \\ V_B \geq -V_{EE} + 2V_g & Q3 \text{ e } Q4 \text{ in regione attiva} \end{cases} \quad (D)$$

Nel caso del primo generatore di corrente utilizzato, doveva essere $V_{B3} \leq V_B - V_g \Rightarrow V_B \geq V_{B3} + V_g$ dove, sotto la condizione $V_{BE3} \ll V_{B3} + V_{EE}$, si aveva $V_{B3} \approx V_g - R_E I_{C3} - V_{EE}$, quindi in quel caso la condizione necessaria affinché Q3 lavorasse nella regione attiva di funzionamento era $V_B \geq -V_{EE} + 2V_g + R_E I_{C3}$. Riepilogando:

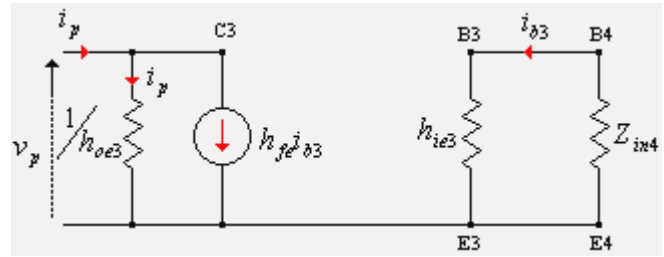
$$\begin{cases} V_{B3} + V_{EE} \gg V_{BE3} & I_{C3} \text{ approssimativamente indipendente dalla temperatura} \\ V_B \geq -V_{EE} + 2V_g + R_E I_{C3} & Q3 \text{ in regione attiva} \end{cases} \quad (E)$$

è forse il caso di notare che la prima condizione (E), oltre a garantire che la corrente sia approssimativamente indipendente dalla temperatura, garantisce che sia possibile scrivere la seconda condizione (E) così come è stata scritta (la condizione più generale è quella dalla quale siamo partiti $V_B \geq V_{B3} + V_g$). Mentre nel caso dello specchio di corrente, non è la prima equazione che permette di scrivere la seconda, infatti in quest'ultima è possibile sostituire a V_{BE3} e V_{BE4} ($V_{BE3} = V_{BE4}$) la loro stima V_g , solo se è verificata la condizione $V_B + V_{EE} \gg 2V_{BE3} = 2V_{BE4}$ (questa potrebbe essere più restrittiva della prima condizione (D), tuttavia, nelle condizioni in cui questa sia non verificata, e la prima (D) verificata, come conseguenza la seconda condizione (D) sarebbe poco precisa, ma la corrente comunque indipendente dalla temperatura). Si noti infine che la condizione (D) in un caso, ed (E) nell'altro, da sole non bastano a garantire che la corrente sia indipendente dalla temperatura, infatti, come detto precedentemente, è necessario avere un elevato guadagno statico.

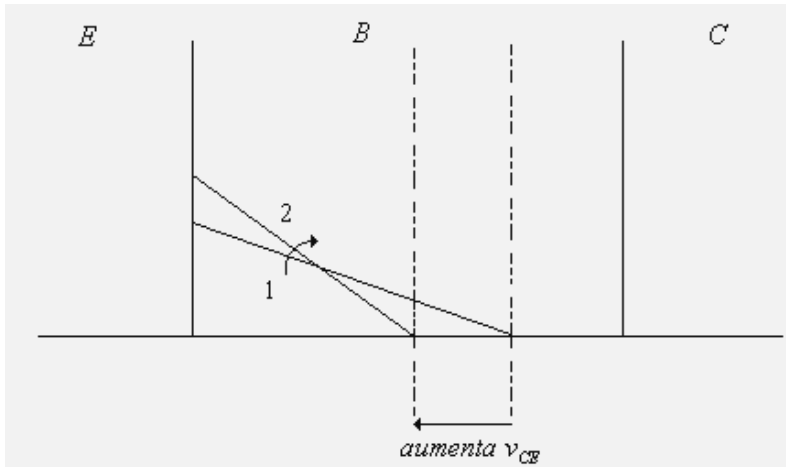
Dalle seconde equazioni (D) ed (E), è possibile rendersi conto che lo specchio di corrente presenta il vantaggio di permettere l'utilizzo, a parità di V_B , di tensioni di alimentazione V_{EE} più basse.

Per il calcolo dell'impedenza d'uscita dello specchio di corrente non è possibile, a differenza di quanto fatto precedentemente, trascurare il termine h_{re} , o meglio, nel circuito equivalente per piccoli segnali a parametri ibridi è necessario tenere conto della presenza del generatore di tensione controllato ($h_{re}V_{ce}$) posto in serie alla resistenza h_{ie} . Alcuni testi commettono l'errore di trascurare h_{re} , come sarà dimostrato questo implicherebbe un'impedenza d'uscita dello specchio pari a $\frac{1}{h_{oe3}}$, e porterebbe ad alcune conclusioni

inaccettabili. Il circuito equivalente dello specchio, ottenuto trascurando il termine h_{re} ed in cui con Z_{in4} è stata indicata l'impedenza dinamica di tutto ciò che c'è a destra del transistor Q3 (Q4, resistenza R_B , ...), è quello mostrato in figura. Si presti attenzione che la rete a destra di Q3 è comunque passiva, infatti l'unico generatore presente è il generatore di corrente controllato $h_{fe}i_{b4}$, ma poiché è controllato da una corrente interna alla rete stessa, tutto ciò che si vede dalla sezione considerato è una semplice impedenza.



Osservando il circuito risulta immediato notare che si ha $i_{b3} = 0$, e di conseguenza $h_{fe}i_{b3} = 0$, per cui si ottiene $Z_{out} = \frac{v_p}{i_p} = \frac{1}{h_{oe3}}$. Un aumento della tensione tra collettore ed emettitore provoca, tra le altre cose, un allargamento della regione di svuotamento dovuta alla



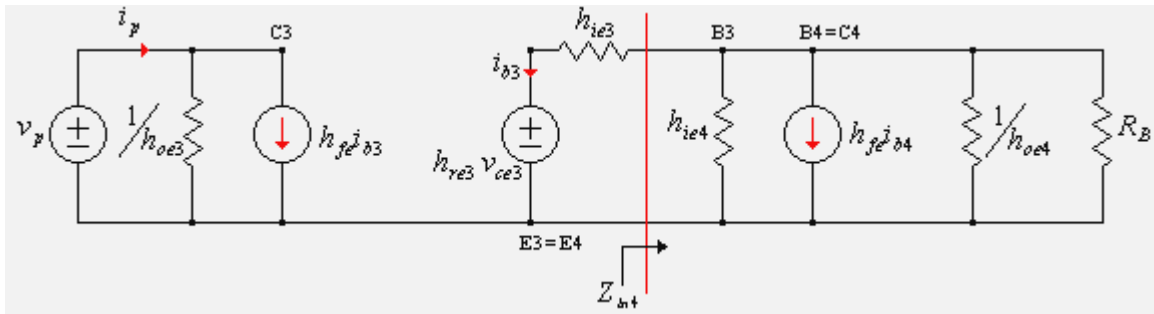
giunzione base collettore, e affinché sia effettivamente $i_{b3} = 0$ (e quindi $i_B = \cos t$, si ricordi che tale corrente è legata all'area sottesa dal profilo dell'eccesso di minoritari in base) tale fenomeno deve essere necessariamente essere seguito da un innalzamento del punto di iniezione dei minoritari che lasciano l'emettitore e vanno verso la base; la figura mostra più o meno quello che succede.

Poiché la corrente di collettore $i_C = I_C + i_c = I_C + i_p$ dipende dalla pendenza del profilo di minoritari in base (derivata di $\Delta n(x)$ calcolata al margine della regione di svuotamento), necessariamente, a causa di entrambi i fenomeni descritti, si assisterà ad un aumento di questa, in altre parole un aumento della variazione $v_{ce} = v_p$ (si ricordi che $v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$) provoca sensibili variazioni della corrente di collettore. L'innalzamento del punto di iniezione può avvenire solo a seguito di un aumento della tensione tra base ed emettitore,

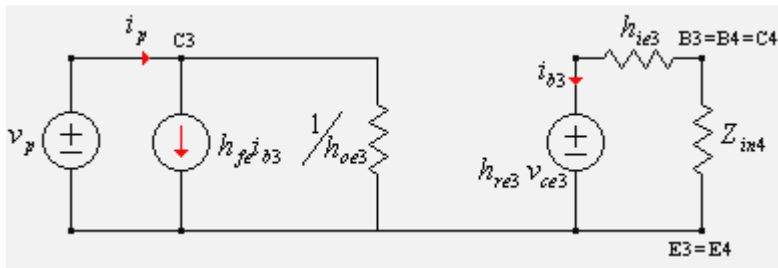
infatti ricordando che $\Delta n_p(0) = n_{p0} \left(e^{\frac{v_{BE}}{V_T}} - 1 \right)$, si comprende che effettivamente come

conseguenza dell'aumento di v_{ce} si ha un aumento della tensione v_{BE} . E' anche vero che dal circuito equivalente, ottenuto trascurando h_{re} , sembrerebbe che debba essere $v_{be} = 0$ e quindi $v_{BE} = \cos t$. Quindi l'innalzamento del punto di iniezione, che necessariamente deve avvenire per garantire la condizione $i_{b3} = 0$, non è contemplato nel modello equivalente, cioè non può essere spiegato per mezzo di questo. In altre parole, utilizzando il circuito di partenza, e analizzando i mutamenti subiti dalla distribuzione dell'eccesso di minoritari in base, si giunge ad un risultato in disaccordo con il modello di partenza, questo fa pensare quindi che ci sia qualche problema nel modello stesso.

In realtà a causa della presenza di h_{re} , a seguito di una variazione v_{ce} , si ha una variazione della corrente di base i_{b3} , mentre $v_{be3} = v_{be4} \approx 0$ e quindi $v_{BE3} = v_{BE4} \approx \cos t$. Il circuito equivalente da considerare in questo caso è mostrato nella seguente figura:



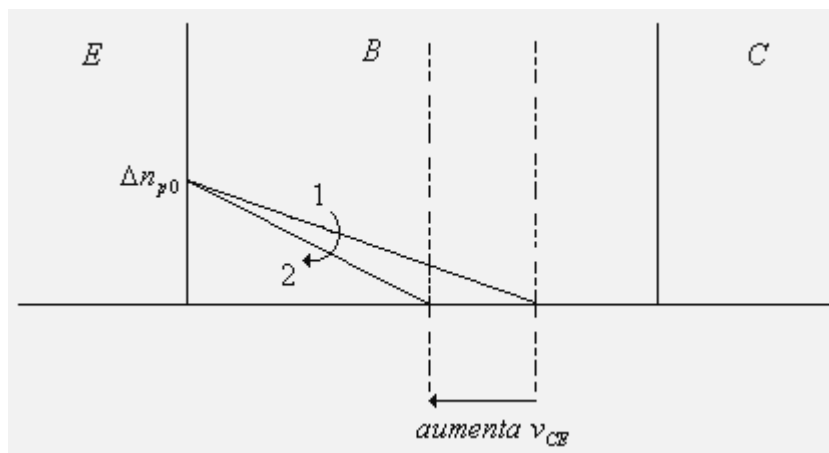
Come è possibile notare, pur essendo necessaria per comprendere quello che realmente succede la presenza di h_{re3} , nel modello equivalente di Q4 è stata trascurata h_{re4} , questo può essere fatto in quanto ai fini del calcolo dell'impedenza equivalente tale quantità risulta



essere ininfluente. Ancora una volta, il circuito può essere ridisegnato sostituendo a tutto ciò che c'è alla destra della sezione indicata in figura, l'impedenza Z_{in4} . E' possibile dimostrare che

$$Z_{in4} \approx \frac{h_{ie4}}{h_{fe4} + 1}, \text{ è quindi possibile}$$

rendersi conto che $Z_{in4} \ll h_{ie3}$, e di conseguenza che la differenza di potenziale ai capi di Z_{in4} , che coincide con $v_{be3} = v_{be4}$, è molto più piccola della tensione ai capi di h_{ie3} , e quindi di $v_{ce3} = v_p$ (in una rete comunque complessa, la più grande differenza di potenziale che può esserci ai capi di un bipolo non può essere più grande della differenza di potenziale erogata dal generatore). Da quanto detto si capisce che effettivamente si ha $v_{be3} = v_{be4} \approx 0$, e quindi $v_{BE3} = v_{BE4} \approx \cos t$, questo significa che i_{b3} varia con v_p , mentre il livello di iniezione dei



portatori minoritari in base si mantiene all'incirca costante al valore di riposo (vedi figura). Il meccanismo è il seguente: al crescere di v_{ce} si restringe la larghezza di base, ma dovendo essere $v_{BE} \approx \cos t$ il livello di iniezione resta fermo, di conseguenza diminuisce l'area sottesa dal profilo dell'eccesso dei minoritari in base, ed ancora

cresce la corrente di base i_{B3} .

Un'altra differenza rispetto al caso precedente consiste nel fatto che, vista la più piccola variazione di pendenza, la corrente di collettore risulta essere aumentata di una quantità più piccola. Si ha:

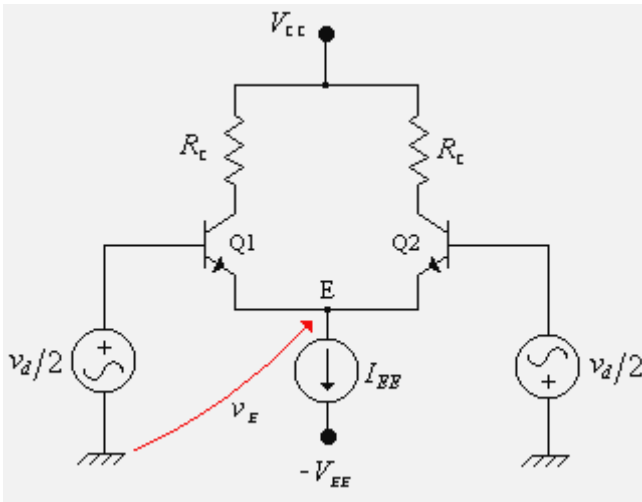
$i_P = v_P h_{oe3} + h_{fe3} i_{b3}$, essendo $i_{b3} = -\frac{h_{re3} v_{ce}}{h_{ie} + Z_{in4}} \approx -\frac{h_{re3} v_{ce}}{h_{ie3}}$ si ottiene

$$i_P = v_P h_{oe3} - h_{fe3} \frac{h_{re3} v_{ce}}{h_{ie3}} = v_P h_{oe3} - h_{fe3} \frac{h_{re3} v_P}{h_{ie3}} = v_P \left(h_{oe3} - h_{fe3} \frac{h_{re3}}{h_{ie3}} \right) \Rightarrow Z_{out} = \frac{v_P}{i_P} = \frac{1}{h_{oe3} - h_{fe3} \frac{h_{re3}}{h_{ie3}}}$$

l'impedenza d'uscita ottenuta può essere significativamente maggiore di $\frac{1}{h_{oe3}}$, ovvero l'impedenza che si ottiene trascurando h_{re3} .

- Limiti di validità dell'approssimazione di sistema lineare

Lo studio dinamico dei circuiti visti fino adesso è stato fatto facendo di volta in volta



l'ipotesi che i segnali variabili coinvolti fossero piccoli, questo è necessario affinché sia ragionevole l'utilizzo di un modello lineare per i BJT. Relativamente al caso in cui all'amplificatore differenziale venga applicato un segnale di modo differenziale (vedi figura), si vogliono trovare i limiti di validità dell'approssimazione di sistema lineare (si stanno trascurando le resistenze R_S), più precisamente si vuole trovare l'intervallo entro il quale è necessario vari v_d perché l'approssimazione sia ragionevole. Per far questo bisogna trovare

il legame esistente tra le correnti di collettore dei due transistori e il segnale di modo differenziale v_d :

per la II legge di Kirchhoff si ha

$$\begin{cases} v_{BE1} = \frac{v_d}{2} - v_E \\ v_{BE2} = -\frac{v_d}{2} - v_E \end{cases} \quad (A) \quad \text{nell'ipotesi che a riposo sia } V_{BE} \gg V_T \text{ (a riposo la differenza di}$$

potenziale tra base ed emettitore è la stessa per entrambi i transistori), per le correnti di collettore valgono le seguenti relazione approssimate

$$\begin{cases} i_{C1} \approx I_0 e^{\frac{v_{BE1}}{V_T}} \\ i_{C2} \approx I_0 e^{\frac{v_{BE2}}{V_T}} \end{cases} \quad (B), \quad \text{poiché i BJT sono identici la costante } I_0 \text{ è la medesima (dipende}$$

dalle loro caratteristiche).

Facendo il rapporto tra le (B) si ottiene $\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{v_{BE1} - v_{BE2}}{V_T}}$, sostituendo a v_{BE1} e v_{BE2} le (A)

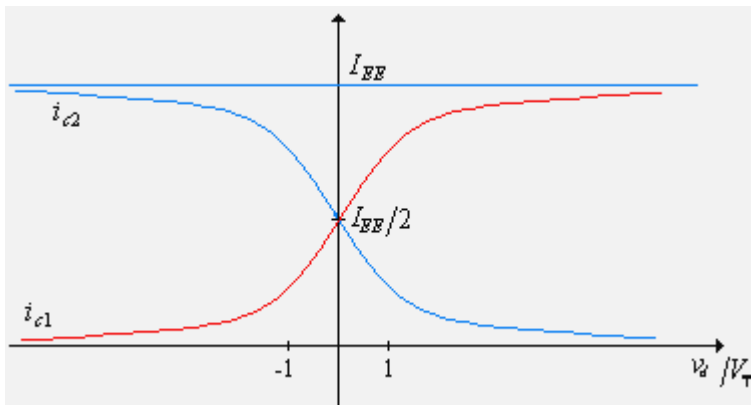
diventa $\frac{i_{C1}}{i_{C2}} = e^{\frac{v_d}{V_T}} \Rightarrow \begin{cases} i_{C1} = i_{C2} e^{\frac{v_d}{V_T}} \\ i_{C2} = i_{C1} e^{-\frac{v_d}{V_T}} \end{cases}$, sostituendo nell'equazione al nodo $I_{EE} = i_{C1} + i_{C2}$, una

volta la seconda, e una volta la prima, si ottengono le due relazioni $\begin{cases} i_{C1} + i_{C1} e^{\frac{v_d}{V_T}} = I_{EE} \\ i_{C2} e^{\frac{v_d}{V_T}} + i_{C2} = I_{EE} \end{cases}$, delle

quali, infine, si ottengono le relazioni cercate:

$$\boxed{i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{\frac{v_d}{V_T}}}} \quad \text{e} \quad \boxed{i_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + e^{-\frac{v_d}{V_T}}}} \quad (C).$$

I legami di i_{C1} e i_{C2} da $\frac{v_d}{V_T}$ espressi delle (C), sono i seguenti:



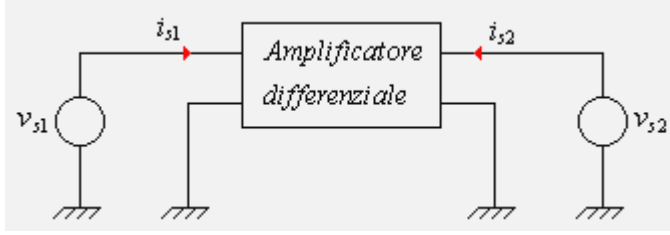
come è possibile notare, la dipendenza delle correnti dalla tensione di modo differenziale risulta lineare per $\left| \frac{v_d}{V_T} \right| < 1 \div 1,5$, ovvero per $|v_d| < 25 \div 50 \text{ mV}$.

Per quanto riguarda il modo comune, se il CMRR è elevato, e quindi A_c è piccolo, ampie variazioni di v_c provocano modeste variazioni di i_{C1} e i_{C2} , e pertanto piccolissime variazioni delle v_{BE} dei transistori rispetto al valore di riposo. Di conseguenza, il comportamento del sistema può essere ritenuto lineare in risposta ad un segnale di modo comune, indipendentemente dall'ampiezza di quest'ultimo, purché entro i limiti necessari a mantenere tutti i dispositivi attivi nella regione attiva di funzionamento. D'altra parte le relazioni (C) restano tali anche in presenza di una tensione di modo comune (si ricordi che una qualunque coppia v_{s1}, v_{s2} può essere scomposta in una tensione di modo differenziale ed in una tensione di modo comune), dal punto di vista matematico lo si può capire se si osserva che il termine v_c va a sommarsi al secondo membro di entrambe le equazioni (A).

- Correnti di ingresso

Vogliamo trovare un modello equivalente per l'amplificatore differenziale, che permetta di trovare le variazioni di corrente i_{s1} e i_{s2} erogate dai generatori di piccolo segnale, e valido,

come al solito, nel caso in cui i segnali in ingresso v_{s1} e v_{s2} siano sufficientemente piccoli da far sì che tale modello sia lineare.



Ovviamente le correnti erogate dai generatori, oltre ad essere composte dalle componenti variabili cercate, sono composte anche dalle componenti costanti dovute alla polarizzazione dei due BJT (correnti di base).

Pertanto, grazie all'ipotesi che il modello sia lineare, è possibile scrivere le due correnti come una combinazione lineare delle tensioni d'ingresso:

$$\begin{cases} i_{s1} = g_{11}v_{s1} + g_{12}v_{s2} \\ i_{s2} = g_{21}v_{s1} + g_{22}v_{s2} \end{cases} \quad (\text{A}) \text{ come fatto nel caso delle tensioni di collettore, operando il}$$

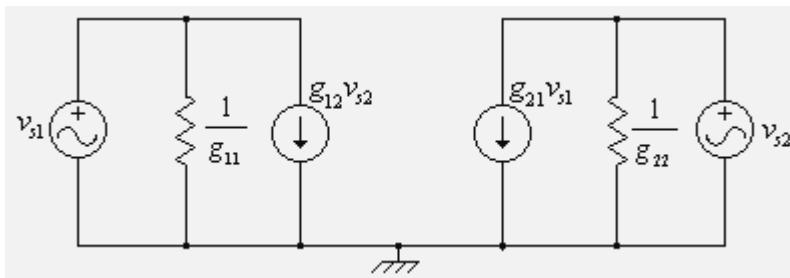
cambiamento di variabili $\begin{cases} v_D = v_{s1} - v_{s2} & \text{tensione differenziale} \\ v_C = \frac{v_{s1} + v_{s2}}{2} & \text{tensione di modo comune} \end{cases}$, osservando che

per la simmetria del circuito si ha $g_{11} = g_{22}$ e $g_{12} = g_{21}$, ponendo $g_C = g_{11} + g_{12}$ e $g_d = \frac{g_{11} - g_{12}}{2}$ (B), si ottiene:

$$\begin{cases} i_{s1} = g_C v_C + g_d v_D \\ i_{s2} = g_C v_C - g_d v_D \end{cases} \quad (\text{C}) \text{ dove } g_C = \left. \frac{i_{s1}}{v_C} \right|_{v_D=0} = \left. \frac{i_{s2}}{v_C} \right|_{v_D=0} \text{ e } g_d = \left. \frac{i_{s1}}{v_D} \right|_{v_C=0} = - \left. \frac{i_{s2}}{v_D} \right|_{v_C=0} \quad (\text{D}).$$

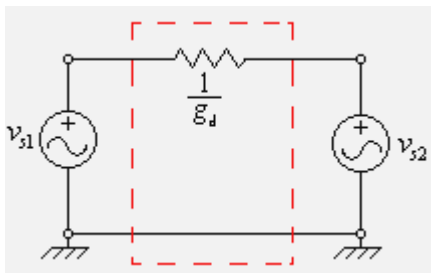
Le quantità g_C e g_d possono essere trovate dal circuito equivalente a parametri ibridi utilizzando le (D), cioè seguendo un procedimento simile a quello seguito per il calcolo delle amplificazioni di modo comune e di modo differenziale. Nelle ipotesi semplificative

$$h_{oe} = 0 \text{ e } R_{S1} = R_{S2} = 0, \text{ si ottiene } \begin{cases} g_C = \frac{1}{h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)} \\ g_d = \frac{1}{2h_{ie}} \end{cases} \quad (\text{E}).$$



Alle equazioni (A) è possibile associare il circuito mostrato in figura. Dalle (E) è possibile rendersi conto del fatto che quasi sempre si ha $g_C \ll g_d$, e quindi che nelle (C) è possibile trascurare i termini nei quali è

coinvolta la tensione di modo comune, ovvero $\begin{cases} i_{s1} \approx g_d v_D \\ i_{s2} \approx -g_d v_D \end{cases}$, ancora ricordando la



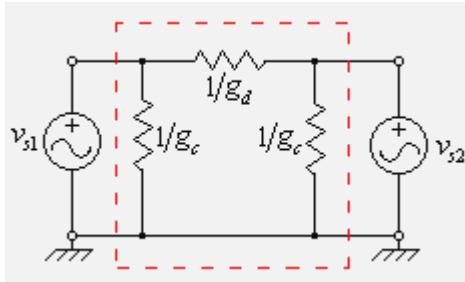
definizione di tensione di modo differenziale

$$\begin{cases} i_{s1} \approx g_d (v_{s1} - v_{s2}) \\ i_{s2} \approx g_d (v_{s2} - v_{s1}) \end{cases}, \text{ alle equazioni approssimate ottenute}$$

corrisponde il circuito di figura. L'approssimazione $g_C \approx 0$, utilizzata per arrivare al modello ottenuto, risulta a volte eccessivamente grossolana, per rendersi conto di quanto

detto basta pensare che applicando un segnale di modo comune ($v_{s1} = v_{s2} = v_c$) i generatori di piccolo segnale non erogano, in nessun caso, alcuna corrente (cosa che può avvenire solo con un CMRR infinito). In realtà nel modello non approssimato, rappresentato dalle equazioni (C), per $v_{s1} = v_{s2} = v_c$, e quindi $v_d = 0$, risulta $\begin{cases} i_{s1} = g_c v_c \\ i_{s2} = g_c v_c \end{cases}$.

D'altra parte il modello completo (C), a causa della sua relativa complessità, si presta poco ad essere utilizzato per lo studio delle correnti, per questo motivo è conveniente l'utilizzo di un modello intermedio, cioè tale da essere una semplificazione di quello completo ma



comunque meno grossolano di quello ottenuto ponendo $g_c \approx 0$. Tale modello è rappresentato in figura, ed è possibile ricavare:

$$\begin{cases} i_{s1} = g_c v_{s1} + g_d (v_{s1} - v_{s2}) \\ i_{s2} = g_c v_{s2} - g_d (v_{s1} - v_{s2}) \end{cases}$$

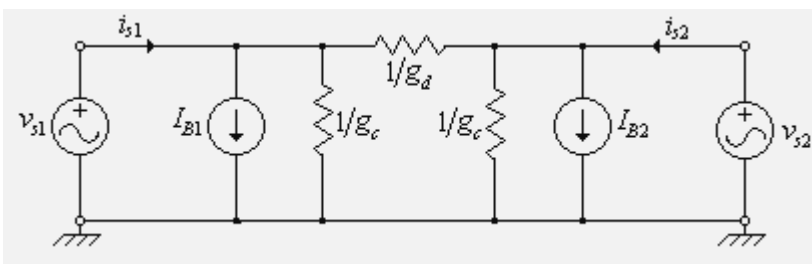
Per un segnale di modo comune ($v_{s1} = v_{s2} = v_c \Rightarrow v_d = 0$) si giunge allo stesso risultato previsto dal modello completo, ovvero $i_{s1} = i_{s2} = g_c v_c$. Per un segnale di modo differenziale

$$(v_{s1} = -v_{s2} = \frac{v_d}{2} \Rightarrow v_c = 0) \text{ risulta invece } \begin{cases} i_{s1} = g_c \frac{v_d}{2} + g_d v_d = \left(\frac{g_c}{2} + g_d \right) v_d \\ i_{s2} = -g_c \frac{v_d}{2} - g_d v_d = -\left(\frac{g_c}{2} + g_d \right) v_d \end{cases}, \text{ e poiché,}$$

come detto precedentemente, in genere si ha $g_c \ll g_d$, è possibile approssimare il risultato ottenuto come segue $\begin{cases} i_{s1} \approx g_d v_d \\ i_{s2} \approx -g_d v_d \end{cases}$, si noti che queste sono proprio le correnti previste dalle

equazioni complete. Pertanto quest'ultimo modello non introduce alcun errore per quanto riguarda la componente di modo comune dei segnali d'ingresso, fornisce invece dei risultati approssimati relativamente alla componente di modo differenziale.

E' inoltre possibile modificare il modello in maniera tale da tenere conto anche delle componenti di corrente costanti (ovvero le componenti necessarie alla polarizzazione) come



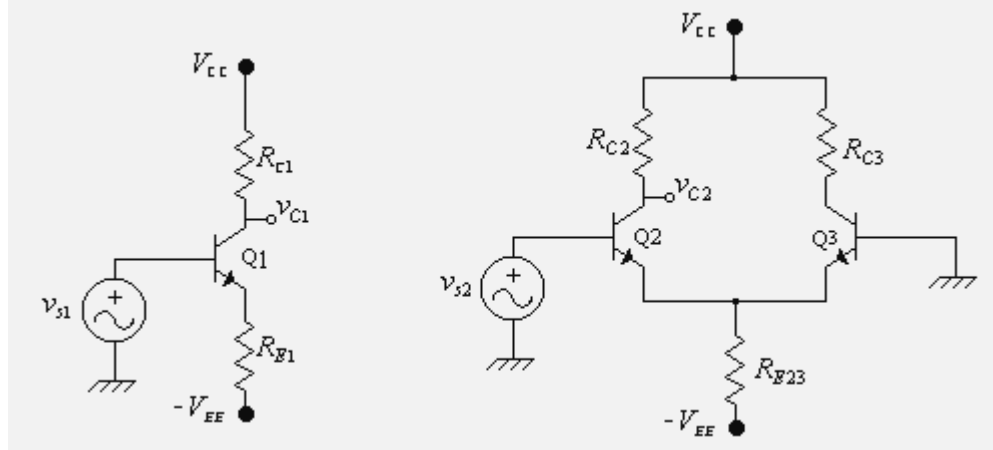
mostrato in figura. Si presti attenzione fatto che in questo caso le correnti i_{s1} e i_{s2} sono in realtà somma di una componente costante e di una variabile.

- Prestazioni di un amplificatore differenziale (definizione di PSRR)

Sono già stati discussi alcuni dei vantaggi offerti dagli amplificatori differenziali, si è visto che il guadagno di un amplificatore differenziale (con un ingresso a massa), nell'ipotesi che il CMRR sia elevato, risulta essere pari a quello di un amplificatore ad emettitore comune. Il grosso vantaggio è rappresentato dalla possibilità di ottenere il guadagno di un amplificatore

in configurazione ad emettitore comune pur utilizzando la resistenza stabilizzatrice R_E , non si ha cioè il problema della diminuzione del guadagno dinamico causato dalla presenza di R_E (necessaria a stabilizzare il punto di lavoro).

Si vogliono analizzare adesso in maniera più formale le differenze tra le due configurazioni mostrate in figura:



Affinché le condizioni di lavoro a riposo di tutti e tre i BJT siano le medesime è necessario che sia $R_{C1} = R_{C2} = R_{C3}$ e $R_{E1} = 2R_{E23}$; si ricordi che nell'ipotesi di perfetta simmetria la corrente che scorre su R_{E23} è, a parità di I_C , il doppio di quella che scorre su R_{E1} , quindi perché il potenziale di emettitore nel secondo circuito sia uguale al potenziale di emettitore nel primo circuito, effettivamente la resistenza R_{E23} deve essere uguale a $\frac{R_{E1}}{2}$. La

condizione $R_{E1} = 2R_{E23}$ è inoltre sufficiente a garantire la stessa stabilità del punto di lavoro, cioè medesime variazioni delle correnti di polarizzazione e delle tensioni a riposo in risposta a medesime variazioni parametriche di Q1, Q2, Q3, anche dovute a variazione della temperatura di lavoro.

Anche se non sono stati esplicitamente disegnati, a valle di v_{C1} e v_{C2} vi sono generalmente dei circuiti traslatori di tensione del tipo visto precedentemente, il cui scopo è quello di garantire a riposo una tensione d'uscita nulla. Deve essere cioè $v_{CT1} = 0$ se $v_{S1} = 0$, e $v_{CT2} = 0$ se $v_{S2} = 0$, dove v_{CT1} e v_{CT2} sono le uscite a valle dei traslatori di livello.

Nella trattazione che verrà fatta saranno trascurati i parametri h_{oe} dei tre BJT, si assumerà cioè $h_{oe1} = h_{oe2} = h_{oe3} = 0$.

E' possibile dimostrare che relativamente al circuito ad un transistor il guadagno è approssimativamente $A_{V1} = \frac{v_{C1}}{v_{S1}} \approx -\frac{R_{C1}}{R_{E1}} = -\frac{R_{C1}}{2R_{E23}}$ (A).

Nel caso dell'amplificatore differenziale risulta:

$v_C = \frac{v_{S2} + v_{S3}}{2} = \frac{v_{S2}}{2}$ e $v_d = v_{S2} - v_{S3} = v_{S2}$, pertanto ricordando le espressioni ricavate in precedenza si ottiene

$$v_{C2} = A_C v_C - A_d v_d = A_C \frac{v_{S2}}{2} - A_d v_{S2} \quad \text{ricordando che} \quad \begin{cases} A_d \approx \frac{h_{fe} R_{C2}}{2h_{ie}} = \frac{I_C}{2V_T} R_{C2} \\ A_C \approx -\frac{R_{C2}}{2R_{E23}} \end{cases}$$

(si noti che $A_C = A_{V1}$) si ottiene

$$v_{C2} = -\frac{R_{C2}}{2R_{E23}} \frac{v_{S2}}{2} - \frac{I_C}{2V_T} R_{C2} v_{S2} = -\frac{I_C}{2V_T} R_{C2} \left[1 + \frac{1}{2 \left(\frac{I_C R_{E23}}{V_T} \right)} \right] v_{S2} = -\frac{I_C}{2V_T} R_{C2} \left(1 + \frac{1}{2CMRR} \right) v_{S2}$$

per cui si ha $A_{V2} = \frac{v_{C2}}{v_{S2}} = -\frac{I_C}{2V_T} R_{C2} \left(1 + \frac{1}{2CMRR} \right)$ (B).

Scegliendo R_{E23} , e di conseguenza R_{E1} , in modo che risulti $CMRR \gg 1$, si ha

$$A_{V2} = -\frac{I_C}{2V_T} R_{C2} \left(1 + \frac{1}{2CMRR} \right) \approx -\frac{I_C}{2V_T} R_{C2} = -A_d, \text{ e quindi } \frac{A_{V2}}{A_{V1}} \approx -\frac{A_d}{A_C} = \frac{I_C R_{E23}}{V_T} = CMRR \quad (C),$$

infatti all'aumentare di R_{E23} , nell'ipotesi di mantenere costante la corrente di polarizzazione agendo sull'alimentazione, $A_{V1} = A_C$ diminuisce, mentre A_d rimane inalterato.

I risultati ottenuti mostrano che a parità di stabilità del punto di lavoro (si ricordino le conseguenze della scelta $R_{E1} = 2R_{E23}$), l'amplificatore differenziale presenta un guadagno di tensione considerevolmente superiore a quello ottenibile mediante il circuito a singolo transistor, in particolare nel caso in cui sia valida la (C) il guadagno di tensione risulta $CMRR$ volte maggiore.

L'analisi precedente è stata fatta, come detto, a parità di stabilità del punto di lavoro, questo implica che a causa di una variazione parametrica o per effetto di una variazione di temperatura si abbia, con i generatori di segnale disattivi ($v_{S1} = v_{S2} = 0$), la medesima variazione sulle tensioni di uscita v_{C1} e v_{C2} (una variazione di v_{C1} e v_{C2} implica che all'uscita dei traslatori vi sia una tensione non nulla). Come è stato più volte detto, grazie all'effetto stabilizzante di R_E , ci si aspetta che le variazioni sulle tensioni di uscita (Δv_{C1} e Δv_{C2}) siano tanto più piccole quanto più R_E è grande. Qualunque circuito a valle dei traslatori di livello interpreterà la presenza di una tensione d'uscita non nulla, come una replica amplificata di un segnale in ingresso, in particolare indicando con Δv_C la variazione della tensione d'uscita di entrambi gli amplificatori, i segnali d'ingresso corrispondenti sono:

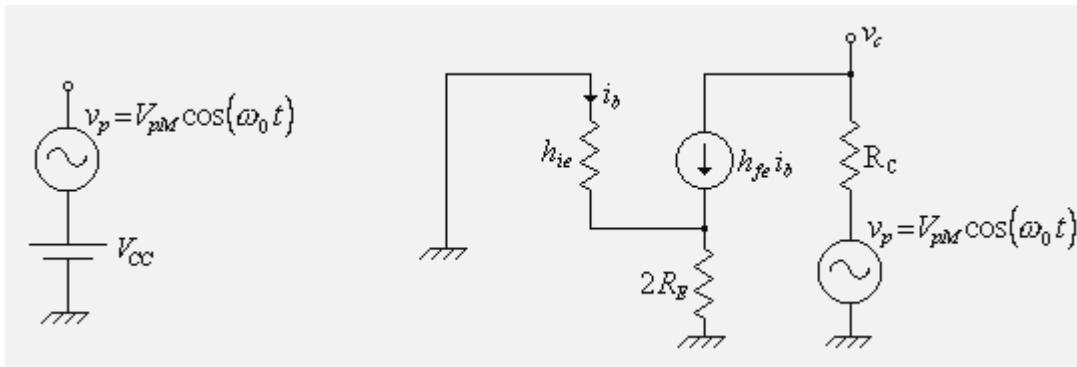
$$\begin{cases} v_{S1} = -\frac{\Delta v_C}{A_{V1}} & \text{amplificatore ad un transistor} \\ v_{S2} = -\frac{\Delta v_C}{A_d} & \text{amplificatore differenziale con } CMRR \gg 1 \end{cases}$$

il cui rapporto è $\frac{v_{S1}}{v_{S2}} = CMRR$, il risultato ottenuto mette in luce il fatto che lo stesso disturbo

in uscita, a parità di stabilità del punto di lavoro, risulta attribuito nei due casi a variazioni della tensione d'ingresso sensibilmente diverse, in particolare tale variazione nel caso dell'amplificatore differenziale risulta essere molto più piccola, quindi l'errore risulta molto più piccolo. L'importante conclusione alla quale i discorsi fatti portano è che l'amplificatore differenziale si presta meglio nel caso in cui l'accuratezza che si vuole ottenere nella determinazione del valore della tensione di ingresso che determina l'uscita osservata, è elevata.

I due tipi di amplificatore presentano inoltre un comportamento diverso rispetto alle fluttuazioni della tensione di alimentazione. In generale per qualificare un circuito elettronico dal punto di vista della sua maggiore o minore sensibilità rispetto alle fluttuazioni della tensione di alimentazione, si definisce un parametro di merito denominato PSRR (Power Supply Rejection Ratio). Esso è definito, per ogni frequenza di interesse, come il rapporto fra l'ampiezza delle fluttuazioni dell'alimentazione che generano una certa fluttuazione della tensione d'uscita, e l'ampiezza della tensione d'ingresso necessaria per ottenere la stessa uscita.

Per esempio si consideri un disturbo di tipo sinusoidale sull'alimentazione (vedi prima figura), per calcolare la variazione di tensione sul collettore del BJT nel circuito ad un solo transistor, trascurando h_{oe} , il circuito da considerare è quello mostrato nella seconda figura.



Risulta semplice concludere che $v_c = v_p \frac{h_{fe}(R_C + R_E // h_{ie}) - 1}{h_{fe}(R_C + R_E // h_{ie})} \approx v_p$, cioè che la variazione

massima della tensione di collettore indotta dal disturbo v_p , è proprio pari a v_{PM} . La stessa conclusione può essere ottenuta per la configurazione a due transistori.

In assenza di disturbo, ma in presenza di un segnale d'ingresso v_s , ovviamente si ha $v_c = f(v_s)$. Indicando con \bar{v}_s il valore di v_s per il quale è verificata la condizione $v_c = v_{PM}$,

è possibile rendersi conto che $PSRR = \left| \frac{v_{PM}}{\bar{v}_s} \right| = \frac{v_{PM}}{|\bar{v}_s|}$ (D), poiché, per la definizione stessa di amplificazione, il legame tra il segnale d'ingresso e il segnale d'uscita è del tipo $v_c = Av_s$, è

possibile scrivere $|\bar{v}_s| = \frac{v_{PM}}{|A|}$, sostituendo questa nella (D) si ottiene $PSRR = |A|$.

Per mezzo del risultato ottenuto è possibile ricavare il rapporto tra il PSRR dell'amplificatore differenziale e il PSRR dell'amplificatore ad un BJT:

$$\frac{PSRR_2}{PSRR_1} = \left| \frac{A_d}{A_{v1}} \right| = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = CMRR$$

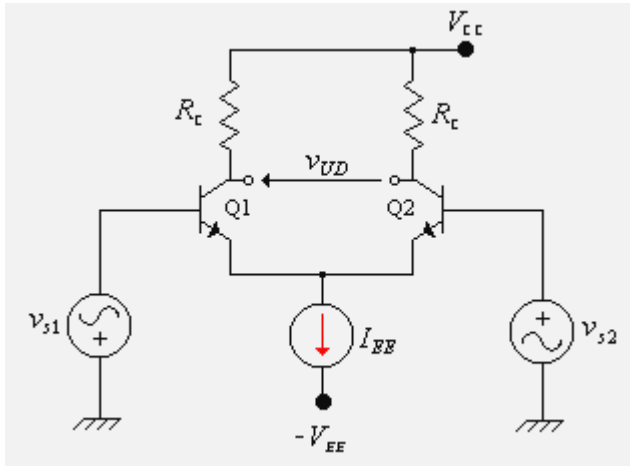
Poiché a PSRR elevati corrispondono errori piccoli (segnali in uscita dovuti a disturbi sono confusi con repliche amplificate di piccoli segnali d'ingresso), l'amplificatore differenziale, anche dal punto di vista del comportamento rispetto alle fluttuazioni della tensione di alimentazione, ha prestazioni di gran lunga superiori a quelle di un amplificatore a singolo transistor.

Nel confrontare le prestazioni dei due tipi di amplificatori, sono stati considerati disturbi sull'alimentazione positiva, tuttavia l'effetto di un disturbo sull'alimentazione negativa non

è detto che sia il medesimo. In generale due valori diversi del PSRR: uno valido per l'alimentazione positiva, l'altro per quella negativa.

L'amplificatore differenziale con uscita differenziale

Se come uscita dell'amplificatore differenziale si preleva la tensione tra i collettori di Q1 e Q2, cioè $v_{UD} = v_{C1} - v_{C2}$ (uscita differenziale), si ottengono i vantaggi sotto elencati:



1) Non si ha la necessità di utilizzare un circuito traslatore di livello (il quale tra l'altro contribuisce al guadagno facendolo diminuire), infatti in condizioni di riposo si ha $v_{C1} = v_{C2} \Rightarrow v_{UD} = 0$;

2) Il guadagno che si ha per sollecitazioni di modo comune è nullo, infatti essendo in questo caso $v_{C1} = v_{C2}$, si ha:

$$A_{CD} = \frac{v_{UD}}{v_C} = \frac{v_{C1} - v_{C2}}{v_C} = 0 \quad (\text{è possibile, con una certa tranquillità, confondere le}$$

tensioni sui collettori con le loro variazioni grazie al fatto che le componenti costanti di queste sono uguali), per cui è come se si avesse un CMRR infinito;

3) Poiché in condizioni di sollecitazione differenziale le variazioni di tensione v_{C1} e v_{C2} sono uguali e opposte ($v_d \neq 0, v_C = 0 \Rightarrow v_{C1} = -v_{C2}$) risulta

$$A_{dD} = \frac{v_{UD}}{v_d} = \frac{v_{C1}}{v_d} - \frac{v_{C2}}{v_d} = A_d - (-A_d) = 2A_d \quad (\text{attenzione che qui } v_{C1} \text{ e } v_{C2} \text{ sono}$$

variazioni), per cui si ha un'amplificazione doppia;

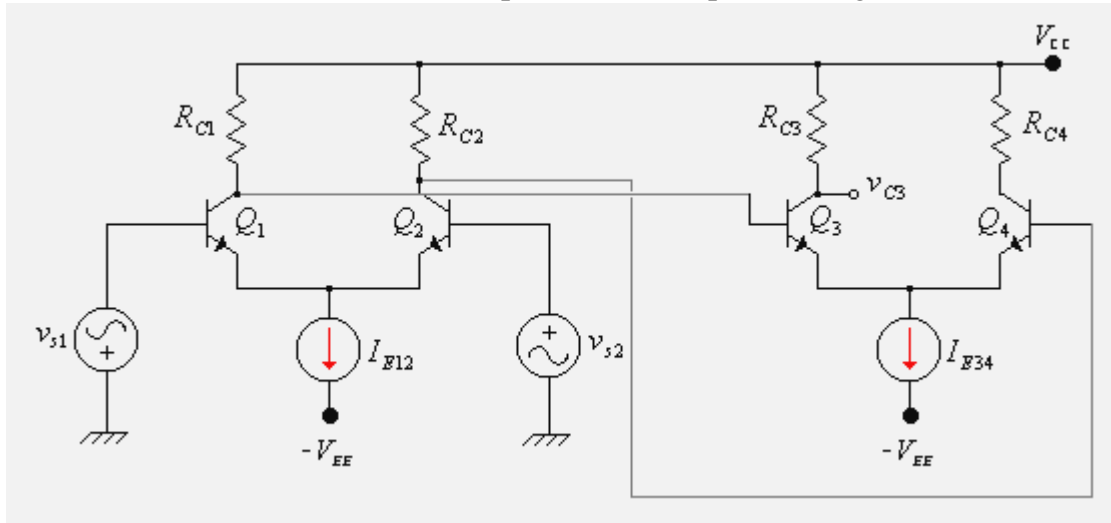
4) In risposta a fluttuazioni della tensione di alimentazione (sia positiva, sia negativa) v_{C1} e v_{C2} variano esattamente allo stesso modo, di conseguenza v_{UD} non subisce alcuna variazione (a riposo si mantiene nulla anche in presenza di fluttuazioni). Segue, evidentemente, che $PSRR \rightarrow \infty$;

5) Le variazioni parametriche o di temperatura, poiché agiscono in maniera identica sui due transistori, portano a medesime variazioni nei valori di v_{C1} e v_{C2} , e come per le fluttuazioni dell'alimentazione, a riposo v_{UD} si mantiene nulla.

Purtroppo l'uscita differenziale non sempre è sfruttabile: generalmente si ha la necessità di un'uscita riferita al potenziale di massa quale ingresso per i successivi stadi di trattamento del segnale. Esiste comunque un'importante eccezione, che può essere sfruttata in molti casi pratici, e che si verifica qualora si intenda impiegare due o più amplificatori differenziali in cascata.

- Amplificatori differenziali in cascata

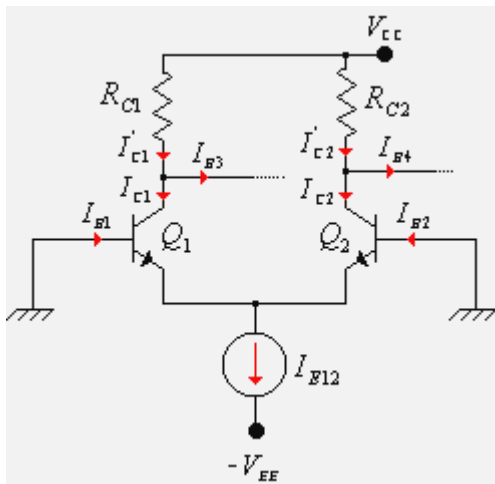
Il modo migliore di porre due amplificatori in cascata è quello illustrato in figura, come è possibile notare, l'uscita differenziale del primo stadio è posta in ingresso al secondo.



Per come è fatto un amplificatore differenziale è necessario che siano verificate le condizioni: $R_{C1} = R_{C2}$; $R_{C3} = R_{C4}$; $Q_1 \equiv Q_2$; $Q_3 \equiv Q_4$.

Poiché i due stadi differenziali risultano essere accoppiati in continua, un'esatta analisi statica potrebbe rivelarsi molto laboriosa, tuttavia nell'ipotesi che sia $I_{B3} = I_{B4} \ll I_{C1} = I_{C2}$ (A) l'analisi può essere effettuata separatamente.

Facendo riferimento al circuito mostrato in figura è possibile trovare la condizione di zona attiva per Q1 e Q2:



l'ipotesi dalla quale si parte è appunto che tutti e quattro i BJT lavorino nella regione attiva di funzionamento. Facendo l'ipotesi aggiuntiva che $b_3 = b_4 \gg 1$ è effettivamente possibile ritenere che la (A) sia verificata, e quindi che sia $I'_{C1} \approx I_{C1}$ e $I'_{C2} \approx I_{C2}$ (B). Anche l'ipotesi $b_1 = b_2 \gg 1$ è necessaria per poter ritenere che sia valida l'approssimazione $|I_{C1}| = |I_{C2}| \approx |I_{E1}| = |I_{E2}|$ (C). La condizione che garantisce Q1 e Q2 lavorino nella regione attiva di funzionamento, è:

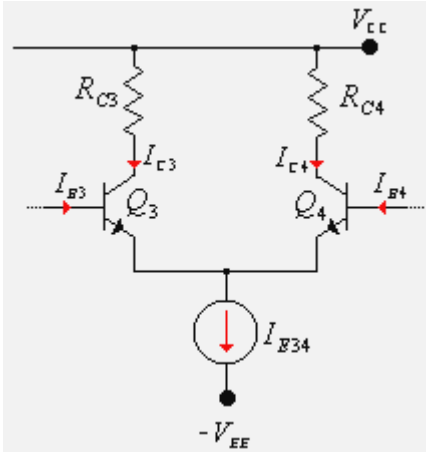
$$V_{CB1} = V_{CB2} = V_{C1} - V_{B1} = V_{C2} - V_{B2} = V_{C1} = V_{C2} > 0$$

grazie all'approssimazione (B) è possibile scrivere

$$\begin{cases} V_{C1} = -R_{C1}I_{C1} + V_{CC} \\ V_{C2} = -R_{C2}I_{C2} + V_{CC} \end{cases} \Rightarrow -R_{C1}I_{C1} + V_{CC} = -R_{C2}I_{C2} + V_{CC} > 0 \Rightarrow R_{C1} = R_{C2} < \frac{V_{CC}}{I_{C1}} = \frac{V_{CC}}{I_{C2}} \quad (D)$$

ancora, per l'approssimazione (C) si ha $I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{E12}}{2}$, quindi la condizione (D) diventa:

$$R_{C1} = R_{C2} < \frac{2V_{CC}}{I_{E12}} \quad (E).$$



Per quanto riguarda il secondo stadio amplificatore mostrato in figura, è possibile osservare che l'ipotesi di funzionamento in regione attiva e di $\beta_3 = \beta_4 \gg 1$ per Q3 e Q4, permette di utilizzare l'approssimazione $|I_{C3}| = |I_{C4}| \approx |I_{E3}| = |I_{E4}|$.

Ancora una volta, perché effettivamente Q3 e Q4 siano nella regione attiva di funzionamento, è necessario che la differenza di potenziale tra il collettore e la base di ognuno di essi sia positiva (tanto più è positiva tanto più il punto di lavoro è addentrato nella regione attiva), deve essere cioè:

$$V_{CB3} = V_{CB4} = V_{C3} - V_{B3} = V_{C4} - V_{B4} = V_{C3} - V_{C1} = V_{C4} - V_{C2} > 0 \Rightarrow V_{C3} = V_{C4} > V_{C1} = V_{C2} \quad (F)$$

essendo

$$V_{C3} = V_{C4} = -R_{C3}I_{C3} + V_{CC} = -R_{C4}I_{C4} + V_{CC}$$

e come visto prima

$$V_{C1} = V_{C2} = -R_{C1}I_{C1} + V_{CC} = -R_{C2}I_{C2} + V_{CC}$$

la (E) diventa $-R_{C3}I_{C3} + V_{CC} = -R_{C4}I_{C4} + V_{CC} > -R_{C1}I_{C1} + V_{CC} = -R_{C2}I_{C2} + V_{CC}$, pertanto deve essere $R_{C3}I_{C3} = R_{C4}I_{C4} < R_{C1}I_{C1} = R_{C2}I_{C2}$, che, essendo $2I_{C3} = 2I_{C4} = I_{E34}$ e $2I_{C1} = 2I_{C2} = I_{E12}$, diventa:

$$R_{C3}I_{E34} = R_{C4}I_{E34} < R_{C1}I_{E12} = R_{C2}I_{E12} \quad (G).$$

E' il caso di prestare attenzione al fatto che, nel caso particolare in cui tutte le resistenze sono uguali o le correnti sono uguali, come conseguenza della (G), condizione necessaria perché effettivamente Q1, Q2, Q3 e Q4 lavorino nella regione attiva di funzionamento, è che sia verificata la condizioni (1) nel primo caso, e la (2) nel secondo:

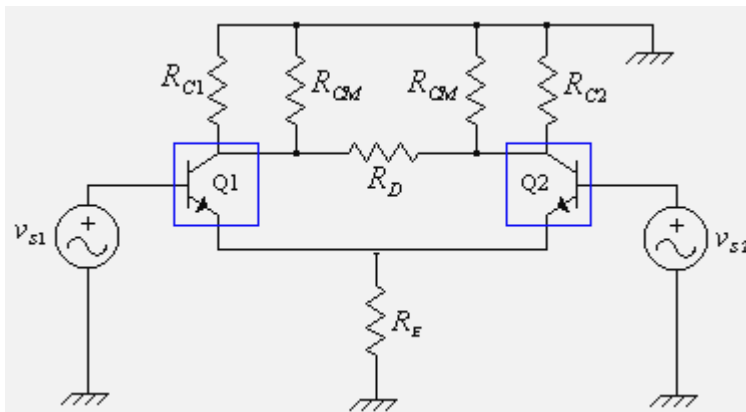
$$R_{C1} = R_{C2} = R_{C3} = R_{C4} \Rightarrow I_{E34} < I_{E12} \quad (1) \quad I_{E34} = I_{E12} \Rightarrow R_{C1} = R_{C2} > R_{C3} = R_{C4} \quad (2)$$

Se fosse $R_{C1} = R_{C2} = R_{C3} = R_{C4}$ e $I_{E34} = I_{E12}$, il potenziale di C1 sarebbe approssimativamente uguale al potenziale di C3, e di conseguenza $V_{CB3} = 0$ (limite della regione attiva). D'altra parte, poiché nella base di Q3 in realtà entra una corrente (anche se piccola), e questa corrente indebolisce quella sul collettore di Q3 (sull'emettitore è fissata dal generatore di corrente), la corrente I_{C3} è di fatto, anche se di poco, più piccola della I_{C4} , la quale essendo tra l'altro rafforzata dalla corrente che fluisce verso Q3, provoca una caduta di potenziale su R_{C1} maggiore, e quindi un abbassamento della tensione su C1. La conclusione del ragionamento fatto è che si ha $V_{CB3} > 0$ (l'ipotesi di funzionamento in regione attiva per Q3 è verificata); Q3 tende spontaneamente a entrare in regione attiva, ma sono sufficienti piccole variazioni parametriche o di temperatura per provocarne l'uscita. Si capisce che effettivamente la condizione $I_{E34} < I_{E12}$ serve a far sì che il potenziale del collettore di Q3 sia sicuramente maggiore di quello di Q1, e quindi che sia $V_{CB3} > 0$ con un certo margine di sicurezza (allo stesso modo è possibile concludere che $V_{CB4} > 0$).

Relativamente al caso (2), con argomentazioni del tutto analoghe è possibile concludere che nel caso in cui $I_{E34} = I_{E12}$, la condizione $R_{C1} = R_{C2} > R_{C3} = R_{C4}$ permette di dire con ragionevole sicurezza che i transistori Q3 e Q4 sono in regione attiva, infatti, poiché le

correnti sui quattro collettori sono uguali (questo anche grazie all'ipotesi (A)), sulle resistenze R_{C3} e R_{C4} si ha una caduta di potenziale più piccola, e quindi i potenziali dei collettori C3 e C4 sono più grandi dei potenziali su C1 e C2, di conseguenza si ha $V_{CB3} > 0$ e $V_{CB4} > 0$.

Anche per il calcolo dell'amplificazione totale è conveniente assumere che le correnti di variazione i_{b3} e i_{b4} , che scorrono sulle basi di Q3 e Q4, siano trascurabili rispetto alle correnti di variazione i_{c1} e i_{c2} sui collettori di Q1 e di Q2. Sotto l'ipotesi detta è pertanto possibile procedere trascurando l'influenza del secondo stadio sul primo, cioè calcolando il guadagno dei due stadi separatamente. Vediamo quali sono le condizioni che autorizzano a trascurare l'influenza del secondo stadio sul primo. Per far questo è conveniente, nel modello valido per piccole variazioni, tenere conto del secondo stadio per mezzo del modello approssimato ricavato per lo studio delle correnti (pag. 22). E' inoltre necessario sostituire al generatore di corrente la sua resistenza dinamica (questo a causa del fatto che il generatore non è in realtà ideale, infatti se lo fosse avrebbe una resistenza dinamica infinita).

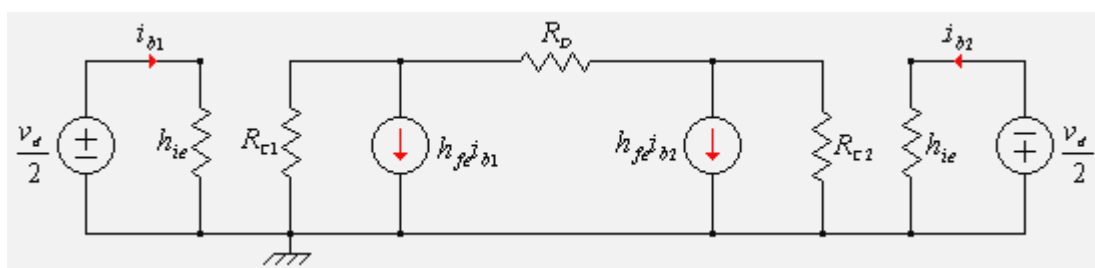


Il modello equivalente su cui lavorare è quello di figura; i quadrati contenenti i BJT hanno lo scopo di mettere in evidenza il fatto che al posto dei transistori bisogna sostituire i loro modelli equivalenti. Si consideri dapprima una sollecitazione di modo differenziale:

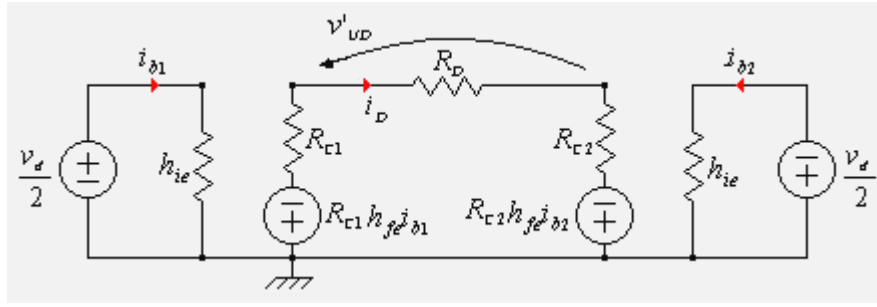
$$v_c = 0 \text{ e } v_{s1} = -v_{s2} = \frac{v_d}{2}.$$

Poiché la simmetria del circuito è comunque perfetta, è ragionevole

dire per vero che le variazioni di corrente sugli emettitori dei BJT siano uguali ed opposte, questo implica (come già detto precedentemente) che la variazione di corrente sulla resistenza R_E sia nulla, e quindi che è come se gli emettitori dei due transistori fossero a massa. Essendo $R_{CM} = h_{ie} + 2R_E(h_{fe} + 1)$ in genere molto più grande di $R_{C1} = R_{C2} = R_C$, è ragionevole utilizzare la seguente approssimazione $R_C // R_{CM} \approx R_C$ (H). Esplicitando, nel circuito prima visto, i modelli equivalenti dei BJT (nei quali è stata trascurata la presenza di h_{oe}), e utilizzando l'approssimazione (H), si ottiene il seguente circuito:



trasformando i generatori di corrente in generatori di tensione



Si ha $-R_{C1}h_{fe}i_{b1} - R_{C2}i_D - v'_{UD} + R_{C2}h_{fe}i_{b2} - R_{C2}i_D = 0 \Rightarrow v'_{UD} = R_C h_{fe}(i_{b2} - i_{b1}) - 2R_C i_D$, essendo

$i_{b1} = \frac{v_d}{2h_{ie}}$, $i_{b2} = -\frac{v_d}{2h_{ie}}$ e $i_D = \frac{v'_{UD}}{R_D}$, si ottiene:

$$v'_{UD} = -\frac{R_C h_{fe}}{h_{ie} \left(1 + \frac{R_C}{R_D/2}\right)} v_d \text{ nell'ipotesi che sia } \frac{R_D}{2} \gg R_C \text{ si ha } v'_{UD} \approx -\frac{R_C h_{fe}}{h_{ie}} v_d = 2A_d v_d \text{ (I).}$$

Il risultato ottenuto mette in evidenza il fatto che, nei limiti di validità delle approssimazioni fatte, la presenza del secondo stadio amplificatore, almeno per segnali di modo differenziale, non disturba il guadagno del primo, cioè anche dinamicamente è come se il secondo stadio non ci fosse. Si noti che se non fosse possibile utilizzare l'approssimazione (H) sarebbe necessario sostituire nella (I) $R_C // R_{CM}$ a R_C , questo, essendo sicuramente $R_C // R_{CM} < R_C$, implicherebbe un guadagno più piccolo, ma comunque indipendente da R_D .

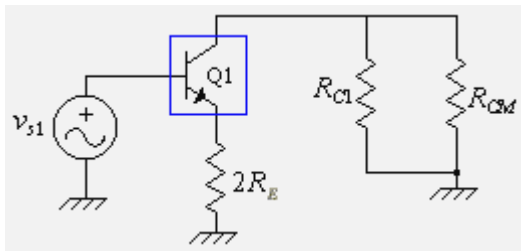
Poiché il secondo stadio ha come ingresso l'uscita differenziale del primo, anch'esso lavora in modo differenziale, infatti le variazioni di tensione dei collettori di Q1 e di Q2 rispetto a massa sono uguali ed opposte ($v_d \neq 0, v_C = 0 \Rightarrow v_{C1} = -v_{C2}$). Tenendo presente che

$\frac{v_d''}{2} = v_{C1} = \frac{v'_{UD}}{2} \Rightarrow v_d'' = v'_{UD}$, e ricordando quanto ottenuto precedentemente, è immediato concludere che si ha:

$$v_{C3} = A_d'' v_d'' = A_d'' v'_{UD} = A_d'' 2A_d' v_d = 2A_d' A_d'' v_d \Rightarrow A_D = 2A_d' A_d''$$

cioè il guadagno totale di modo differenziale della cascata di due amplificatori differenziali, realizzata ponendo in ingresso al secondo l'uscita differenziale del primo, è esattamente il doppio del prodotto dei singoli guadagni di modo differenziale.

Relativamente al caso di una sollecitazione di modo comune ($v_d = 0$, $v_C \neq 0 \Rightarrow v_{S1} = v_{S2} = v_C$), scomponendo R_E nel parallelo di due resistenze di valore $2R_E$, e osservando che R_D può essere eliminata grazie al fatto che su essa non scorre corrente, è



possibile ripetere il procedimento seguito per il calcolo del guadagno di modo comune in un amplificatore differenziale ad un solo stadio, cioè considerare una sola delle due parti simmetriche delle quali si compone il circuito completo. Essendo in genere $R_C // R_{CM} \approx R_C$, il risultato che si ottiene è esattamente identico a quello ottenuto

precedentemente. La conclusione consiste anche in questo caso, nel fatto che il secondo stadio non influenza il primo.

Le variazioni di tensione sui collettori di Q1 e Q2, essendo gli ingressi per il secondo stadio, ed essendo identiche, fanno sì che anche questo sia sottoposto ad un segnale di modo comune. Si ha: $v_{c3} = A_C'' v_{c1} = A_C'' v_{c2} = A_C'' A_C' v_C \Rightarrow A_C = A_C'' A_C'$.

Il CMRR della cascata è quindi:

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right| = 2 \left| \frac{A_d' A_d''}{A_C' A_C''} \right| = 2 CMRR_1 CMRR_2$$

è pertanto possibile ottenere amplificatori ad elevato CMRR connettendo in cascata blocchi con CMRR modesto. In genere, per motivi di stabilità, cascate di più di due blocchi non vengono realizzate.

Bisogna fare attenzione che, per segnali di modo differenziale (anche di modo comune, ma con CMRR elevati il problema è irrilevante), il segnale in ingresso al primo stadio deve essere abbastanza piccolo da garantire il funzionamento in condizioni di linearità, non solo del primo stadio, ma bensì anche del secondo.

Per quanto riguarda il comportamento della cascata rispetto alle fluttuazioni della tensione di alimentazioni, è possibile, come fatto per un semplice amplificatore differenziale, pensare ad un generatore di fluttuazioni di valore massimo v_{PM} in serie all'alimentazione positiva. E' sicuramente vero che le fluttuazioni indotte sui collettori di Q1 e di Q2 sono le medesime, e come nel caso di un unico stadio, hanno valore pari a v_{PM} . Le variazioni di tensione sui collettori di Q1 e Q2 dovute alle fluttuazioni dell'alimentazione, sono quindi viste dal secondo stadio, come un segnale di modo comune, di conseguenza le fluttuazioni di tensione indotte su v_{c3} saranno la somma di quelle indotte direttamente attraverso l'alimentazione (anche in questo caso di valore massimo v_{PM}), e di quelle indotte dal segnale di modo comune risultante dalle medesime fluttuazioni indotte sui collettori di Q1 e Q2. Nel caso in cui il secondo stadio presenti un guadagno di modo comune piccolo, l'unico contributo rilevante è il primo, di conseguenza anche in questo caso il PSRR coincide con il guadagno dell'amplificatore:

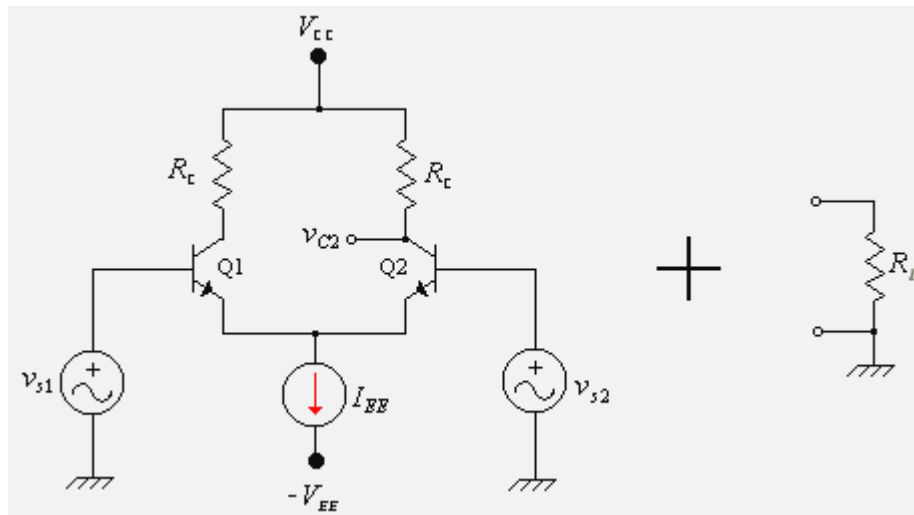
$$PSRR = |A_D| = 2 |A_d' A_d''| = 2 PSRR_1 PSRR_2$$

come per il CMRR, il PSRR risultante è dato dal doppio del prodotto dei singoli PSRR, pertanto ricorrendo a più stadi differenziali in cascata, si può ottenere un PSRR elevato pur partendo da stadi differenziali singolarmente caratterizzati da PSRR modesti.

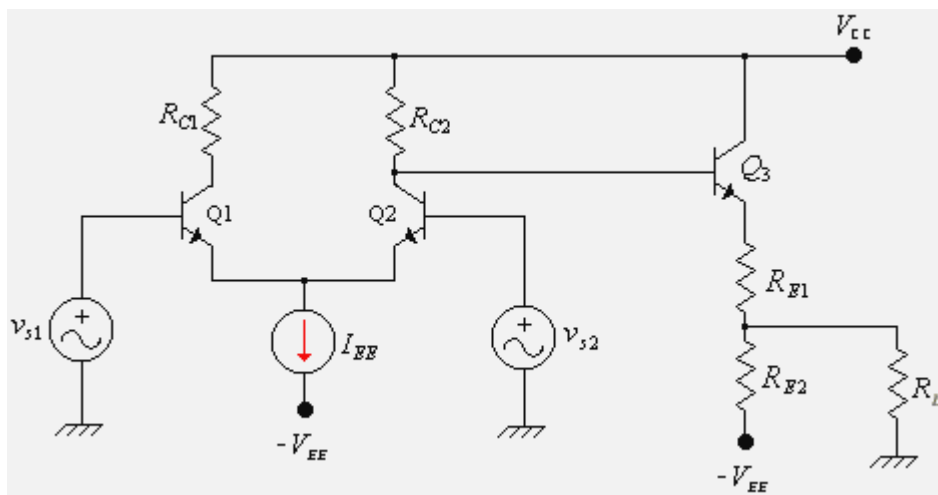
Analogamente è possibile osservare che un qualsiasi altro tipo di disturbo, che influenzi allo stesso modo tutti gli stadi (temperatura, ...), introduce un errore significativo a causa dell'ultimo stadio, infatti gli stadi precedenti hanno l'effetto complessivo di produrre un debole segnale di modo comune per gli stadi successivi.

- Accoppiamento tra amplificatore differenziale e un carico

Si consideri adesso il problema del pilotaggio di un carico riferito a massa mediante un amplificatore differenziale (vedi figura).

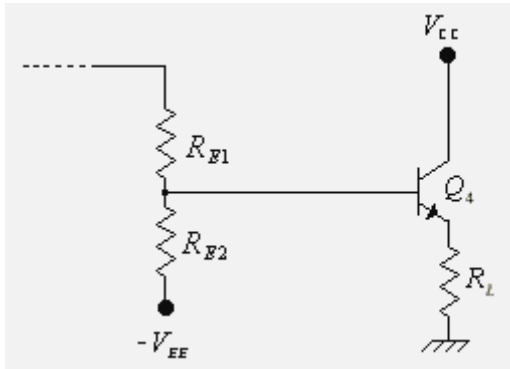


Come detto precedentemente non è possibile, in questo caso, utilizzare l'uscita differenziale, un'alternativa è quella di utilizzare l'uscita v_{C2} . E' però necessario evitare che la componente continua dovuta alla polarizzazione finisca sul carico, questo, come visto in precedenza, può essere fatto utilizzando il circuito traslatore di livello mostrato in figura.



Si presti attenzione al fatto che Q3 assorbe corrente, e quindi provoca un aumento della corrente che scorre su R_{C2} ; infatti dovendo essere la corrente di collettore su Q2 costante, in quanto fissata dal generatore di corrente I_{EE} , la corrente che fluisce verso la base di Q3 va a sommarsi alla corrente che scorrerebbe su R_{C2} in assenza di Q3. Se si pensa che l'introduzione del traslatore di livello perturba la perfetta simmetria del circuito, si capisce che in realtà quanto detto non è del tutto vero, infatti non è scontato che la corrente di collettore di Q2 sia quella che ci sarebbe in assenza di Q3. Tuttavia non è importante scoprire quale sia l'entità della variazione di corrente, ma piuttosto capire che effettivamente l'introduzione del traslatore di livello provoca uno squilibrio del circuito, ovvero è come se fosse $R_{C1} \neq R_{C2}$. Per ovviare a tale problema si cerca di simmetrizzare l'amplificatore mediante l'introduzione di un cosiddetto circuito DUMMY, il quale assorbe corrente dal collettore di Q1; per una perfetta simmetrizzazione dovrebbe risultare $I_{C1} = I_{C2}$. Poiché Q3 disturba tanto meno la simmetria del circuito quanto più è piccola I_{B3} , si vuole che R_{E1} e R_{E2} siano di valore elevato, ma sempre tali che Q3 lavori in regione attiva. Un altro problema è rappresentato dal resistenza di carico R_L perturba, in maniera più o meno

significativa, l'effetto del traslatore di livello. Per questo motivo è necessario pensare a qualcosa che disaccoppi il circuito dal carico, ovvero che, entro certi limiti, renda



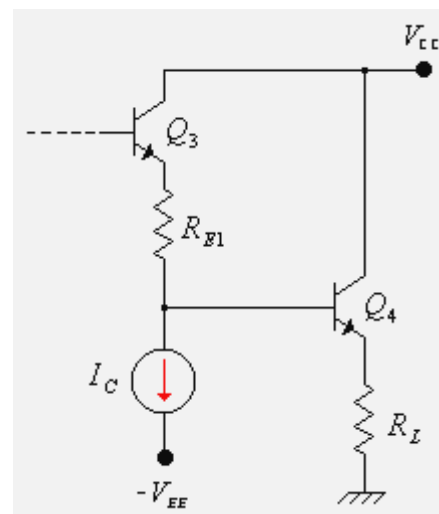
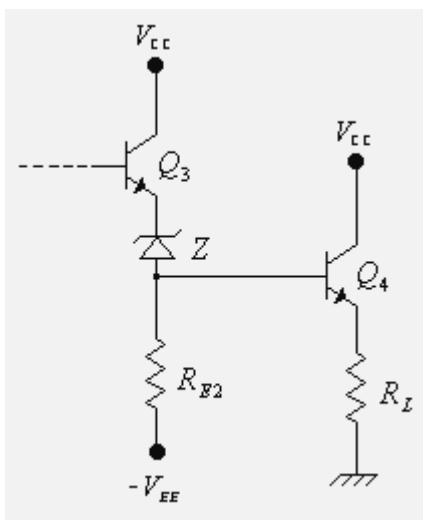
indipendente da R_L il punto di lavoro a riposo dei transistori Q1, Q2 e Q3. Una possibile soluzione è quella mostrata in figura, ovviamente perché sia possibile utilizzare tale soluzione, è necessario che R_L abbia un valore tale da garantire il funzionamento in regione attiva di Q4.

Un'altra condizione che si vuole sia verificata è $R_{E2} \gg R_{E1}$, questo garantisce infatti che la tensione d'uscita dinamica del traslatore sia poco attenuata rispetto alla tensione dinamica sul collettore di Q2

(ingresso del traslatore). D'altra parte bisogna fare i conti con il vincolo rappresentato dal fatto che l'uscita a riposo del traslatore deve essere nulla, ciò viene imposto, come visto precedentemente, per mezzo del parametro a definito come rapporto tra R_{E1} e R_{E2} . Bisogna quindi pensare a qualcosa che permetta, allo stesso tempo, di ottenere a riposo una tensione sul carico nulla, e una piccola attenuazione dovuta alla presenza del traslatore ($R_{E2} \gg R_{E1}$). Le soluzioni che vengono generalmente adottate sono due:

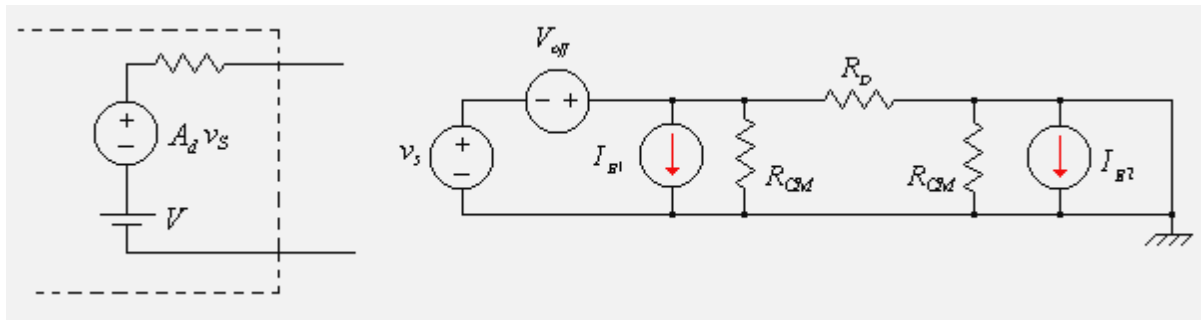
la prima, come mostrato nella prima figura, prevede l'utilizzo di un diodo zener Z (in sostituzione alla resistenza R_{E1}), il quale presenta dinamicamente una resistenza di basso valore; la condizione $R_{E2} \gg R_{E1}$ risulta automaticamente verificata (R_{E1} rappresenta in questo caso la resistenza dinamica di Z).

La seconda soluzione (vedi seconda figura) consiste nel fissare la corrente che scorre su R_{E1} in maniera tale da far sì, una volta fissato il valore di R_{E1} , che la tensione d'uscita sia nulla. Questo può essere fatto per mezzo di un generatore di corrente (al posto della resistenza R_{E2}), il quale, offrendo una resistenza dinamica molto elevata, permette di realizzare la condizione dinamica $R_{E2} \gg R_{E1}$ (in questo caso R_{E2} è la resistenza dinamica del generatore di corrente).



Tuttavia, a causa delle tolleranze dei componenti, e delle differenze tecnologiche intrinseche dei transistori, qualunque configurazione si scelga, è difficile ottenere la condizione di potenziale d'uscita nullo in condizioni di riposo. La tensione che si sperimenta in uscita in condizioni di riposo, viene chiamata tensione di Offset. Pertanto la tensione vista in uscita è

la somma della tensione di offset e della componente variabile (replica amplificata del segnale variabile d'ingresso), in altre parole l'amplificatore può essere schematizzato come mostrato nella prima figura (si sta facendo riferimento al caso in cui il segnale è applicato ad uno solo dei due ingressi e $CMRR \gg 1$). Nella figura successiva è mostrato un modo più frequentemente utilizzato per tenere conto di un'eventuale componente continua in uscita, cioè pensare questa come dovuta ad un disturbo costante sull'ingresso.



Infatti, nel primo caso $v_{out} \cong V + A_d v_s$, mentre nel secondo caso $v_{out} \cong (V_{off} + v_s) A_d$; uguagliando le due espressioni si ricava che $V_{off} \cong \frac{V}{A_d}$.

In pratica considerare l'offset come un disturbo sull'ingresso, permette di avere una maggiore accuratezza nel determinare il segnale di ingresso che determina l'uscita assegnata, ad ogni variazione unitaria di V corrisponde una variazione di A_d volte V_{off} .