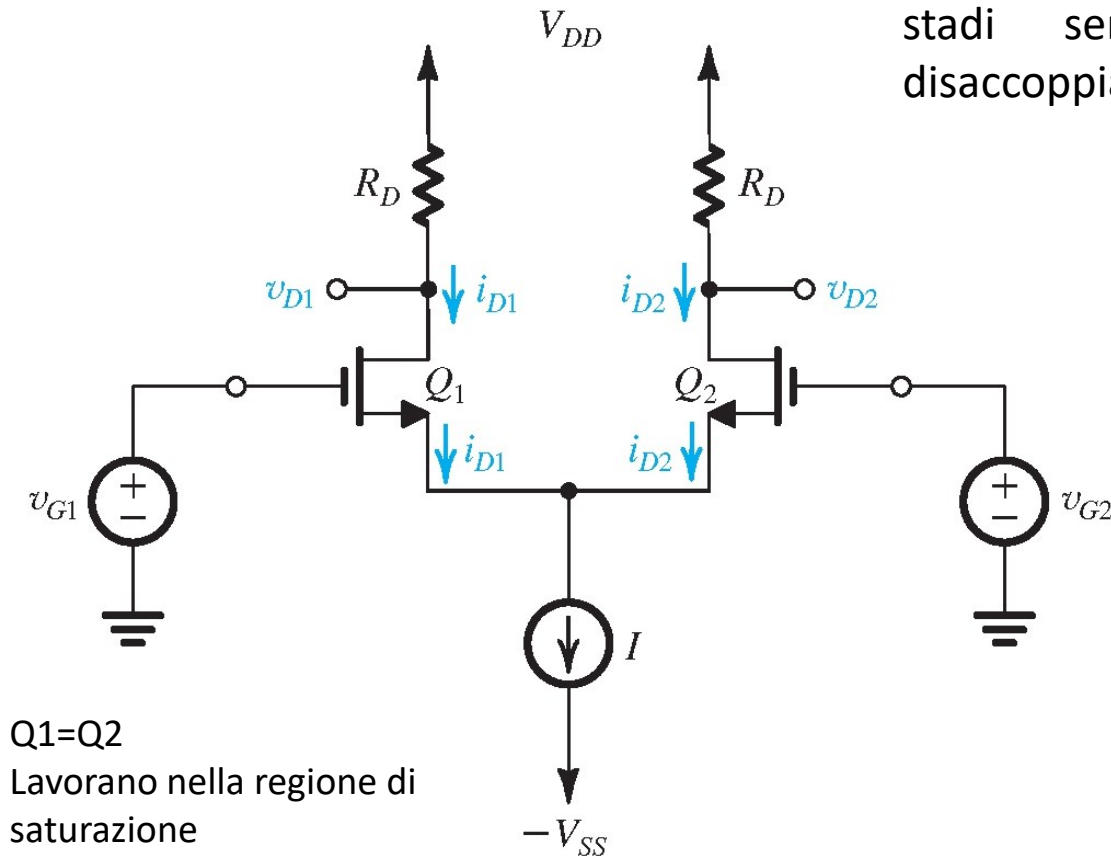


Amplificatori Differenziali

Configurazione MOS



$Q1=Q2$
Lavorano nella regione di saturazione

Perché sono molto usati ?

- Viene rilevata solo la differenza tra i segnali e non l'interferenza;
- Consente di polarizzare e accoppiare gli stadi senza l'uso di capacità di disaccoppiamento e di bypass;

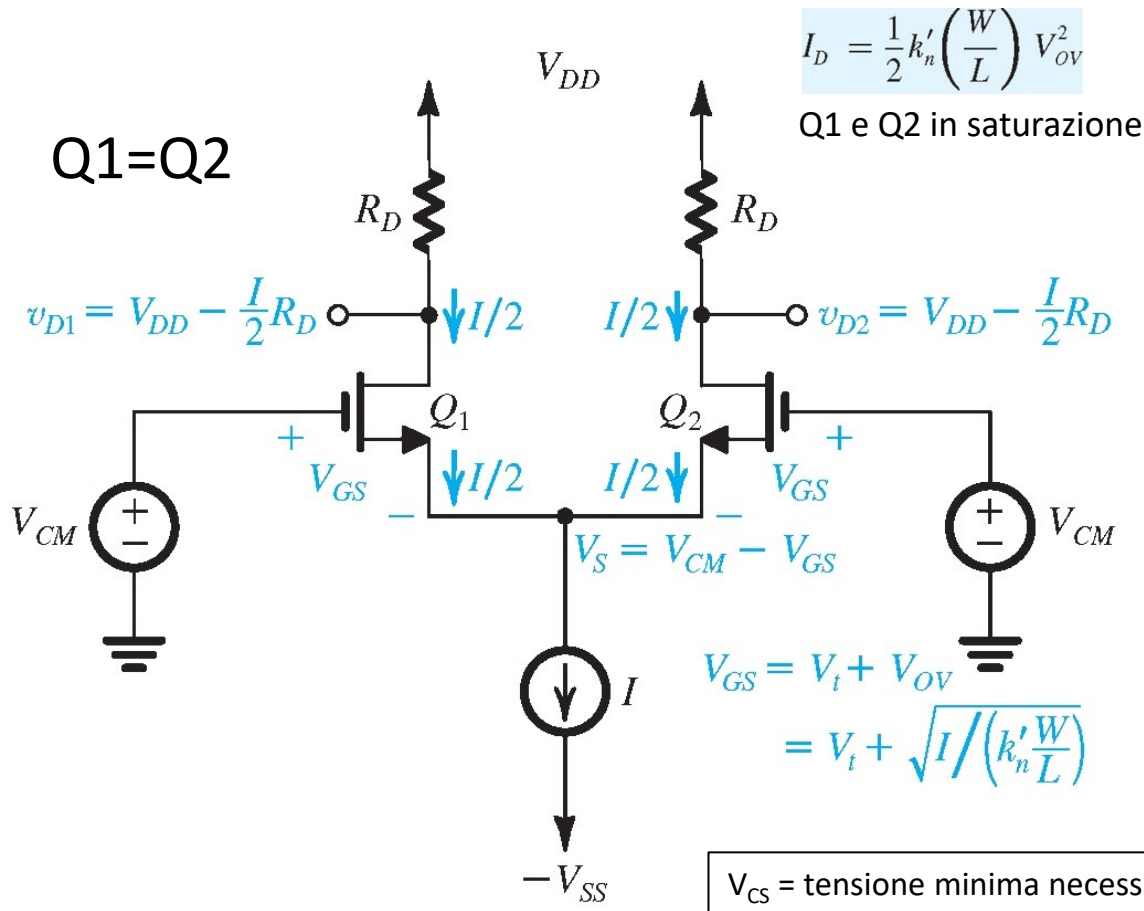
Costituiscono lo stadio di ingresso di un Amplificatore Operazionale

Per diversi motivi si sono sviluppati con l'avvento dei circuiti integrati:

- Richiede una simmetria tra i due lati;
- Richiede un numero più elevato di dispositivi (quasi il doppio);
- Non richiede capacità di disaccoppiamento e di bypass;
- Etc.

Figura 8.1 Configurazione elementare della coppia differenziale MOS.

Funzionamento con una tensione d'ingresso di modo comune (V_{CM})



$$V_S = V_{CM} - V_{GS} \quad (8.1)$$

$$\frac{I}{2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \quad (8.2)$$

$$V_{OV} = V_{GS} - V_t \quad (8.3)$$

$$\frac{I}{2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} V_{OV}^2 \quad (8.4)$$

$$V_{OV} = \sqrt{I / k'_n (W/L)} \quad (8.5)$$

$$v_{D1} = v_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} R_D \quad (8.6)$$

$$V_{CMmax} = V_t + V_{DD} - \frac{I}{2} R_D \quad (8.7)$$

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T$$

(Q1 e Q2 in saturaz) C

$$V_{CMmin} = -V_{SS} + V_{CS} + V_t + V_{OV} \quad (8.8)$$

V_{CS} = tensione minima necessaria al generatore di corrente I per funzionare

Figura 8.2 La coppia differenziale MOS con una tensione di modo comune V_{CM} applicata in ingresso.

**V_{CMmax} è legato al mantenimento dei transistor nella regione di saturazione;
 V_{CMmin} è legato al funzionamento del generatore di corrente I**

Ipotesi: Generatore di corrente ideale e Q1 e Q2 uguali

Esempio 8.1

Per la coppia differenziale MOS con una tensione di ingresso di modo comune V_{CM} , mostrata in Fig. 8.2, sia $V_{DD} = V_{SS} = 1.5$ V, $k'_n(W/L) = 4$ mA/V², $V_t = 0.5$ V, $I = 0.4$ mA, $R_D = 2.5$ k Ω e si trascuri la modulazione della lunghezza di canale. Si assuma che il generatore di corrente I richieda una tensione minima di 0.4 V ai suoi capi per funzionare correttamente.

- Si determinino V_{OV} e V_{GS} per ogni transistore.
- Per $V_{CM} = 0$, si calcolino V_S , I_{D1} , I_{D2} , V_{D1} e V_{D2} .
- Si ripeta il punto (b) per $V_{CM} = +1$ V.
- Si ripeta il punto (b) per $V_{CM} = -0.2$ V.
- Qual è il massimo valore ammissibile per V_{CM} ?
- Qual è il minimo valore ammissibile per V_{CM} ?

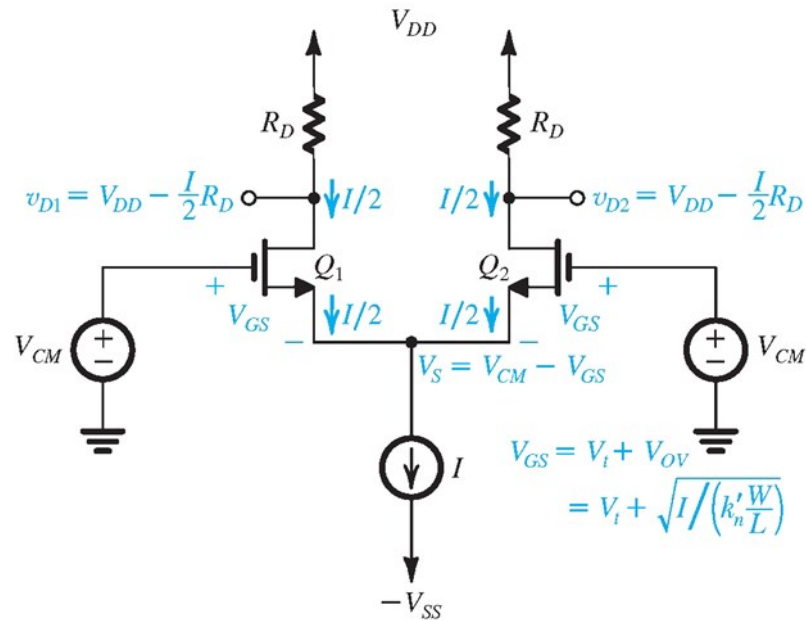


Figura 8.2 La coppia differenziale MOS con una tensione di modo comune V_{CM} applicata in ingresso.

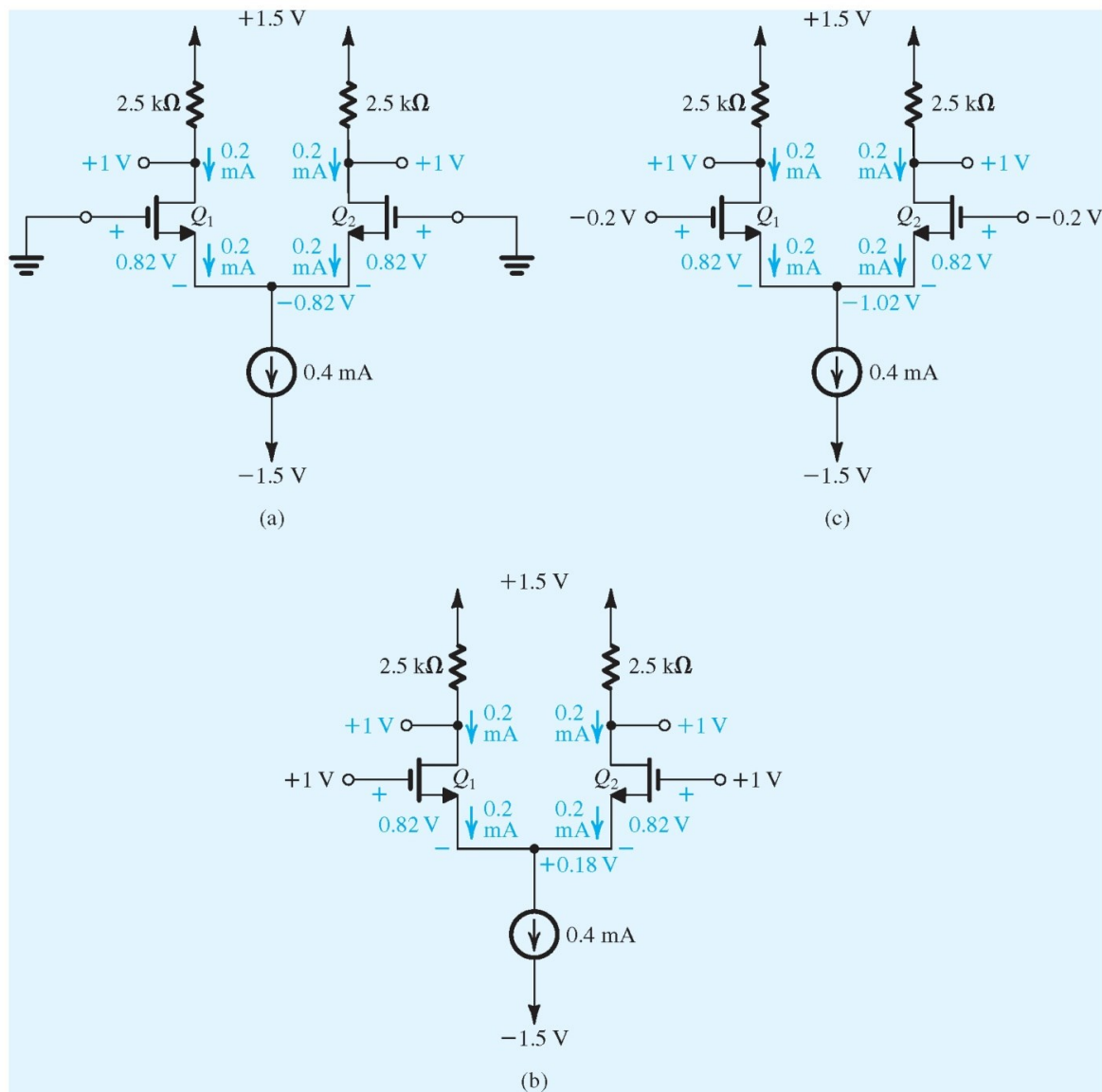


Figura 8.3 Circuiti per l'Esempio 8.1. Effetti della variazione di V_{CM} sul funzionamento della coppia differenziale.

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2}$$

$$\frac{I}{2} = \frac{1}{2} k'_n (W/L) V_{OV}^2 \quad (a)$$

$$\frac{0.4}{2} = \frac{1}{2} \times 4 V_{OV}^2$$

$$V_{OV} = 0.316 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_i + V_{OV} = 0.5 + 0.316 \simeq 0.82 \text{ V}$$

$$V_S = V_G - V_{GS} = 0 - 0.82 = -0.82 \text{ V}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2} = 0.2 \text{ mA}$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} R_D \quad (b)$$

$$= 1.5 - 0.2 \times 2.5 = 1 \text{ V}$$

$$V_S = V_G - V_{GS} = 1 - 0.82 = +0.18 \text{ V}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2} = 0.2 \text{ mA} \quad (c)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} R_D = 1.5 - 0.2 \times 2.5 = +1 \text{ V}$$

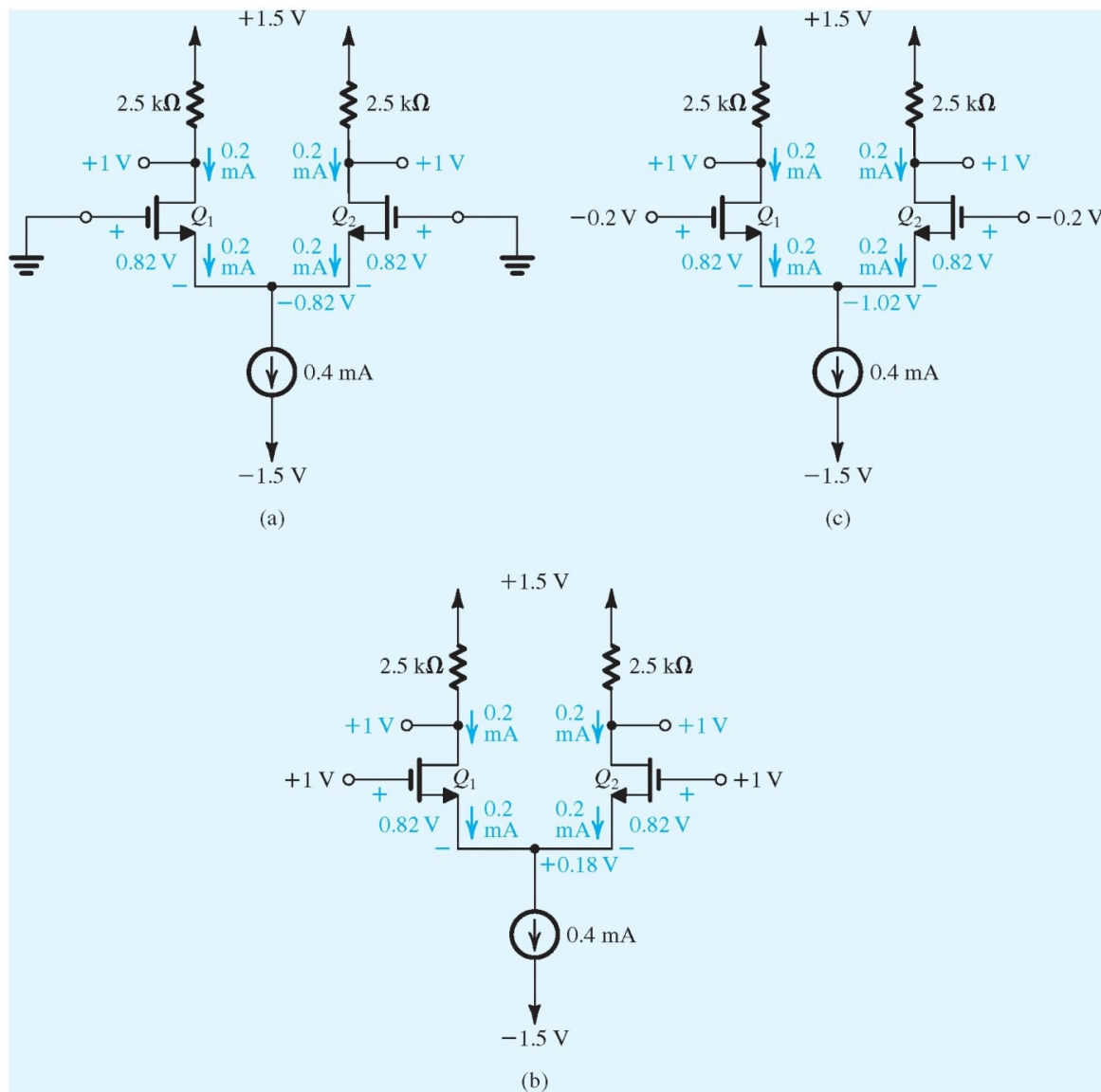


Figura 8.3 Circuiti per l'Esempio 8.1. Effetti della variazione di V_{CM} sul funzionamento della coppia differenziale.

$$V_S = V_G - V_{GS} = -0.2 - 0.82 = -1.02 \text{ V}$$

$$V_{CS} = -V_S - (-V_{SS}) = -1.02 + 1.5 = 0.48 \text{ V}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I}{2} = 0.2 \text{ mA} \quad (d)$$

$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} R_D = +1 \text{ V}$$

$$V_{CM\max} = V_t + V_D \quad (e)$$

$$= 0.5 + 1 = +1.5 \text{ V}$$

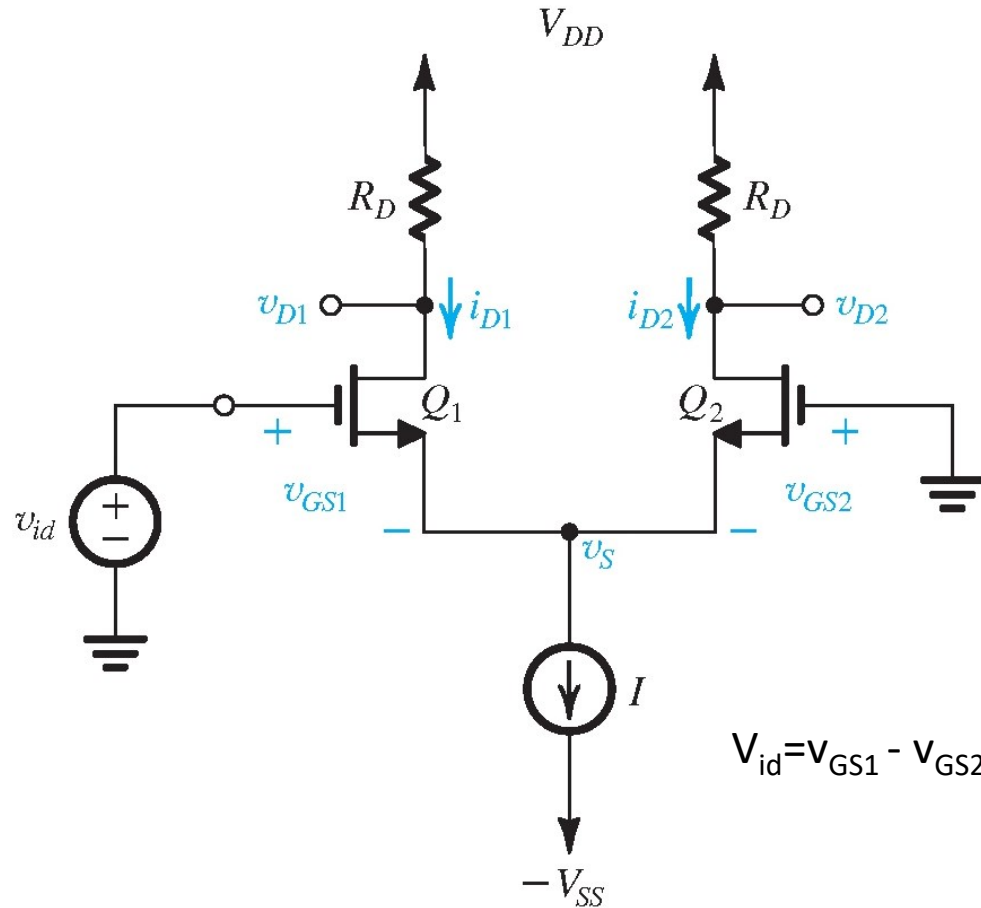
$$V_{CM\min} = -V_{SS} + V_{CS} + V_{GS} \quad (f)$$

$$= -1.5 + 0.4 + 0.82 = -0.28$$

$$-0.28 \text{ V} \leq V_{CM} \leq +1.5 \text{ V}$$

Funzionamento con un segnale d'ingresso di modo differenziale

$$I = \frac{1}{2} \left(k'_n \frac{W}{L} \right) (v_{GS1} - V_t)^2$$



$$\begin{aligned} v_{GS1} &= V_t + \sqrt{2I/k'_n(W/L)} \\ &= V_t + \sqrt{2}V_{OV} \end{aligned} \quad (8.9)$$

$$\begin{aligned} v_{id\max} &= v_{GS1} + v_S \\ &= V_t + \sqrt{2}V_{OV} - V_t \\ &= \sqrt{2}V_{OV} \end{aligned} \quad (8.10)$$

$$-\sqrt{2}V_{OV} \leq v_{id} \leq \sqrt{2}V_{OV}$$

Figura 8.4 La coppia differenziale MOS con un segnale di modo differenziale v_{id} applicato in ingresso. Se v_{id} è positiva: $v_{GS1} > v_{GS2}$, $i_{D1} > i_{D2}$ e $v_{D1} < v_{D2}$; di conseguenza $(v_{D2} - v_{D1})$ sarà positiva. Se v_{id} è negativa: $v_{GS1} < v_{GS2}$, $i_{D1} < i_{D2}$ e $v_{D1} > v_{D2}$; quindi $(v_{D2} - v_{D1})$ sarà negativa.

FUNZIONAMENTO PER GRANDI SEGNALI

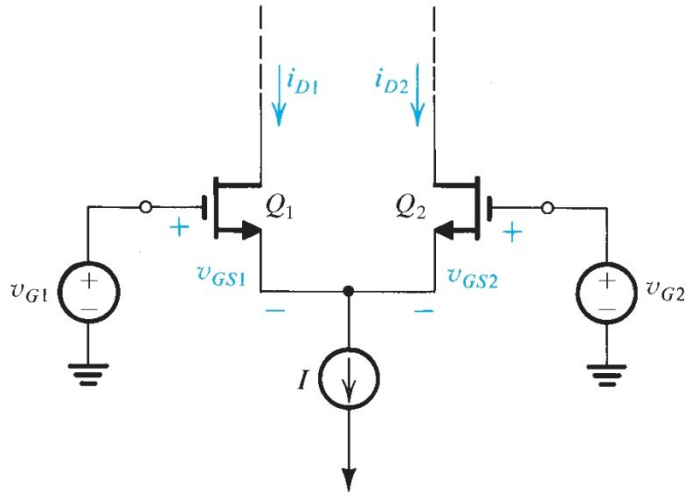


Figura 8.5 La coppia differenziale a MOSFET ai fini della determinazione delle caratteristiche di trasferimento, i_{D1} e i_{D2} in funzione di $v_{id} = v_{G1} - v_{G2}$.

$$i_{D1} + i_{D2} = I \quad (8.17)$$

$$V_{id} = 0$$



$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \sqrt{k'_n \frac{W}{L} I} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \frac{(v_{id}/2)^2}{I/k'_n \frac{W}{L}}} \quad (8.18)$$

$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \sqrt{k'_n \frac{W}{L} I} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \frac{(v_{id}/2)^2}{I/k'_n \frac{W}{L}}} \quad (8.19)$$

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{I}{2} \quad (8.20)$$

$$v_{GS1} = v_{GS2} = V_{GS} \quad (8.21)$$

$$\frac{I}{2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} V_{OV}^2 \quad (8.22)$$

$$I = k'_n \frac{W}{L} V_{OV}^2 \Rightarrow \frac{I}{V_{OV}^2} = k'_n \frac{W}{L}$$

$$i_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS1} - V_t)^2 \quad (8.11)$$

$$i_{D2} = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS2} - V_t)^2 \quad (8.12)$$

$$\sqrt{i_{D1}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} (v_{GS1} - V_t) \quad (8.13)$$

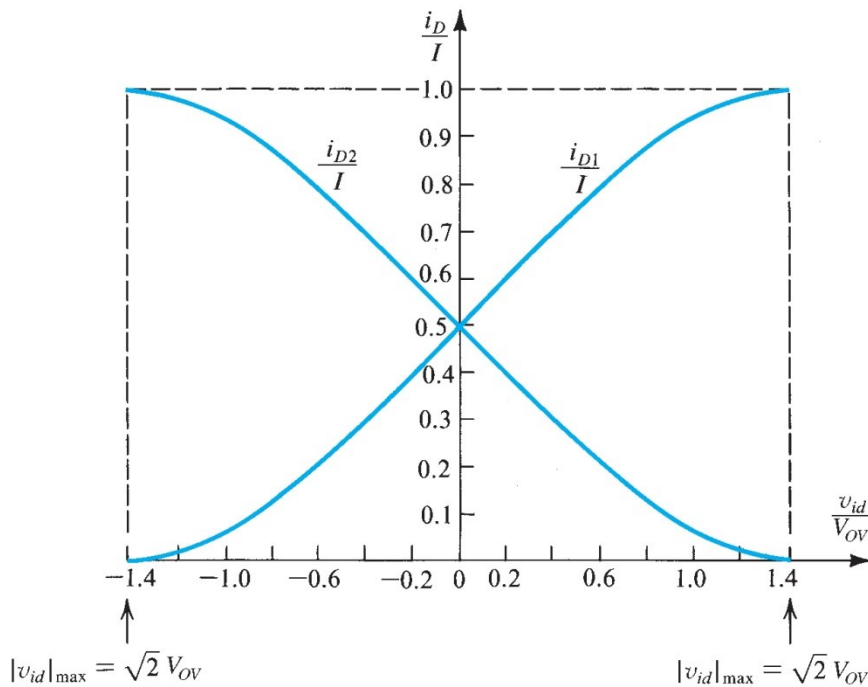
$$\sqrt{i_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} (v_{GS2} - V_t) \quad (8.14)$$

$$v_{GS1} - v_{GS2} = v_{G1} - v_{G2} = v_{id} \quad (8.15)$$

$$\sqrt{i_{D1}} - \sqrt{i_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} v_{id} \quad (8.16)$$

$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{OV}} \right) \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}} \right)^2} \quad (8.23)$$

$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{OV}} \right) \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}} \right)^2} \quad (8.24)$$



$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{OV}}\right) \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}}\right)^2} \quad (8.23)$$

$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{OV}}\right) \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}}\right)^2} \quad (8.24)$$

$$i_D = (I/2) \pm i_d$$

Figura 8.6 Caratteristiche normalizzate delle correnti in una coppia differenziale MOSFET. Si noti che V_{ov} è la tensione di overdrive di Q_1 e Q_2 quando essi sono conducono correnti di drain pari ad $I/2$, ossia nella condizione di equilibrio. Si noti che queste caratteristiche sono universali, in quanto valide per qualunque coppia differenziale MOS.

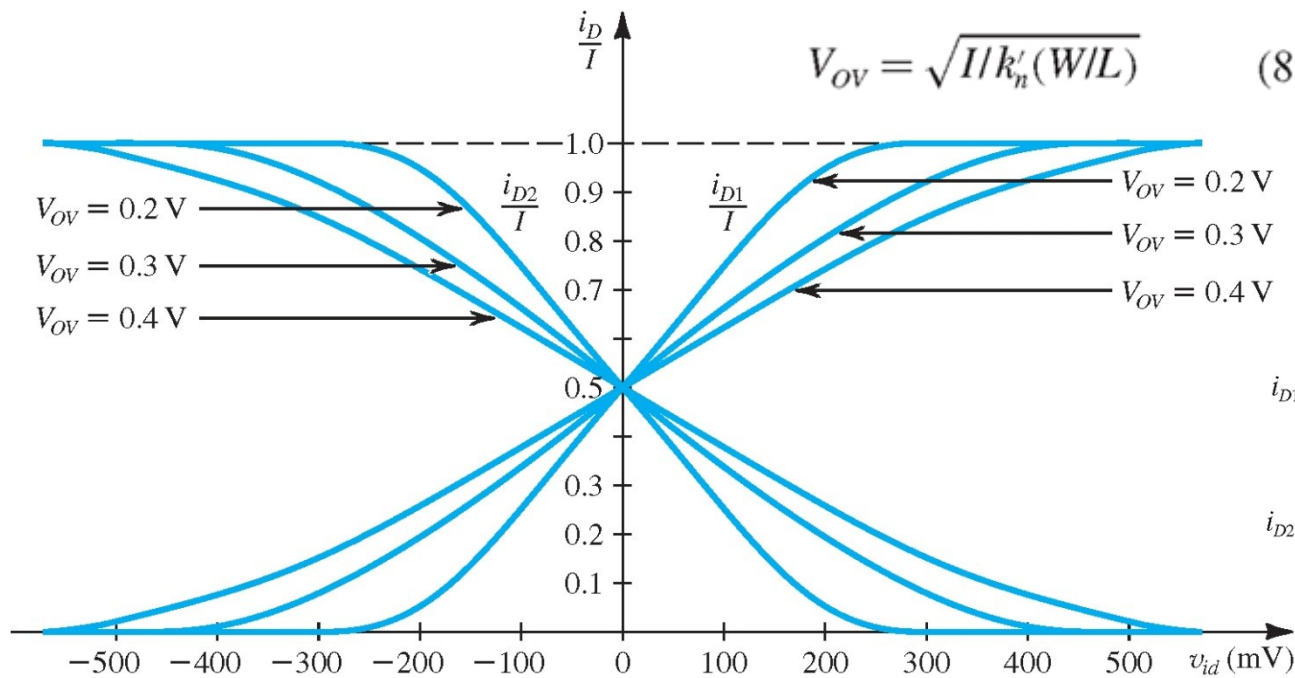
Linearizzazione a piccoli segnali

$$(V_{id}/2) \ll V_{OV}$$

$$i_{D1} \simeq \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{OV}}\right) \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (8.25)$$

$$i_{D2} \simeq \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{OV}}\right) \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (8.26)$$

$$i_d = \left(\frac{I}{V_{OV}}\right) \left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (8.27)$$



$$V_{OV} = \sqrt{I/k'_n(W/L)} \quad (8.5)$$

$$i_{D1} = \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{OV}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}}\right)^2} \quad (8.23)$$

$$i_{D2} = \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{OV}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right)\sqrt{1 - \left(\frac{v_{id}/2}{V_{OV}}\right)^2} \quad (8.24)$$

Figura 8.7 L'intervallo di funzionamento lineare della coppia differenziale MOS può essere esteso facendo lavorare i transistori con una tensione di overdrive V_{ov} più elevata.

$$V_{OV} = V_{GS} - V_t \quad (8.3)$$

$$g_m = \frac{I_D}{V_{OV}/2} \quad (7.41)$$

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)}\sqrt{I_D} \quad (7.42)$$

$$i_{D1} \simeq \frac{I}{2} + g_m \left(\frac{v_{id}}{2}\right)$$

$$i_{D2} \simeq \frac{I}{2} - g_m \left(\frac{v_{id}}{2}\right)$$

Per piccolo segnale

$$i_{D1} \simeq \frac{I}{2} + \left(\frac{I}{V_{OV}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (8.25)$$

$$i_{D2} \simeq \frac{I}{2} - \left(\frac{I}{V_{OV}}\right)\left(\frac{v_{id}}{2}\right) \quad (8.26)$$

Si può agire sulla polarizzazione oppure su W/L del MOS

ESERCIZIO

8.3 Una coppia differenziale MOS lavora con una corrente di polarizzazione I di 0.4 mA. Se $\mu_n C_{ox} = 0.2 \text{ mA/V}^2$, si trovino i valori richiesti di W/L e la g_m risultante se i MOSFET lavorano a $V_{ov} = 0.2, 0.3$ e 0.4 V. Per ciascuno dei valori, si determini il valore massimo di $|v_{id}|$ per il quale il termine che comprende v_{id}^2 nelle Equazioni (8.23) e (8.24), ovvero $((v_{id}/2)/V_{ov})^2$, risulta minore di 0.1.

Ris.

V_{ov} (V)	0.2	0.3	0.4
W/L	50	22.2	12.5
g_m (mA/V)	2	1.33	1
$ v_{id} _{\max}$ (mV)	126	190	253

TABELLE RIASSUNTIVE ANALISI A PICCOLO SEGNALE

Tabella 6.1 Procedura sistematica per l'analisi di circuiti a transistori

1. Si elimina la sorgente di segnale e si determina il punto di funzionamento dc del transistor.
2. Si calcolano i valori dei parametri del modello per piccoli segnali.
3. Si eliminano i generatori dc rimpiazzando ogni generatore di tensione con un cortocircuito ed ogni generatore di corrente con un circuito aperto.
4. Si sostituisce al transistor uno dei suoi circuiti equivalenti per piccoli segnali. Sebbene possa essere usato uno qualsiasi dei modelli visti, può risultare più conveniente utilizzarne uno piuttosto che un altro in dipendenza del particolare circuito da analizzare. Questo punto verrà chiarito meglio più avanti.
5. Si analizza il circuito risultante per determinare le grandezze richieste (per. esempio il guadagno di tensione o la resistenza di ingresso).

Tabella 6.2 Modelli per piccolo segnale del MOSFET

Parametri di piccolo segnale

Transistori NMOS

- Transconduttanza

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OV} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

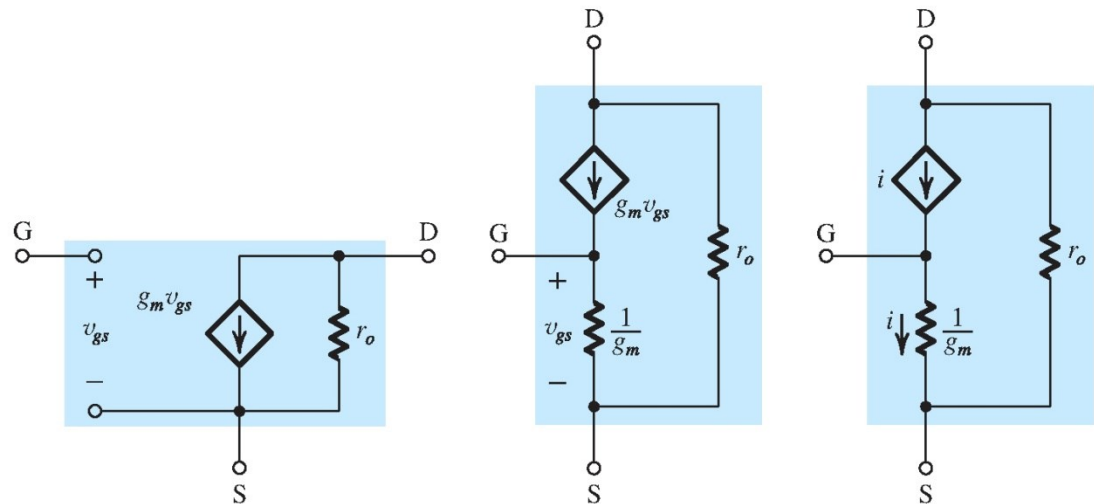
- Resistenza di uscita

$$r_o = V_A / I_D = 1 / \lambda I_D$$

Transistori PMOS

Stesse formule che per l'NMOS tranne che si usa $|V_{OV}|$, $|V_A|$, $|\lambda|$ e si sostituisce μ_n con μ_p .

Modelli per piccolo segnale a circuito equivalente



modello ibrido a π

modelli a T

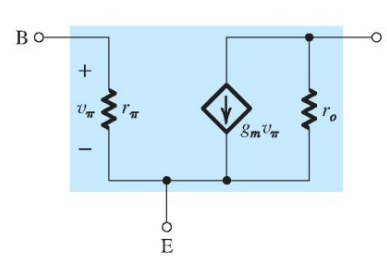
TABELLE RIASSUNTIVE
ANALISI A PICCOLO SEGNALE

TABELLE RIASSUNTIVE ANALISI A PICCOLO SEGNALE

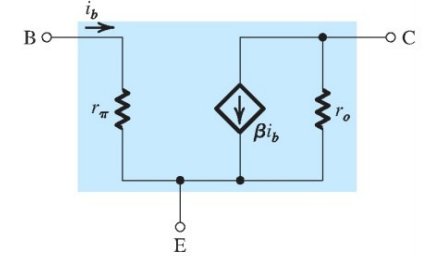
Tabella 6.3 Modelli per piccolo segnale del BJT

Modello ibrido a π

■ Versione con $(g_m v_\pi)$

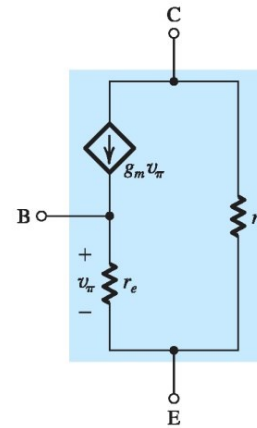


■ Versione con (βi_b)

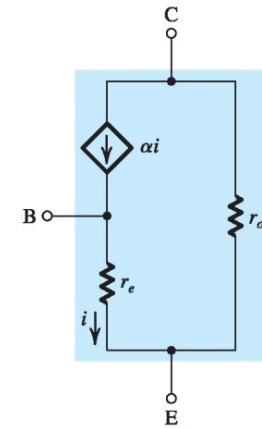


Modello a T

■ Versione con $(g_m v_\pi)$



■ Versione con (αi)



Parametri del modello in funzione della corrente di polarizzazione (DC)

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad r_e = \frac{V_T}{I_E} = \alpha \frac{V_T}{I_C} \quad r_\pi = \frac{V_T}{I_B} = \beta \frac{V_T}{I_C} \quad r_o = \frac{|V_A|}{I_C}$$

In funzione di g_m

$$r_e = \frac{\alpha}{g_m} \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m}$$

In funzione di r_e

$$g_m = \frac{\alpha}{r_e} \quad r_\pi = (\beta + 1)r_e \quad g_m + \frac{1}{r_\pi} = \frac{1}{r_e}$$

Relazioni fra α e β

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \quad \beta + 1 = \frac{1}{1 - \alpha}$$

TABELLE RIASSUNTIVE

Tabella 6.4 Caratteristiche degli amplificatori a MOSFET

Tipo di amplificatore	Caratteristiche ^a				
	R_{in}	A_{vo}	R_o	A_v	G_v
Source comune (Fig. 6.35)	∞	$-g_m R_D$	R_D	$-g_m (R_D \parallel R_L)$	$-g_m (R_D \parallel R_L)$
Source comune con R_s (Fig. 6.37)	∞	$-\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_s}$	R_D	$-\frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_s}$	$-\frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_s}$
				$-\frac{R_D \parallel R_L}{1/g_m + R_s}$	$-\frac{R_D \parallel R_L}{1/g_m + R_s}$
Gate comune (Fig. 6.39)	$\frac{1}{g_m}$	$g_m R_D$	R_D	$g_m (R_D \parallel R_L)$	$\frac{R_D \parallel R_L}{R_{sig} + 1/g_m}$
Inseguitore di source (Fig. 6.42)	∞	1	$\frac{1}{g_m}$	$\frac{R_L}{R_L + 1/g_m}$	$\frac{R_L}{R_L + 1/g_m}$

^a Per l'interpretazione di R_{in} , A_{vo} , e R_o , far riferimento alla Fig. 6.34(b).

TABELLE RIASSUNTIVE

Tabella 6.5 Caratteristiche degli amplificatori a BJT^{a,b}

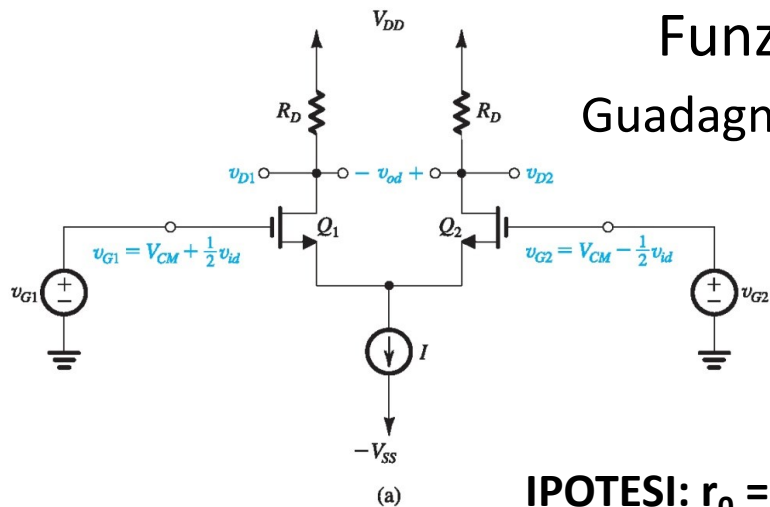
	R_{in}	A_{vo}	R_o	A_v	G_v
Emettitore comune (Fig. 6.36)	$(\beta + 1)r_e$	$-g_m R_C$	R_C	$-g_m(R_C \parallel R_L)$ $-\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$	$-\beta \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + (\beta + 1)r_e}$
Emettitore comune con R_e (Fig. 6.38)	$(\beta + 1)(r_e + R_e)$	$-\frac{g_m R_C}{1 + g_m R_e}$	R_C	$\frac{-g_m(R_C \parallel R_L)}{1 + g_m R_e}$ $-\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e + R_e}$	$-\beta \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + (\beta + 1)(r_e + R_e)}$
Base comune (Fig. 6.40)	r_e	$g_m R_C$	R_C	$g_m(R_C \parallel R_L)$ $\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$	$\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + r_e}$
Inseguitore di emettitore (Fig. 6.43)	$(\beta + 1)(r_e + R_L)$	1	r_e	$\frac{R_L}{R_L + r_e}$	$\frac{R_L}{R_L + r_e + R_{sig}/(\beta + 1)}$ $G_{vo} = 1$ $R_{out} = r_e + \frac{R_{sig}}{\beta + 1}$

^a Per l'interpretazione di R_{in} , A_{vo} , e R_o si faccia riferimento alla Fig. 6.34(b).

^b Ponendo $\beta \rightarrow \infty$ ($\alpha = 1$) e sostituendo r_e con $1/g_m$, R_C con R_D , e R_e con R_S si ottengono le formule corrispondenti per gli amplificatori a componenti discreti a MOSFET (Tabella 6.4).

Funzionamento per piccolo segnale

Guadagno di modo differenziale

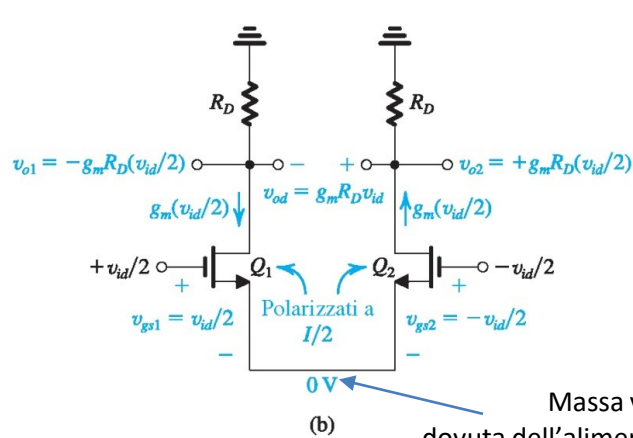


$$v_{G1} = V_{CM} + \frac{1}{2} v_{id} \quad (8.28)$$

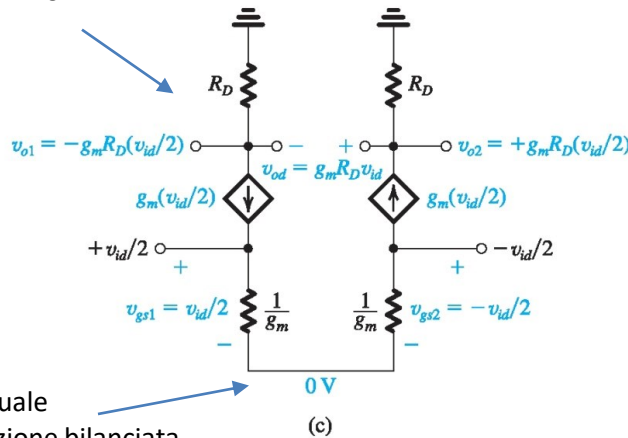
Tensione differenz complementare (bilanciata)

$$v_{G2} = V_{CM} - \frac{1}{2} v_{id} \quad (8.29)$$

IPOTESI: $r_o = \infty$



Massa virtuale dovuta dell'alimentazione bilanciata



$$g_m = \frac{2I_D}{V_{OV}} = \frac{2(I/2)}{V_{OV}} = \frac{I}{V_{OV}} \quad (8.30)$$

$$v_{o1} = -g_m \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (8.31)$$

$$v_{o2} = +g_m \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (8.32)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{v_{o1}}{v_{id}} &= -\frac{1}{2} g_m R_D \end{aligned} \right. \quad (8.33)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{v_{o2}}{v_{id}} &= \frac{1}{2} g_m R_D \end{aligned} \right. \quad (8.34)$$

Figura 8.8 Analisi per piccolo segnale dell'amplificatore differenziale MOS. (a) Il circuito con l'applicazione di una tensione di modo comune necessaria ad imporre la tensione di polarizzazione sui terminali di gate e con v_{id} applicata in maniera complementare (o bilanciata). (b) Il circuito rappresentato ai fini dell'analisi per piccolo segnale. (c) Il circuito in (b), con i MOSFETs sostituiti dai rispettivi modelli a T.

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$

(IPOTESI piccolo segnale: $v_{id}/2 \ll V_{ov}$)

$$\left\{ \begin{aligned} i_{D1} &\simeq \frac{I}{2} + g_m \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \\ i_{D2} &\simeq \frac{I}{2} - g_m \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \end{aligned} \right.$$

Guadagno di modo differenziale

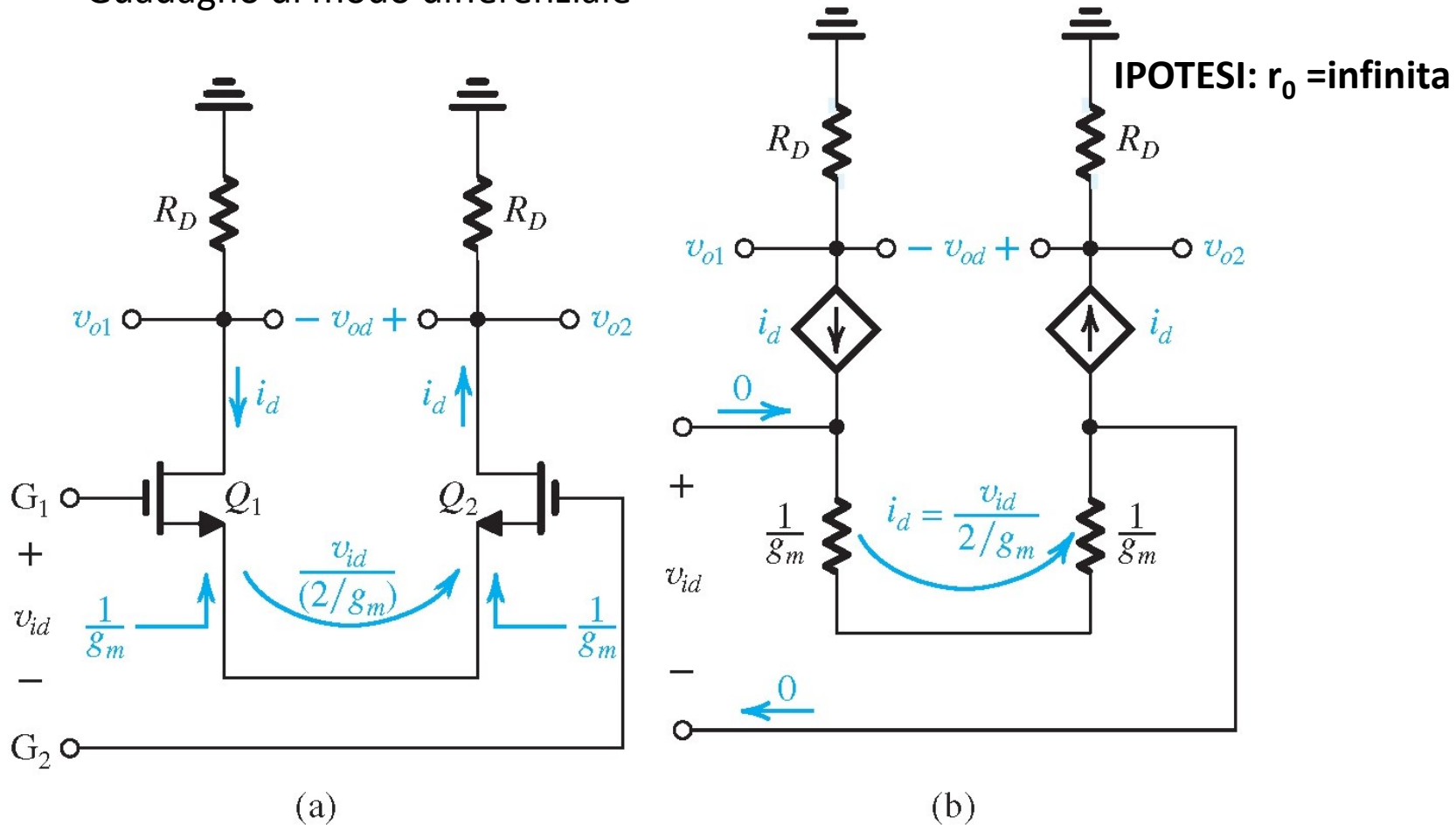
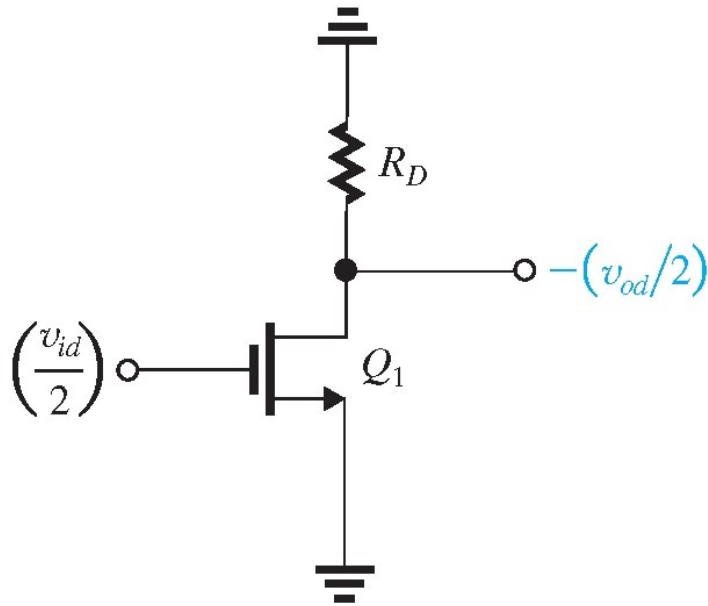


Figura 8.9 Un modo alternativo di studiare il funzionamento per piccolo segnale di modo differenziale dell'amplificatore differenziale MOS: (a) analisi effettuata direttamente sul circuito; (b) analisi mediante i circuiti equivalenti.

Approccio alternativo - modo differenziale

Il semi-circuito di modo differenziale



Tensione differenziale complementare (bilanciata)

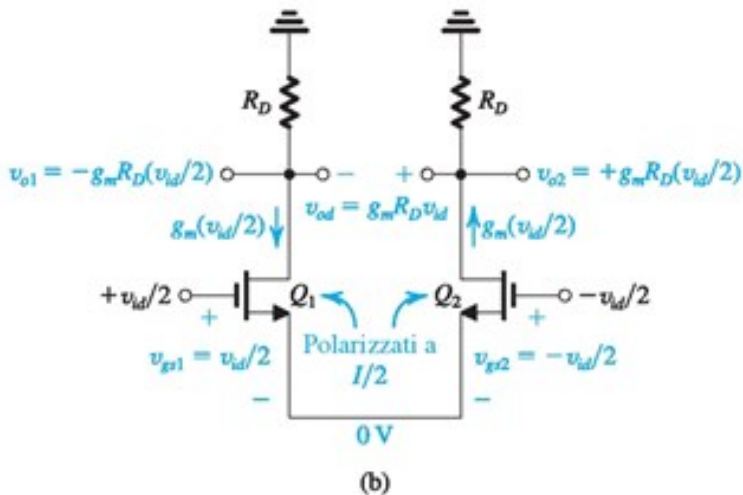
$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_D \quad \text{IPOTESI: } r_o = \text{infinita}$$

Figura 8.10 Il semi-circuito di modo differenziale dell'amplificatore differenziale di Fig. 8.8. Q_1 è polarizzato con una corrente $I/2$ e lavora con una tensione di overdrive pari a V_{OV} . Questo circuito può essere utilizzato per valutare il guadagno di tensione di modo differenziale dell'amplificatore differenziale $A_d = v_{od}/v_{id}$.

IPOTESI: $r_o = \text{finita}$

$$A_d = g_m (R_D \parallel r_o) \quad (8.36)$$

Altro approccio alternativo - modo differenziale



Esempio 8.2

Si disegni il semi-circuito differenziale dell'amplificatore differenziale di Fig. 8.11(a). Si assuma che Q_1 e Q_2 siano identici. Trascurando r_o , si determini il guadagno di tensione di modo differenziale $A_d = v_{od}/v_{id}$.

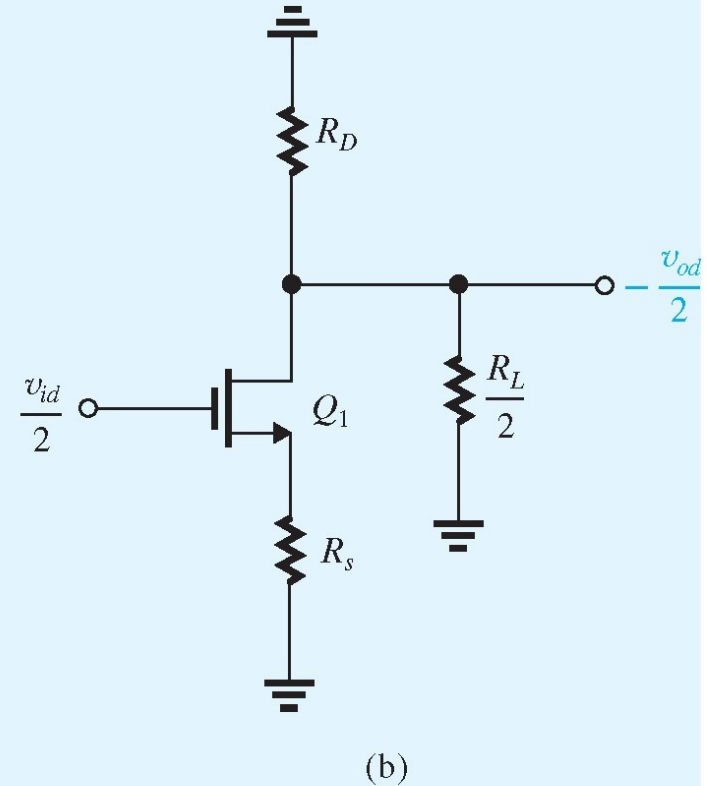
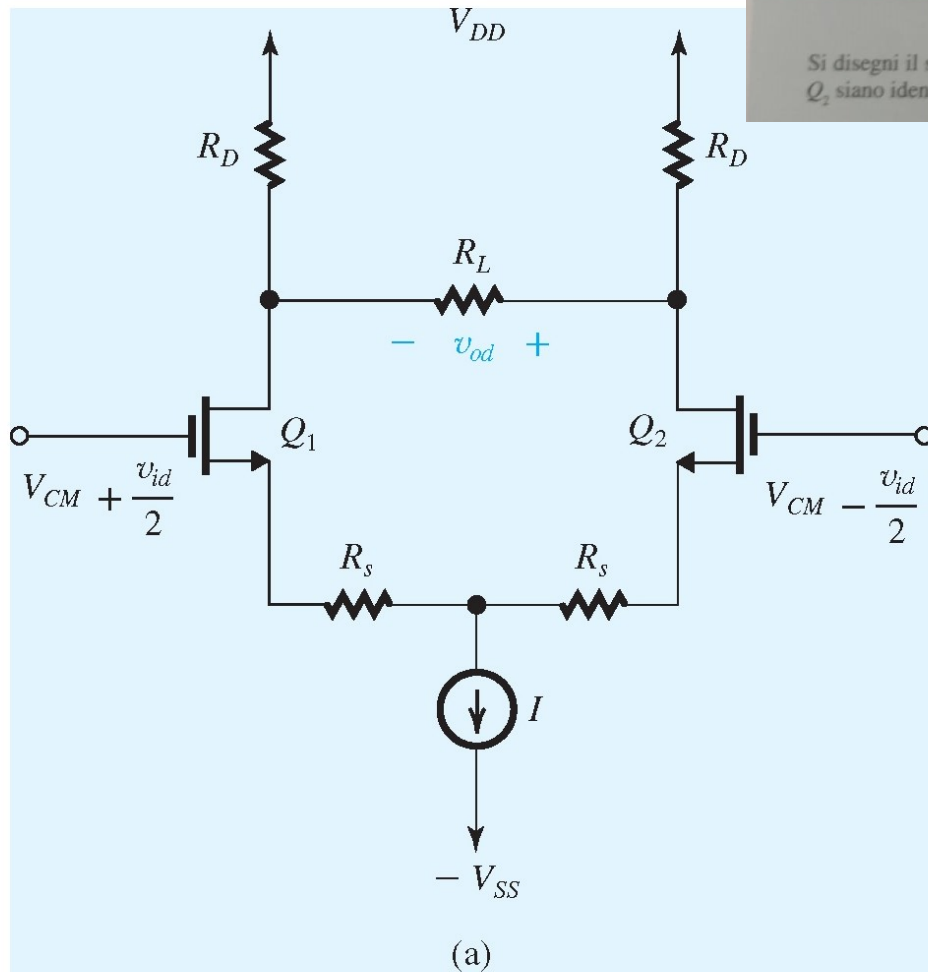


Figura 8.11 (a) Amplificatore differenziale dell'Esempio 8.2. (b) Semi-circuito di modo differenziale.

$$\frac{-v_{od}/2}{v_{id}/2} = -\frac{R_D \parallel (R_L/2)}{1/g_m + R_s}$$

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{R_D \parallel (R_L/2)}{1/g_m + R_s} \quad (8.37)$$

Amplificatori Differenziali

Configurazione BJT

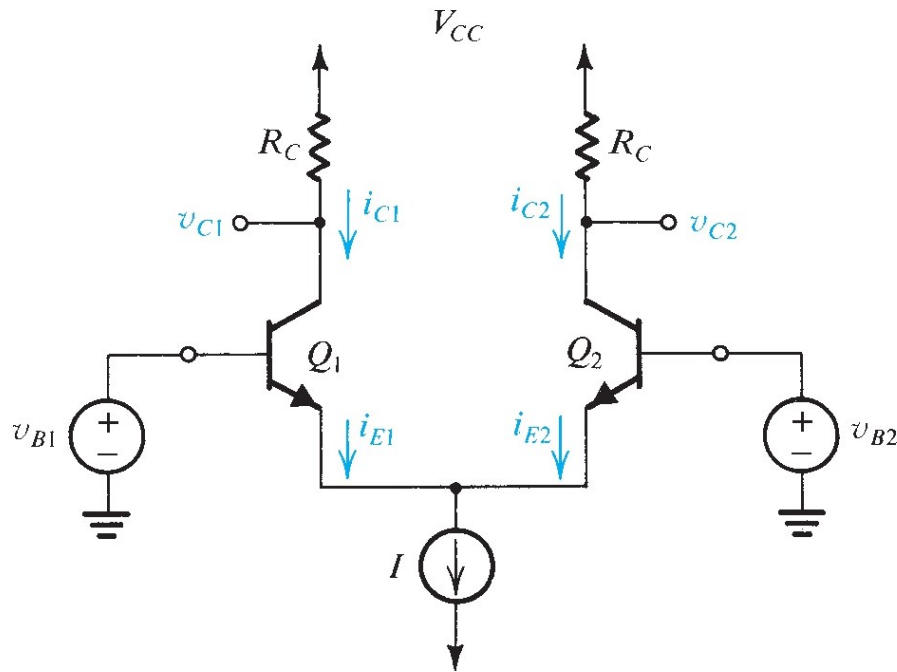
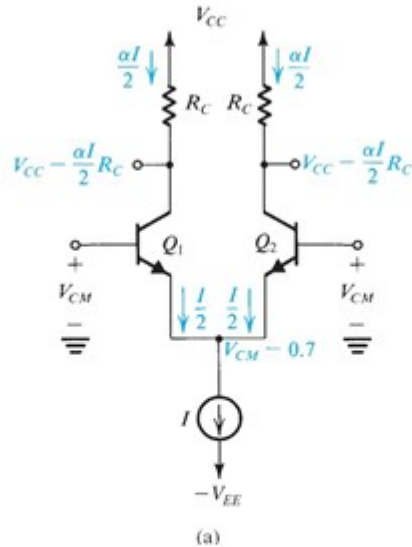


Figura 8.14 La configurazione elementare della coppia differenziale a BJT.

Configurazione BJT – MODO COMUNE



$$Q_1 = Q_2 \text{ (entrambi in zona attiva)}$$

$$i_{E1} = i_{E2} = I/2$$

$$V_{BE1} = V_{BE2} = 0.7 \text{ V}$$

$$i_{C1} = i_{C2} = \alpha i_{E1} = \alpha i_{E2} = \alpha I/2$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - R_C i_C$$

$$V_{C1} - V_{C2} = 0$$

Figura 8.15 Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: (a) la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune V_{CM} ; (b) la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale; (c) la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale di polarità opposta rispetto al punto (b); (d) la coppia differenziale con un piccolo segnale di ingresso di modo differenziale v_i . Si noti che stiamo ipotizzando che il generatore di corrente di polarizzazione I sia ideale (ovvero che presenti una resistenza di uscita infinita) e di conseguenza I si mantiene costante al variare della tensione ai suoi capi.

Tabella 4.2 Riepilogo delle relazioni tensione-corrente in un BJT

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \left(\frac{I_S}{\beta}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \left(\frac{I_S}{\alpha}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

Nota: Nel caso di transistor *pnp*, sostituire v_{be} con v_{eb} .

$$i_C = \alpha i_E \quad i_B = (1 - \alpha) i_E = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

$$i_C = \beta i_B \quad i_E = (\beta + 1) i_B$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_T = \text{potenziale termico} = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV a temperatura ambiente}$$

Configurazione BJT – Principio di funzionamento

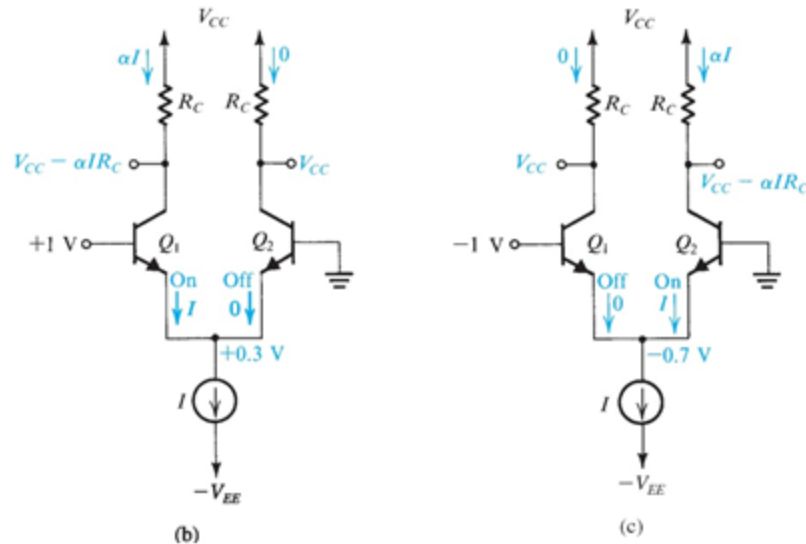
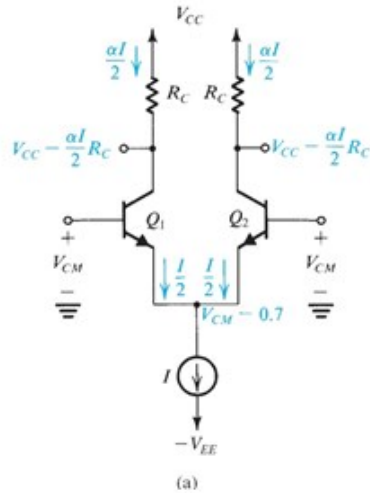


Figura 8.15 Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: (a) la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune V_{cm} ; (b) la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale; (c) la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale di polarità opposta rispetto al punto (b); (d) la coppia differenziale con un piccolo segnale di ingresso di modo differenziale v_i . Si noti che stiamo ipotizzando che il generatore di corrente di polarizzazione I sia ideale (ovvero che presenti una resistenza di uscita infinita) e di conseguenza I si mantiene costante al variare della tensione ai suoi capi.

Configurazione BJT – Grande segnale

Configurazione BJT – MODO DIFFERENZIALE

Q1 e Q2 escono dalla zona attiva e passano in saturazione



$$V_{CM\max} \simeq V_C + 0.4 = V_{CC} - \alpha \frac{I}{2} R_C + 0.4 \quad (8.41)$$

Limite per il quale

La giunzione C-B non è più polarizzata inversamente e può diventare polarizzata direttamente

Figura 8.15 Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: (a) la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune V_{CM} ; (b) la coppia differenziale con un "ampio" segnale di ingresso di modo differenziale; (c) la coppia differenziale con un "ampio" segnale di ingresso di modo differenziale di polarità opposta rispetto al punto (b); (d) la coppia differenziale con un piccolo segnale di ingresso di modo differenziale v_i . Si noti che stiamo ipotizzando che il generatore di corrente di polarizzazione I sia ideale (ovvero che presenti una resistenza di uscita infinita) e di conseguenza I si mantiene costante al variare della tensione ai suoi capi.

Deve garantire un valore minimo V_{CS} ai capi del generatore di corrente

$$V_{CM\min} = -V_{EE} + V_{CS} + V_{BE} \quad (8.42)$$

Configurazione BJT – Principio di funzionamento

$Q_1=Q_2$ (entrambi in zona attiva)

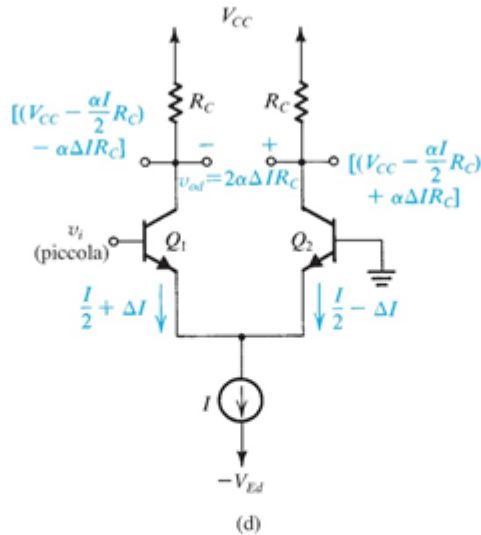


Figura 8.15 Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: **(a)** la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune V_{cm} ; **(b)** la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale; **(c)** la coppia differenziale con un “ampio” segnale di ingresso di modo differenziale di polarità opposta rispetto al punto **(b)**; **(d)** la coppia differenziale con un piccolo segnale di ingresso di modo differenziale v_i . Si noti che stiamo ipotizzando che il generatore di corrente di polarizzazione I sia ideale (ovvero che presenti una resistenza di uscita infinita) e di conseguenza I si mantiene costante al variare della tensione ai suoi capi.

Tabella 4.2 Riepilogo delle relazioni tensione-corrente in un BJT

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \left(\frac{I_S}{\beta}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

$$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \left(\frac{I_S}{\alpha}\right) e^{v_{BE}/V_T}$$

Nota: Nel caso di transistor *pnnp*, sostituire v_{BE} con v_{EB} .

$$i_C = \alpha i_E$$

$$i_B = (1 - \alpha) i_E = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

$$i_C = \beta i_B$$

$$i_E = (\beta + 1) i_B$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

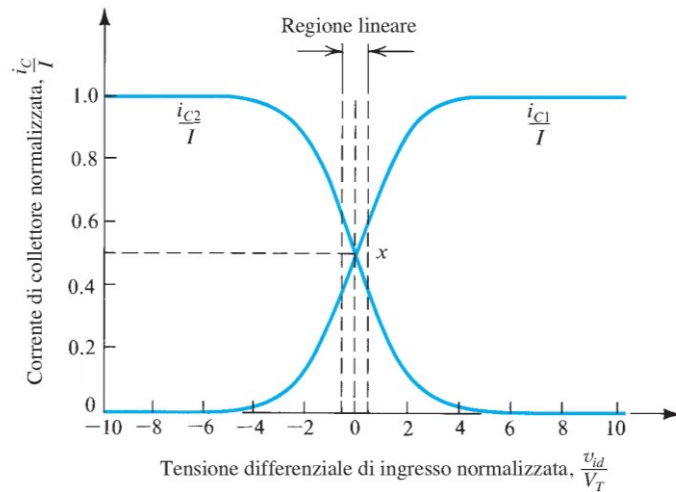
$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

$$V_T = \text{potenziale termico} = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV a temperatura ambiente}$$

Configurazione BJT – Piccolo segnale ANALISI QUALITATIVA

Configurazione BJT – Grandi segnali

MODO DIFFERENZIALE



$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} \quad \left\{ \begin{aligned} i_{E1} &= \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B1}-v_E)/V_T} & (8.43) \end{aligned} \right.$$

$$i_{E2} = \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B2}-v_E)/V_T} \quad (8.44)$$

$$\frac{i_{E1}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + e^{(v_{B2}-v_{B1})/V_T}} \quad (8.45)$$

$$\frac{i_{E2}}{i_{E1} + i_{E2}} = \frac{1}{1 + e^{(v_{B1}-v_{B2})/V_T}} \quad (8.46)$$

$$i_{E1} + i_{E2} = I \quad (8.47)$$

Figura 8.16 Caratteristiche di trasferimento della coppia differenziale a BJT di Fig. 8.14 ipotizzando $\alpha \approx 1$.

Moltiplicando il numeratore e il denominatore del termine a destra dell'Eq. (8.50) per il fattore $e^{v_{id}/2V_T}$ si ottiene

$$i_{C1} = \frac{\alpha I e^{v_{id}/2V_T}}{e^{v_{id}/2V_T} + e^{-v_{id}/2V_T}}$$

Se ipotizziamo $v_{id} \ll 2V_T$ è possibile espandere in serie il termine esponenziale $e^{\pm v_{id}/2V_T}$ e fermarci ai primi due termini:

$$i_{C1} \approx \frac{\alpha I (1 + v_{id}/2V_T)}{1 + v_{id}/2V_T + 1 - v_{id}/2V_T}$$

Piccoli segnali

Di conseguenza

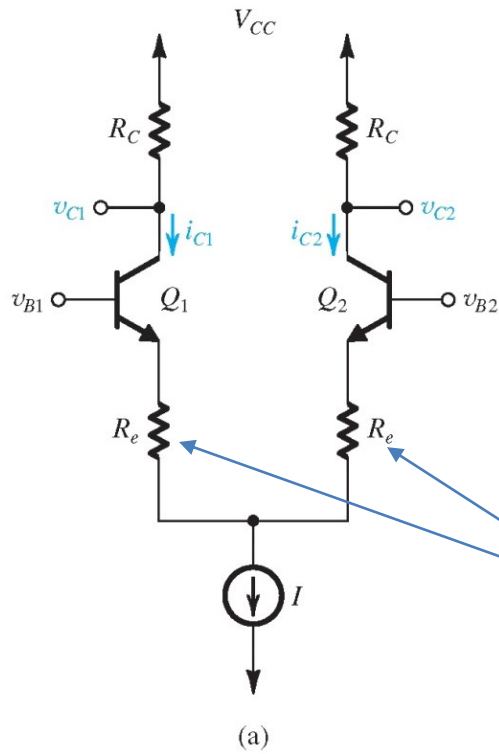
$$i_{C1} = \frac{\alpha I}{2} + \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.52)$$

Gli stessi sviluppi possono essere applicati all'Eq. (8.51) per ottenere

$$i_{C2} = \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.53)$$

$$\left\{ \begin{aligned} i_{E1} &= \frac{I}{1 + e^{-v_{id}/V_T}} & (8.48) \\ i_{E2} &= \frac{I}{1 + e^{v_{id}/V_T}} & (8.49) \end{aligned} \right.$$

↑
Grandi segnali



Queste due resistenze R_e estendono il campo di funzionamento, diminuendo il guadagno

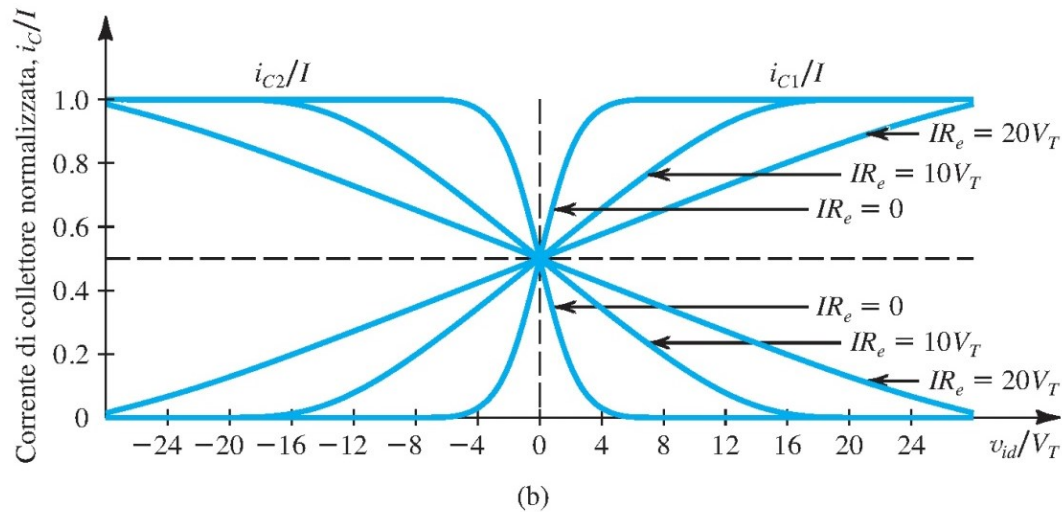


Figura 8.17 Le caratteristiche di trasferimento della coppia differenziale a BJT (a) possono essere linearizzate (b) (ovvero l'intervallo di funzionamento lineare può essere esteso) includendo delle resistenze sugli emettitori.

Configurazione BJT – Analisi a Piccolo segnale

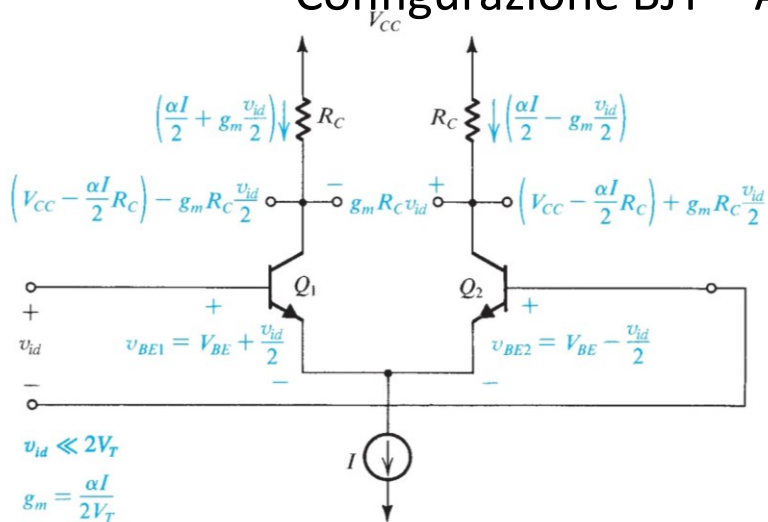


Figura 8.18 Tensioni e correnti nell'amplificatore differenziale quando è applicato un piccolo segnale di ingresso differenziale v_{id}

Avevamo già visto che:

$$i_{E1} = \frac{I}{1 + e^{-v_{id}/V_T}} \quad (8.48)$$

$$i_{E2} = \frac{I}{1 + e^{v_{id}/V_T}} \quad (8.49)$$

$$\alpha i_e = i_c$$

ANALISI QUANTITATIVA

Moltiplicando il numeratore e il denominatore del termine a destra dell'Eq. (8.50) per il fattore $e^{v_{id}/2V_T}$ si ottiene

$$i_{C1} = \frac{\alpha I e^{v_{id}/2V_T}}{e^{v_{id}/2V_T} + e^{-v_{id}/2V_T}}$$

Se ipotizziamo $v_{id} \ll 2V_T$ è possibile espandere in serie il termine esponenziale $e^{\pm v_{id}/2V_T}$ e fermarci ai primi due termini:

$$i_{C1} \approx \frac{\alpha I (1 + v_{id}/2V_T)}{1 + v_{id}/2V_T + 1 - v_{id}/2V_T}$$

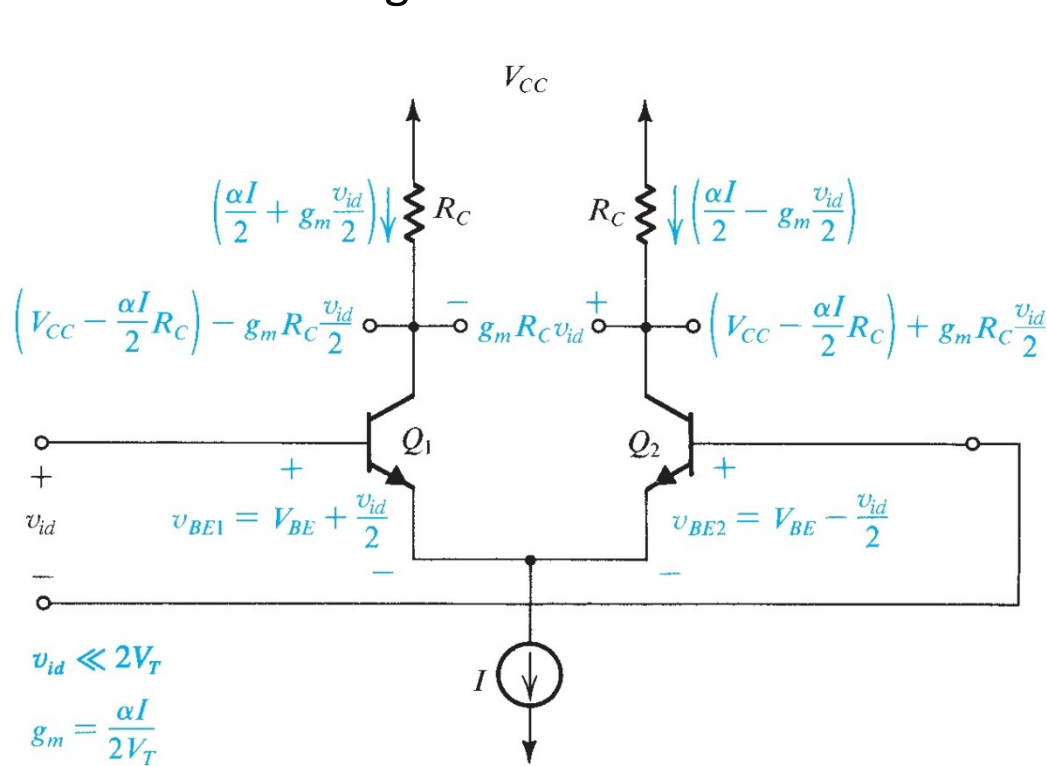
Di conseguenza

$$i_{C1} = \frac{\alpha I}{2} + \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.52)$$

Gli stessi sviluppi possono essere applicati all'Eq. (8.51) per ottenere

$$i_{C2} = \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.53)$$

Configurazione BJT – Analisi a Piccolo segnale



$$i_{C1} = \frac{\alpha I}{1 + e^{-v_{id}/V_T}} \quad (8.50)$$

Grandi segnali

$$i_{C2} = \frac{\alpha I}{1 + e^{v_{id}/V_T}} \quad (8.51)$$

$$i_{C1} = \frac{\alpha I}{2} + \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.52)$$

Piccoli segnali

$$i_{C2} = \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.53)$$

Figura 8.18 Tensioni e correnti nell'amplificatore differenziale quando è applicato un piccolo segnale di ingresso differenziale v_{id} .

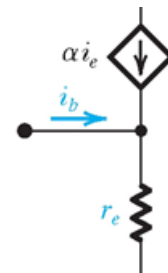
$$i_c = \alpha i_e = \frac{\alpha v_{id}}{2r_e} = g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (8.58)$$

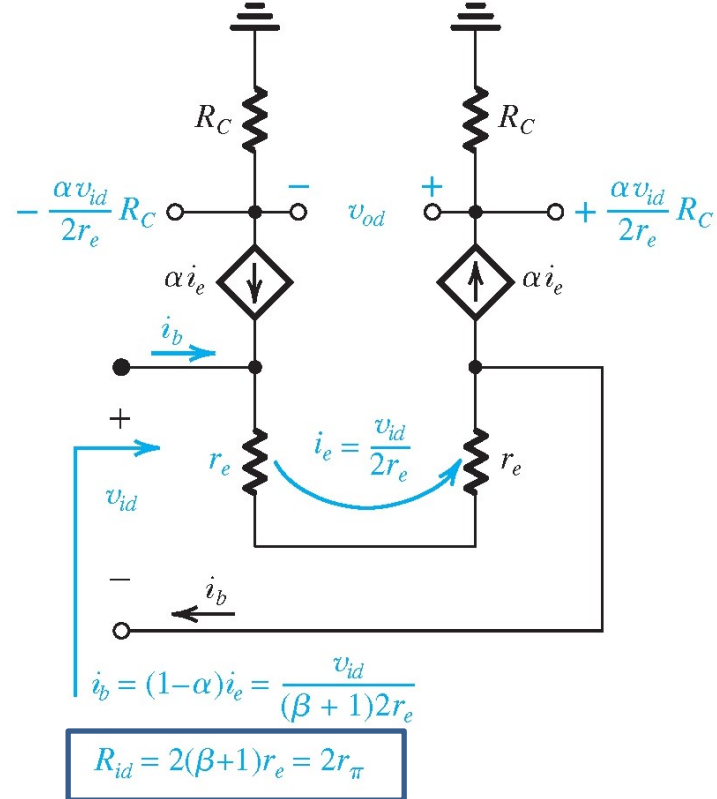
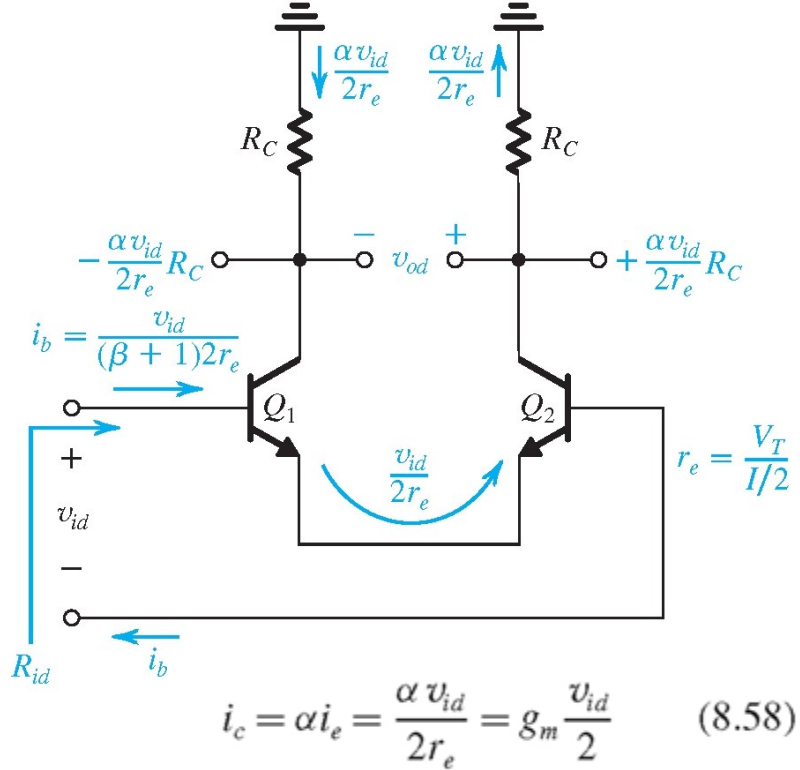
$$i_c = \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.54)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{\alpha I/2}{V_T} \quad (8.55)$$

$$r_e = \frac{V_T}{I_E} = \frac{V_T}{I/2} \quad (8.56)$$

$$i_e = \frac{v_{id}}{2r_e} \quad (8.57)$$

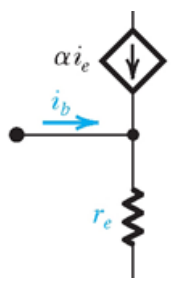




(a)

(b)

Figura 8.19 Una tecnica semplice per determinare le correnti di segnale in un amplificatore differenziale con un segnale di tensione di modo differenziale v_{id} applicato in ingresso; i valori dc non sono mostrati. Mentre il modello a T dei BJT è utilizzato implicitamente in Fig. 8.19(a), i modelli a T di ciascun BJT sono invece rappresentati in modo esplicito nella Fig. 8.19(b).

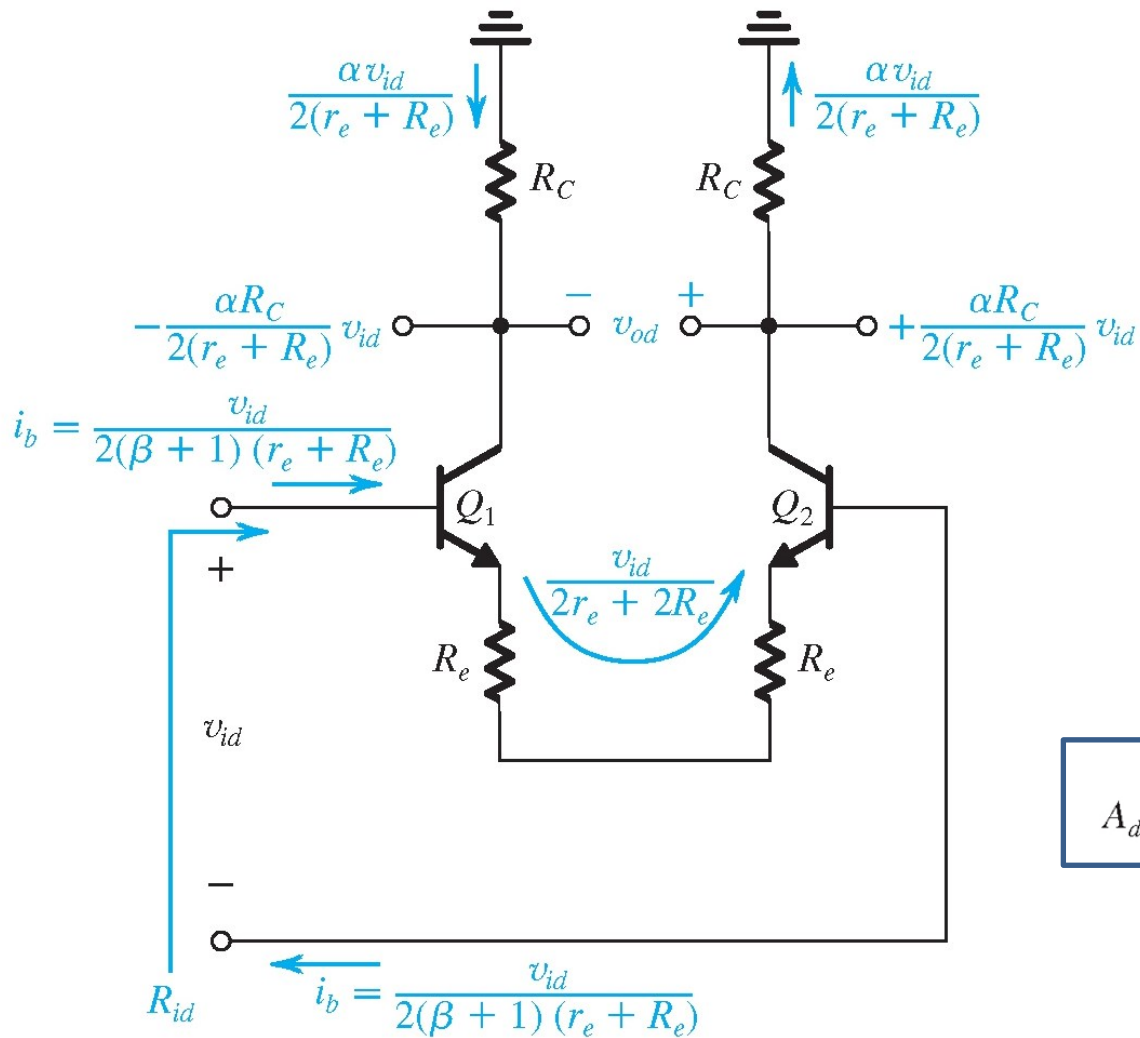


$$v_{od} = 2 \frac{\alpha v_{id}}{2r_e} R_C \quad \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{\alpha}{r_e} R_C$$

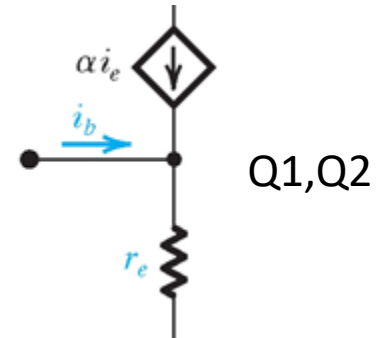
$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_C \quad (8.68)$$

Tabella 4.2 Riepilogo delle relazioni tensione-corrente in un BJT

$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$	
$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \left(\frac{I_S}{\beta}\right) e^{v_{BE}/V_T}$	
$i_E = \frac{i_C}{\alpha} = \left(\frac{I_S}{\alpha}\right) e^{v_{BE}/V_T}$	
<i>Nota:</i> Nel caso di transistor pnp, sostituire v_{BE} con v_{EB}	
$i_C = \alpha i_E$	$i_B = (1 - \alpha) i_E = \frac{i_E}{\beta + 1}$
$i_C = \beta i_B$	$i_E = (\beta + 1) i_B$
$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$
$V_T = \text{potenziale termico} = \frac{kT}{q} \approx 25 \text{ mV}$ a temperatura ambiente	



$$i_e = \frac{v_{id}}{2r_e + 2R_e} \quad (8.59)$$



$$A_d = \frac{\alpha(2R_C)}{2r_e + 2R_e} \approx \frac{R_C}{r_e + R_e} \quad (8.69)$$

ipotizzando $\alpha \approx 1$.

Figura 8.20 Un amplificatore differenziale con resistenze sugli emettitori. Sono riportate (in colore) solo le grandezze di segnale.

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} = 2(\beta + 1)(r_e + R_e)$$

$$i_b = \frac{v_{id}}{2(\beta + 1)(r_e + R_e)}$$

Analisi con ingresso bilanciato o applicato in modo complementare (push-pull)

Considerando finita (R_{EE}) la resistenza del generatore di corrente I

- Analisi a Semi-circuito equivalente di modo differenziale-

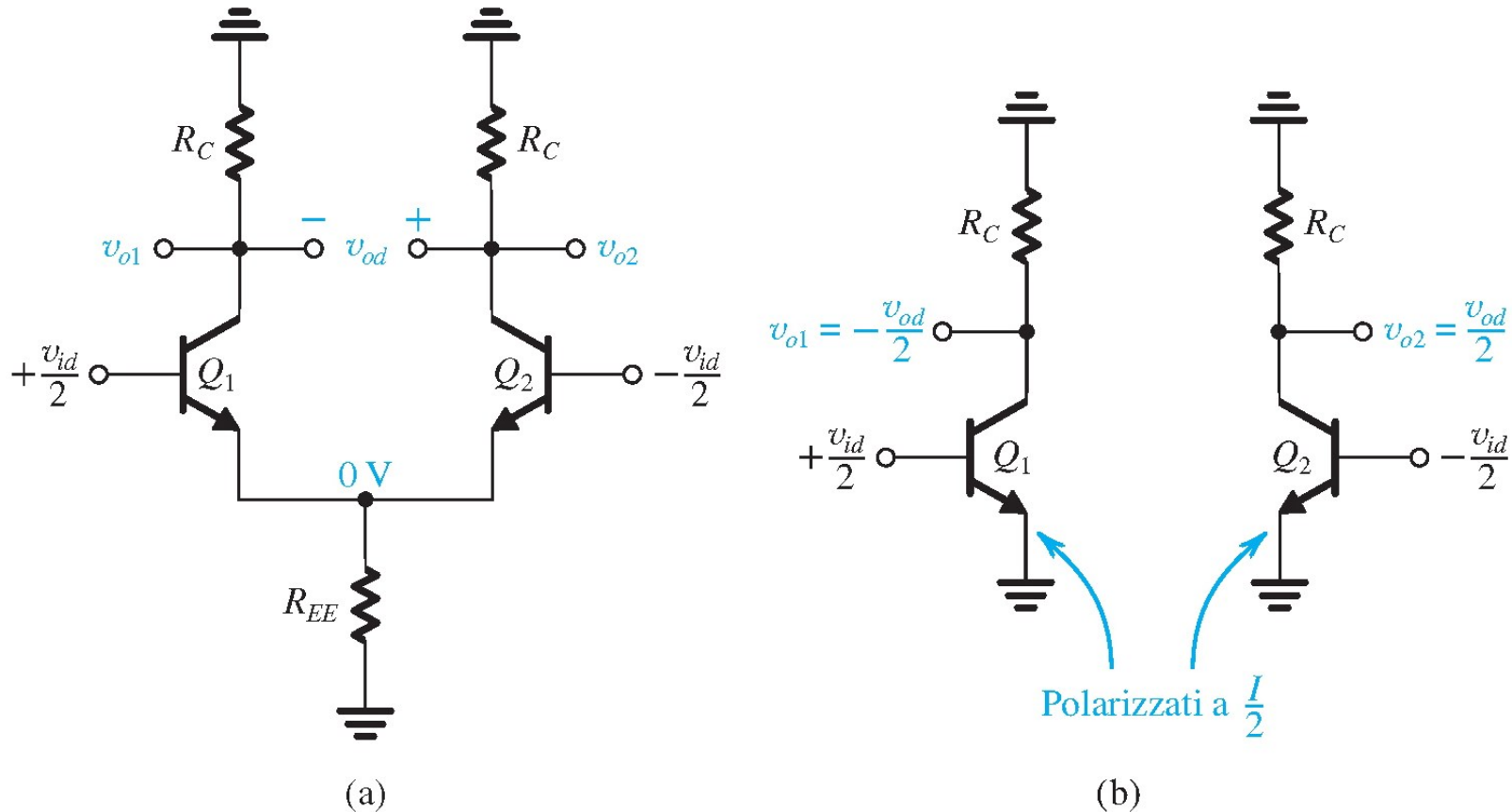


Figura 8.21 Equivalenza dell'amplificatore differenziale a BJT in (a) ai due amplificatori ad emettitore comune in (b). L'equivalenza è valida solo per segnali d'ingresso di modo differenziale. Ognuno dei due amplificatori ad emettitore comune in (b) può essere usato per trovare il guadagno di modo differenziale, la resistenza di ingresso di modo differenziale, la risposta in frequenza ecc., dell'amplificatore differenziale.

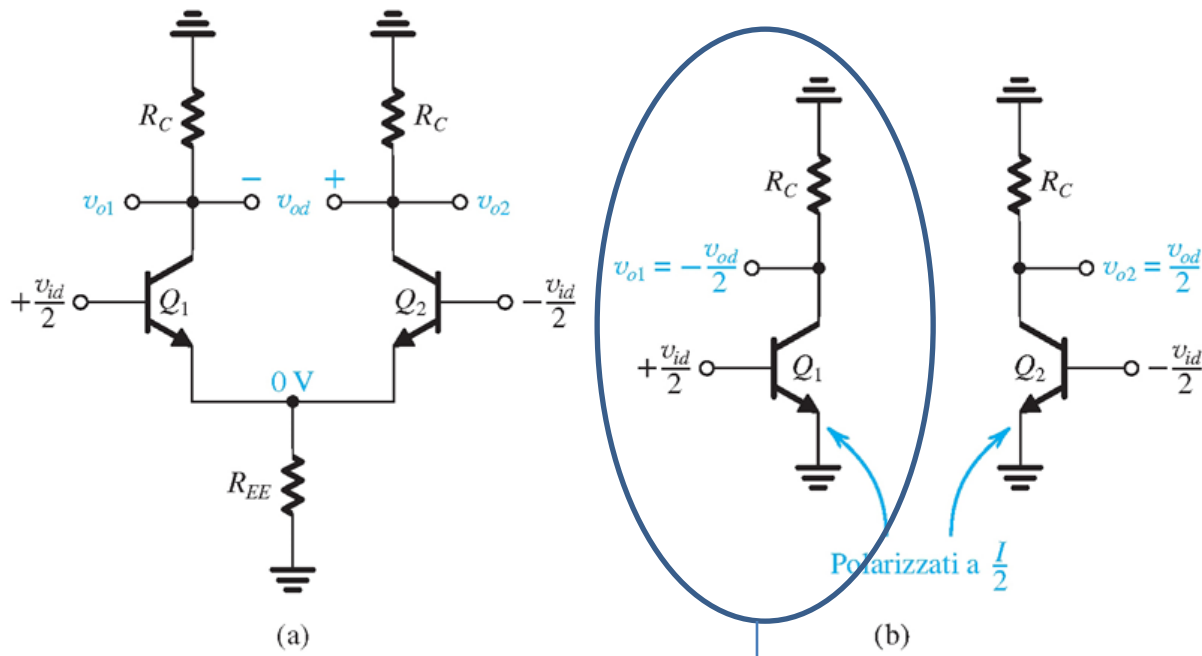


Figura 8.23 Circuito equivalente per piccoli segnali del semi-circuito di modo differenziale formato da Q_1 in Fig. 8.22.

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}}$$

Analisi con ingresso sbilanciato

Considerando finita (R_{EE}) la resistenza del generatore di corrente I

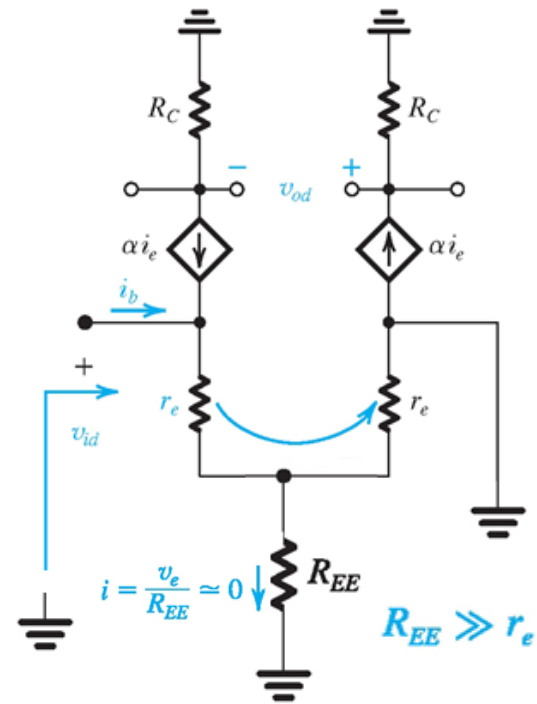
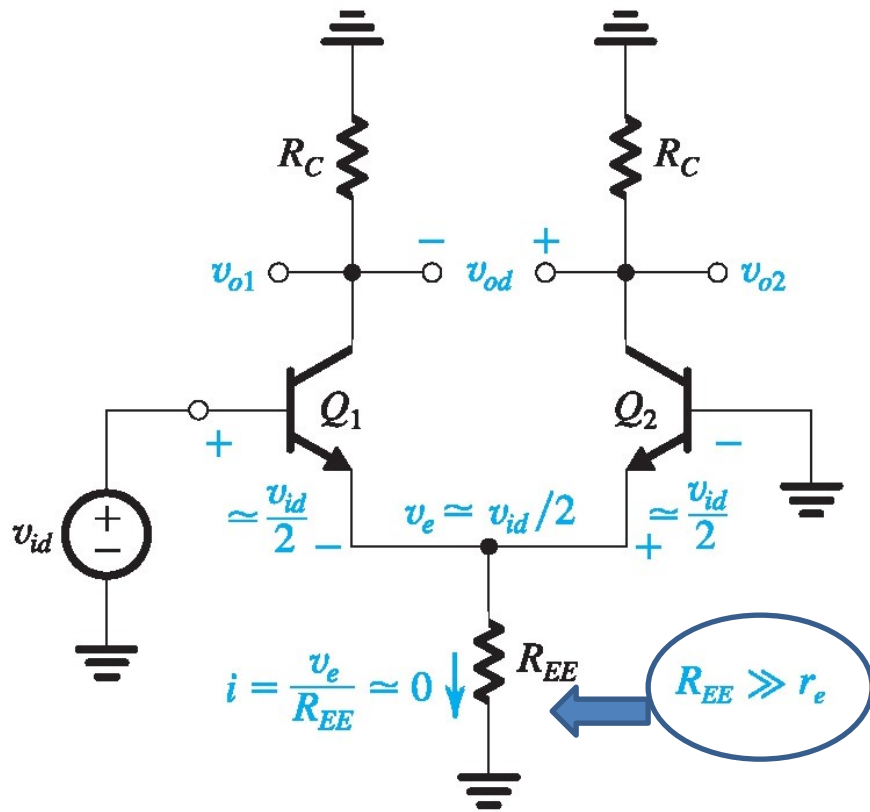


Figura 8.22 L'amplificatore differenziale con un segnale d'ingresso single-ended.

ESERCIZIO

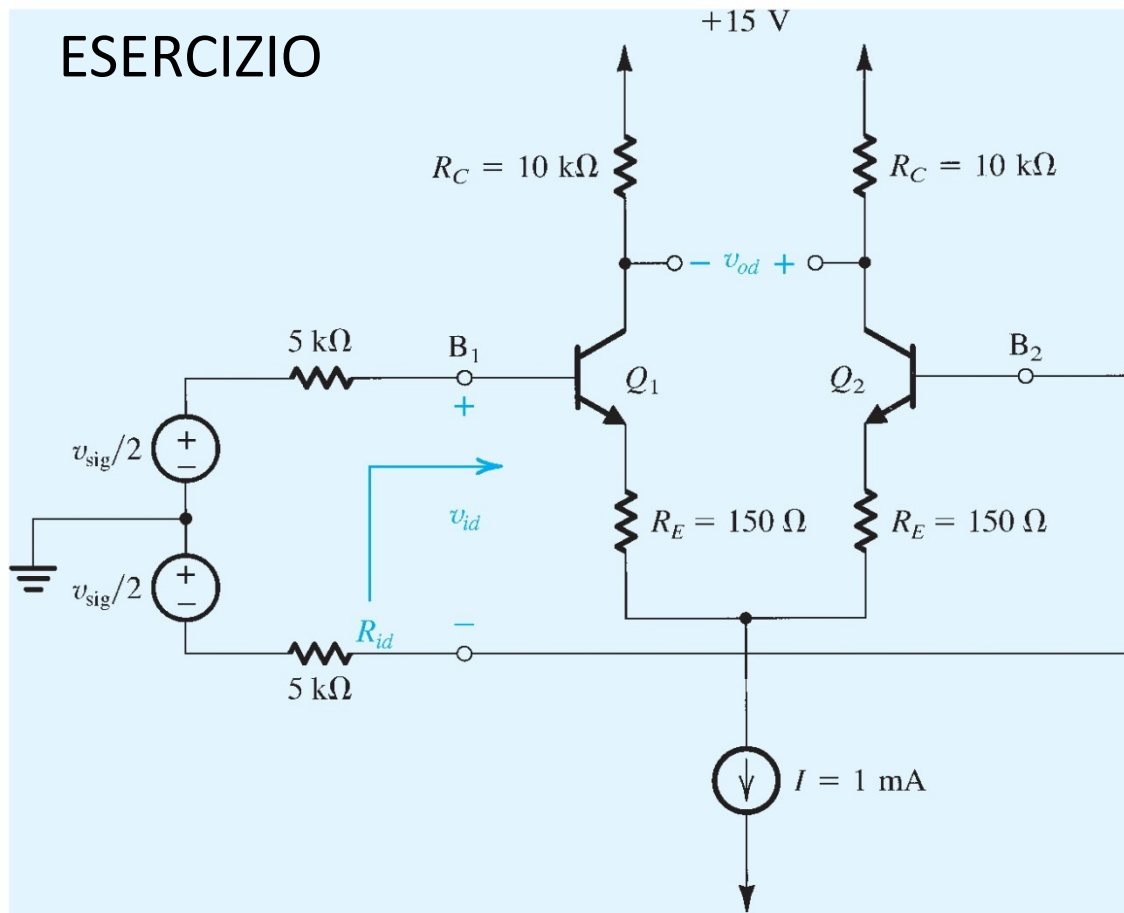


Figura 8.24 Circuito per l'Esempio 8.3.

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{V_T}{I_E} = \frac{25 \text{ mV}}{0.5 \text{ mA}} = 50 \Omega$$

$$R_{id} = 2(\beta + 1)(r_e + R_E) \\ = 2 \times 101 \times (50 + 150) \simeq 40 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_{id}}{v_{sig}} = \frac{R_{id}}{R_{sig} + R_{id}} \\ = \frac{40}{5 + 5 + 40} = 0.8 \text{ V/V}$$

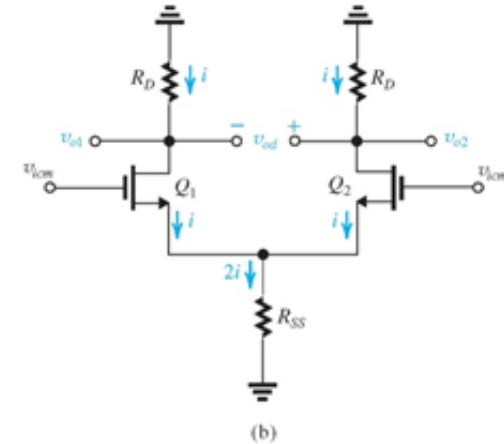
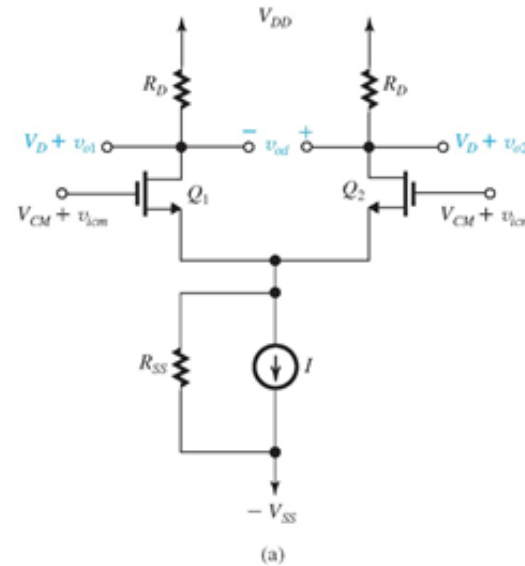
$$\frac{v_{od}}{v_{id}} \simeq \frac{\text{Resistenza totale nei collettori}}{\text{Resistenza totale negli emettitori}} \\ = \frac{2R_C}{2(r_e + R_E)} = \frac{2 \times 10}{2(50 + 150) \times 10^{-3}} = 50 \text{ V/V}$$

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{sig}} = \frac{v_{id}}{v_{sig}} \frac{v_{od}}{v_{id}} = 0.8 \times 50 = 40 \text{ V/V}$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE

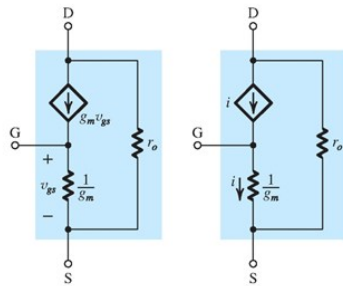
Tecnologia MOS

Iniziamo a rimuovere qualche NON IDEALITA'



GENERATORE DI CORRENTE NON IDEALE

Analisi a piccolo segnale modo comune

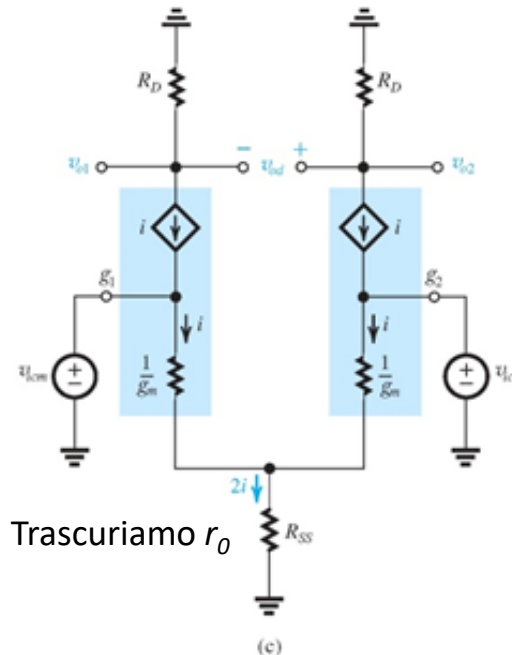


modelli a T

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

■ Resistenza di uscita

$$r_o = V_A / I_D = 1/\lambda I_D$$



Trascuriamo r_o

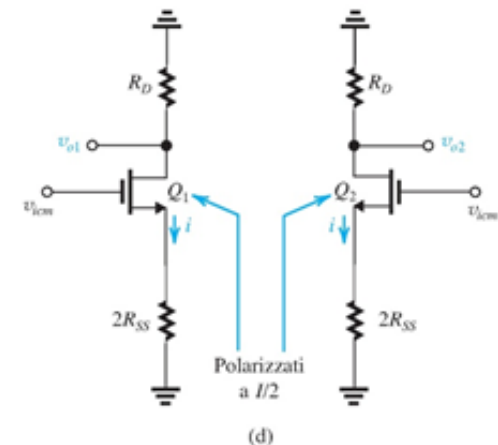


Figura 8.25 (a) Amplificatore differenziale MOS con un segnale di ingresso di modo comune v_{cm} sovrapposto alla tensione di ingresso dc di modo comune V_{CM} . (b) Il circuito dell'amplificatore per l'analisi per piccolo segnale. (c) Il circuito dell'amplificatore con i transistori sostituiti dai loro modelli a T e con r_o trascurata. (d) Il circuito in (b) diviso in due parti; ciascuna metà è detta "semi-circuito di modo comune".

REIEZIONE DEL MODO COMUNE

Analisi a piccolo segnale modo comune

$$v_{icm} = \frac{i}{g_m} + 2iR_{SS} \quad (8.71)$$

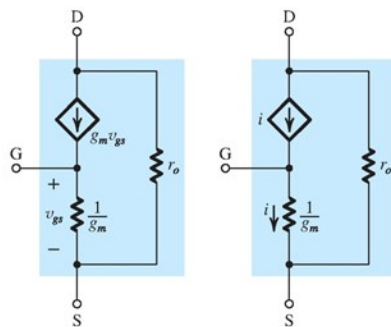
$$i = \frac{v_{icm}}{1/g_m + 2R_{SS}} \quad (8.72)$$

$$v_{o1} = v_{o2} = -\frac{R_D}{1/g_m + 2R_{SS}} v_{icm} \quad (8.73)$$

$$(2R_{SS} \gg 1/g_m) \quad \frac{v_{o1}}{v_{icm}} = \frac{v_{o2}}{v_{icm}} \simeq -\frac{R_D}{2R_{SS}} \quad (8.74)$$

$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = 0 \quad (8.75)$$

Questo perché non abbiamo ancora rimosso l'ipotesi di perfetta simmetria

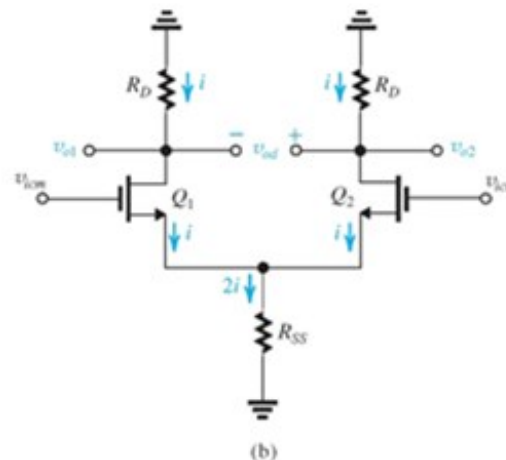


modelli a T

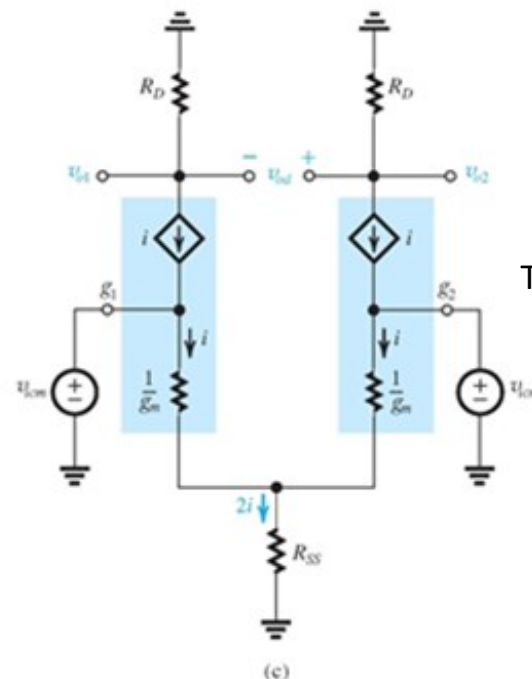
$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

■ Resistenza di uscita

$$r_o = V_A/I_D = 1/\lambda I_D$$



(b)



(c)

Trascuriamo r_o

Figura 8.25 (a) Amplificatore differenziale MOS con un segnale di ingresso di modo comune v_{icm} sovrapposto alla tensione di ingresso dc di modo comune V_{ov} . (b) Il circuito dell'amplificatore per l'analisi per piccolo segnale. (c) Il circuito dell'amplificatore con i transistori sostituiti dai loro modelli a T e con r_o trascurata. (d) Il circuito in (b) diviso in due parti; ciascuna metà è detta "semi-circuito di modo comune".

REIEZIONE DEL MODO COMUNE (CMRR)

Analisi a piccolo segnale
modo comune

$$\frac{v_{o1}}{v_{icm}} = \frac{v_{o2}}{v_{icm}} \simeq -\frac{R_D}{2R_{SS}} \quad (8.74)$$

$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = 0 \quad (8.75)$$

Questo perché non abbiamo ancora
rimosso l'ipotesi di perfetta simmetria

$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}} = 0$$

$$CMRR \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.81) \quad (\text{Infinito})$$

Approccio alternativo
Semi-circuito di modo comune

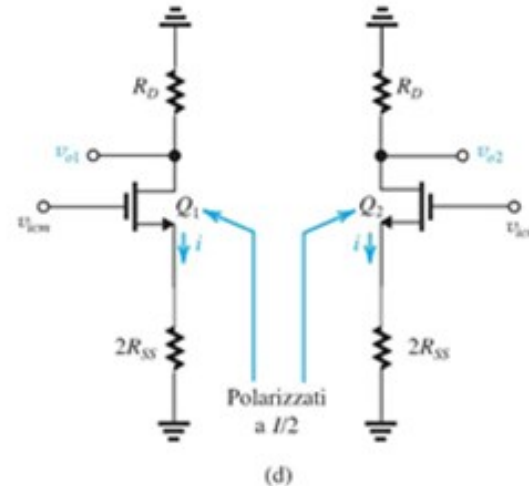


Figura 8.25 (a) Amplificatore differenziale MOS con un segnale di ingresso di modo comune v_{icm} sovrapposto alla tensione di ingresso dc di modo comune V_{cm} . (b) Il circuito dell'amplificatore per l'analisi per piccolo segnale. (c) Il circuito dell'amplificatore con i transistori sostituiti dai loro modelli a T e con r_e trascurata. (d) Il circuito in (b) diviso in due parti; ciascuna metà è detta "semi-circuito di modo comune".

REIEZIONE DEL MODO COMUNE

Tecnologia MOS

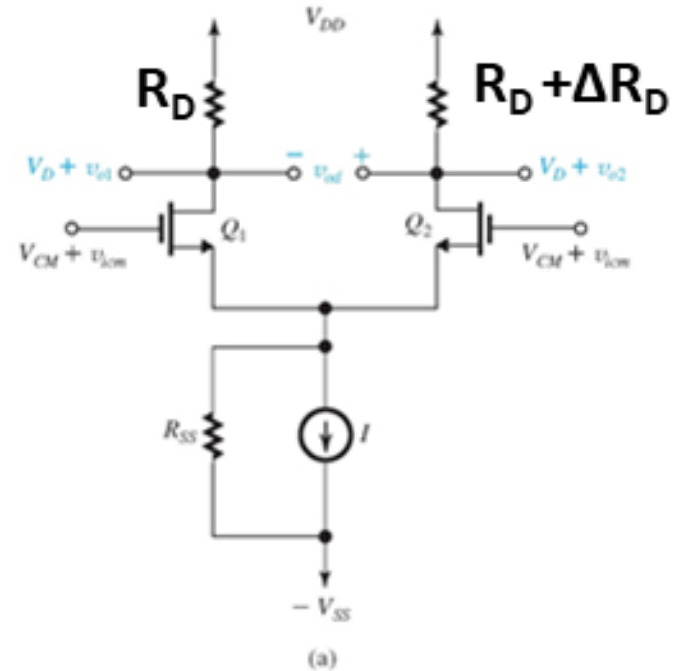
NON IDEALITA':

**(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE**

(2) R_D NON PERFETTAMENTE UGUALI

Q1: (R_D) Q2: ($R_D + \Delta R_D$) (mismatch)

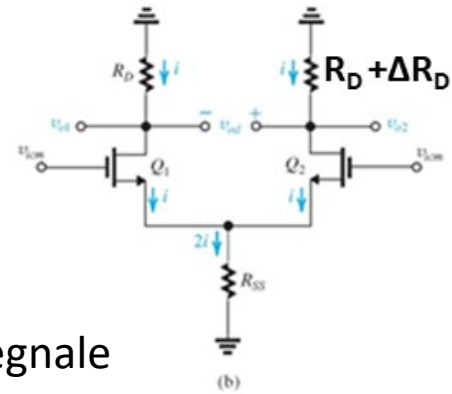
Analisi a piccolo segnale
modo comune



REIEZIONE DEL MODO COMUNE

NON IDEALITA':

Tecnologia MOS

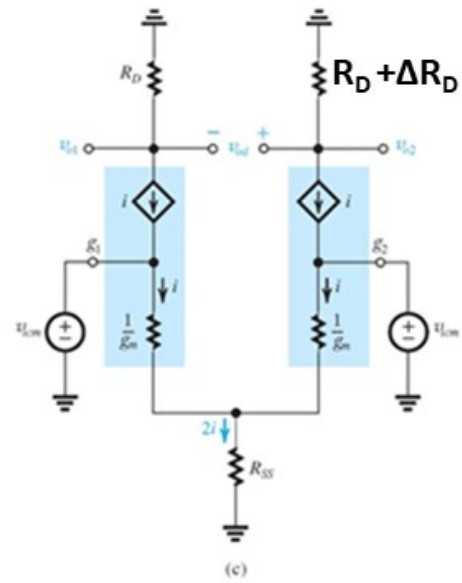


Analisi a piccolo segnale modo comune

(1) GENERATORE DI CORRENTE NON IDEALE

(2) R_D NON PERFETTAMENTE UGUALI

Q1: (R_D) Q2: (R_D + ΔR_D) (mismatch)



$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} \quad (8.79)$$

$$i = \frac{v_{icm}}{1/g_m + 2R_{SS}} \quad (8.72) \quad (2R_{SS} \gg 1/g_m)$$

$$v_{o1} \simeq -\frac{R_D}{2R_{SS}} v_{icm} \quad (8.76)$$

$$v_{o2} \simeq -\frac{R_D + \Delta R_D}{2R_{SS}} v_{icm} \quad (8.77)$$

$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} v_{icm} \quad (8.78)$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE NON IDEALITA':

(1) GENERATORE DI CORRENTE NON IDEALE

(2) R_D NON PERFETTAMENTE UGUALI

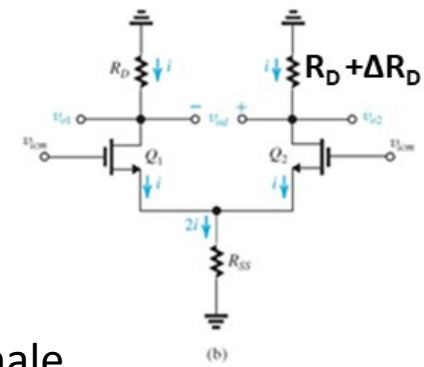
Q1: (R_D) Q2: ($R_D + \Delta R_D$)

$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} v_{icm} \quad (8.78)$$

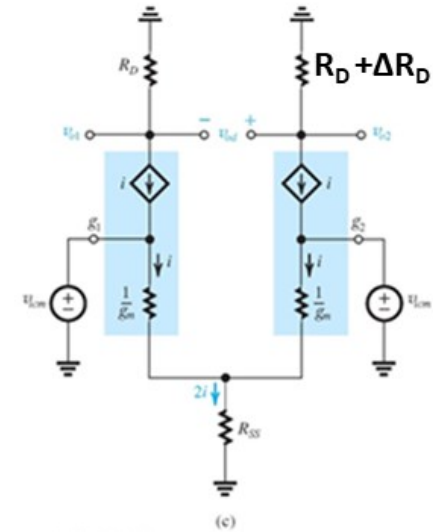
$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} \quad (8.79)$$

$$A_{cm} = -\left(\frac{R_D}{2R_{SS}}\right) \left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right) \quad (8.80)$$

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$



Analisi a piccolo segnale
modo comune



$$\text{CMRR} \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.81)$$

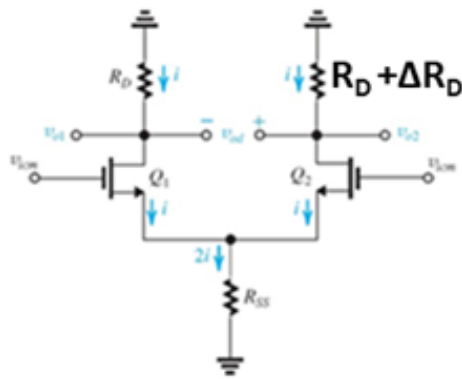
$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.82)$$

$$\text{CMRR} = (2g_m R_{SS}) / \left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right) \quad (8.83)$$

ESERCIZIO

8.11 Una coppia differenziale MOS che lavora con una corrente di polarizzazione di 0.8 mA, impiega transistori con $W/L = 100$, $\mu_n C_{ox} = 0.2 \text{ mA/V}^2$ e resistenze $R_D = 5 \text{ k}\Omega$ ed $R_{SS} = 25 \text{ k}\Omega$. Si valutino il guadagno differenziale, il guadagno di modo comune quando le resistenze di drain hanno un mismatch dell'1% e il CMRR.

Ris. 20 V/V; 0.001 V/V; 86 dB



$$\left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right) * 100 = 1\%$$

$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.82)$$

$$A_{cm} = -\left(\frac{R_D}{2R_{SS}}\right)\left(\frac{\Delta R_D}{R_D}\right) \quad (8.80)$$

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$

Parametri di piccolo segnale

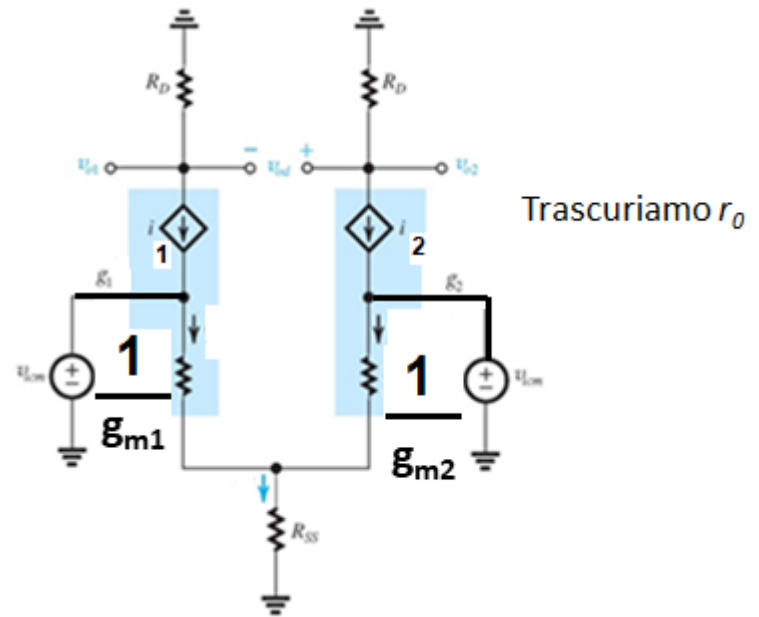
Transistori NMOS

■ Transconduttanza

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OV} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE NON IDEALITA':

(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE



(2) Q1 e Q2 NON PERFETTAMENTE UGUALI

Q1: (g_m) Q2: ($g_m + \Delta g_m$) (mismatch)

$$g_{m1} = g_m + \frac{1}{2} \Delta g_m \quad (8.84)$$

$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{OV} = \sqrt{2 \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2 I_D}{V_{OV}}$$

$$g_{m2} = g_m - \frac{1}{2} \Delta g_m \quad (8.85)$$

$$g_{m1} - g_{m2} = \Delta g_m \quad (8.86)$$

Analisi a piccolo segnale
modo comune

$$i_{D1} (1/g_{m1}) + (i_{D2} + i_{D1}) R_{ss} = v_{icm}$$

$$i_{D2} (1/g_{m2}) + (i_{D2} + i_{D1}) R_{ss} = v_{icm}$$

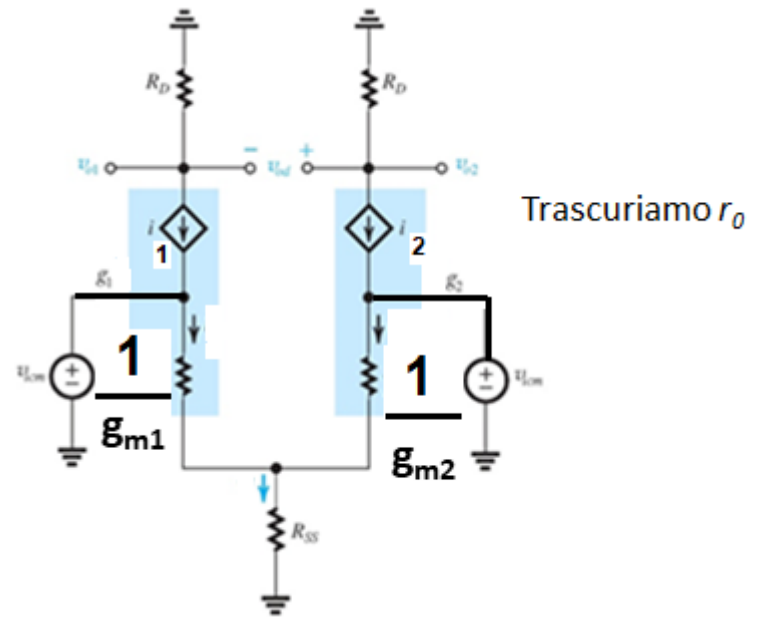
$$i_{D1} (1/g_{m1}) - i_{D2} (1/g_{m2}) = 0$$

$$i_{D1} = (g_{m1} / g_{m2}) i_{D2} \longrightarrow i_{D2} = (g_{m2} / g_{m1}) i_{D1}$$

$$i_{D1} - i_{D2} = [1 - (g_{m2} / g_{m1})] i_{D1} = (\Delta g_m / g_{m1}) i_{D1}$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE NON IDEALITA':

**(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE**



(2) Q1 e Q2 NON PERFETTAMENTE UGUALI

Q1: (g_m) Q2: ($g_m + \Delta g_m$) (mismatch)

$$g_{m1} - g_{m2} = \Delta g_m \quad (8.86)$$

$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}}$$

$$A_{cm} \simeq \left(\frac{R_D}{2R_{SS}} \right) \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right) \quad (8.87)$$

$$\begin{aligned} v_{D1} &= -R_D * (i_{D1}) \\ v_{D2} &= -R_D * (i_{D2}) \\ \boxed{v_{od} = v_{D2} - v_{D1} = R_D * (i_{D1} - i_{D2})} \quad (1) \end{aligned}$$

$$\boxed{i_{D1} - i_{D2} = (\Delta g_m / g_m) i_{D1}} \quad (2)$$

($2R_{SS} \gg 1/g_m$)

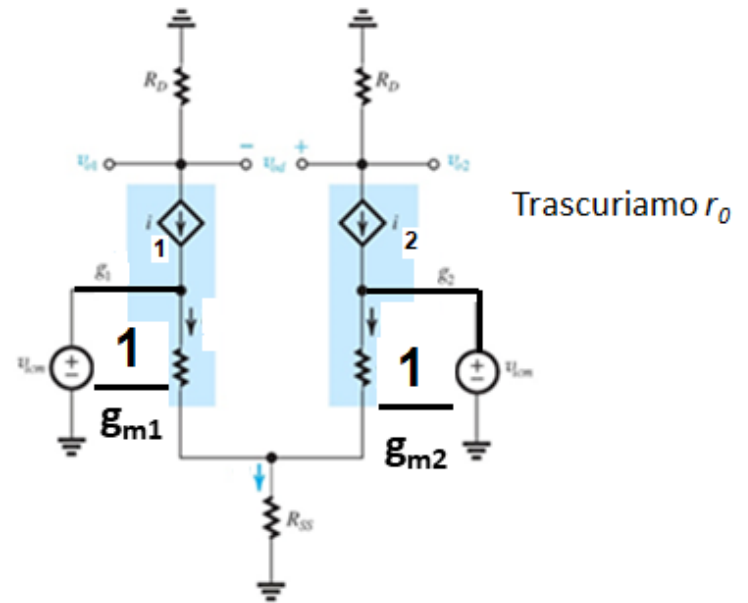
$$v_{icm} = i_{D1} (1/g_{m1}) + (i_{D2} + i_{D1}) R_{SS}$$

$$v_{icm} \simeq (i_{D2} + i_{D1}) R_{SS} \simeq 2 i_{D1} R_{SS}$$

$$\boxed{v_{icm} / 2 R_{SS} \simeq i_{D1}} \quad (3)$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE NON IDEALITA':

(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE



(2) Q1 e Q2 NON PERFETTAMENTE UGUALI

Q1: (g_m) Q2: ($g_m + \Delta g_m$) (mismatch)

Analisi a piccolo segnale
modo comune

$$A_{cm} \simeq \left(\frac{R_D}{2R_{SS}} \right) \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right) \quad (8.87)$$

$$CMRR \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.81)$$

$$CMRR = (2g_m R_{SS}) / \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right) \quad (8.88)$$

$$v_{o1} = -g_{m1} \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (8.31)$$

$$v_{o2} = +g_{m2} \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (8.32)$$

$$A_d = (R_D / 2) * (g_{m1} + g_{m2}) =$$

$$(R_D / 2) * (2g_m + \Delta g_m) \simeq$$

$$(R_D / 2) * 2g_m = R_D g_m$$

$$A_d = R_D g_m$$

REIEZIONE DEL MODO COMUNE

Analisi a piccolo segnale
modo comune
(mismatch)

NON IDEALITA':

NON IDEALITA':

**(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE**

**(1) GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE**

(2) Q1 e Q2 NON PERFETTAMENTE UGUALI

(2) R_D NON PERFETTAMENTE UGUALI

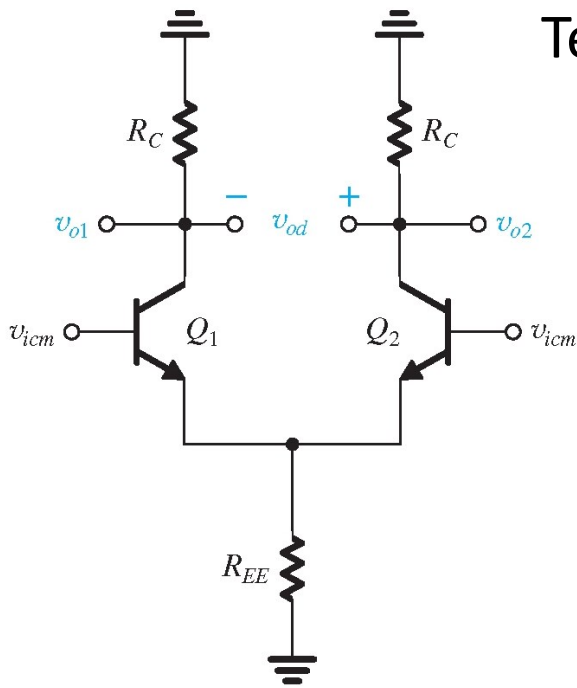
$$A_{cm} \simeq \left(\frac{R_D}{2R_{SS}} \right) \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right) \quad (8.87)$$

$$A_{cm} = - \left(\frac{R_D}{2R_{SS}} \right) \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} \right) \quad (8.80)$$

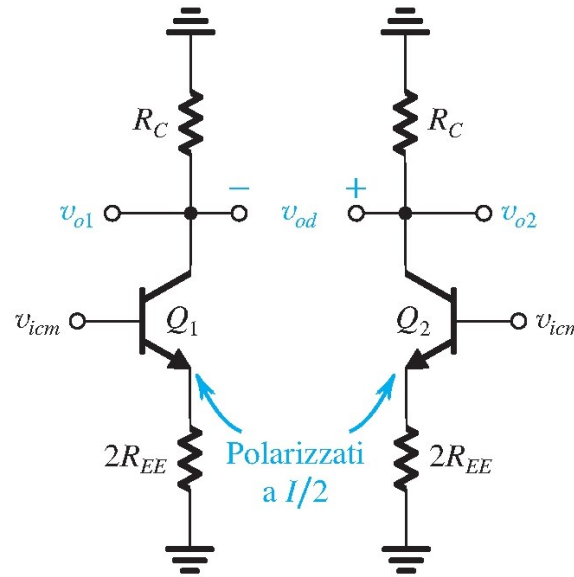
$$\text{CMRR} = (2g_m R_{SS}) / \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right) \quad (8.88)$$

$$\text{CMRR} = (2g_m R_{SS}) / \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} \right) \quad (8.83)$$

Tecnologia BJT



(a)



(b)

REIEZIONE DEL MODO COMUNE

H_p: matching perfetto fra i due lati

**NON IDEALITA':
GENERATORE DI CORRENTE
NON IDEALE (R_{EE} finita)**

Figura 8.26 (a) L'amplificatore differenziale con un segnale di ingresso di modo comune v_{icm} . (b) "Semi-circuiti" equivalenti per il calcolo dei segnali di modo comune.

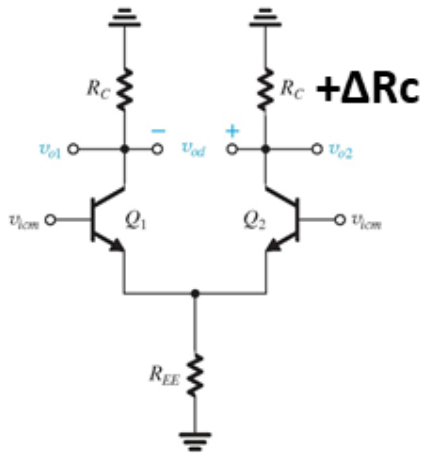
$$v_{o1} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R_{EE}} v_{icm} \quad (8.91)$$

$$v_{o2} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R_{EE}} v_{icm} \quad (8.92)$$

Trascuriamo r_o

$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = 0$$

Tecnologia BJT



Consideriamo un mismatch ΔR_C

$$R_{C1} = R_C + \frac{\Delta R_C}{2}$$

$$R_{C2} = R_C - \frac{\Delta R_C}{2}$$

$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}} = -\frac{\alpha \Delta R_C}{2R_{EE} + r_e} \quad (8.93)$$

($\alpha \sim 1$ e $r_e \ll 2R_{EE}$)

$$A_{cm} \simeq -\left(\frac{R_C}{2R_{EE}}\right)\left(\frac{\Delta R_C}{R_C}\right) \quad (8.94)$$

Ricordiamo che: $A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_C \quad (8.68)$

$$CMRR = \frac{|A_d|}{|A_{cm}|}$$

$$CMRR = (2g_m R_{EE}) / \left(\frac{\Delta R_C}{R_C}\right) \quad (8.95)$$

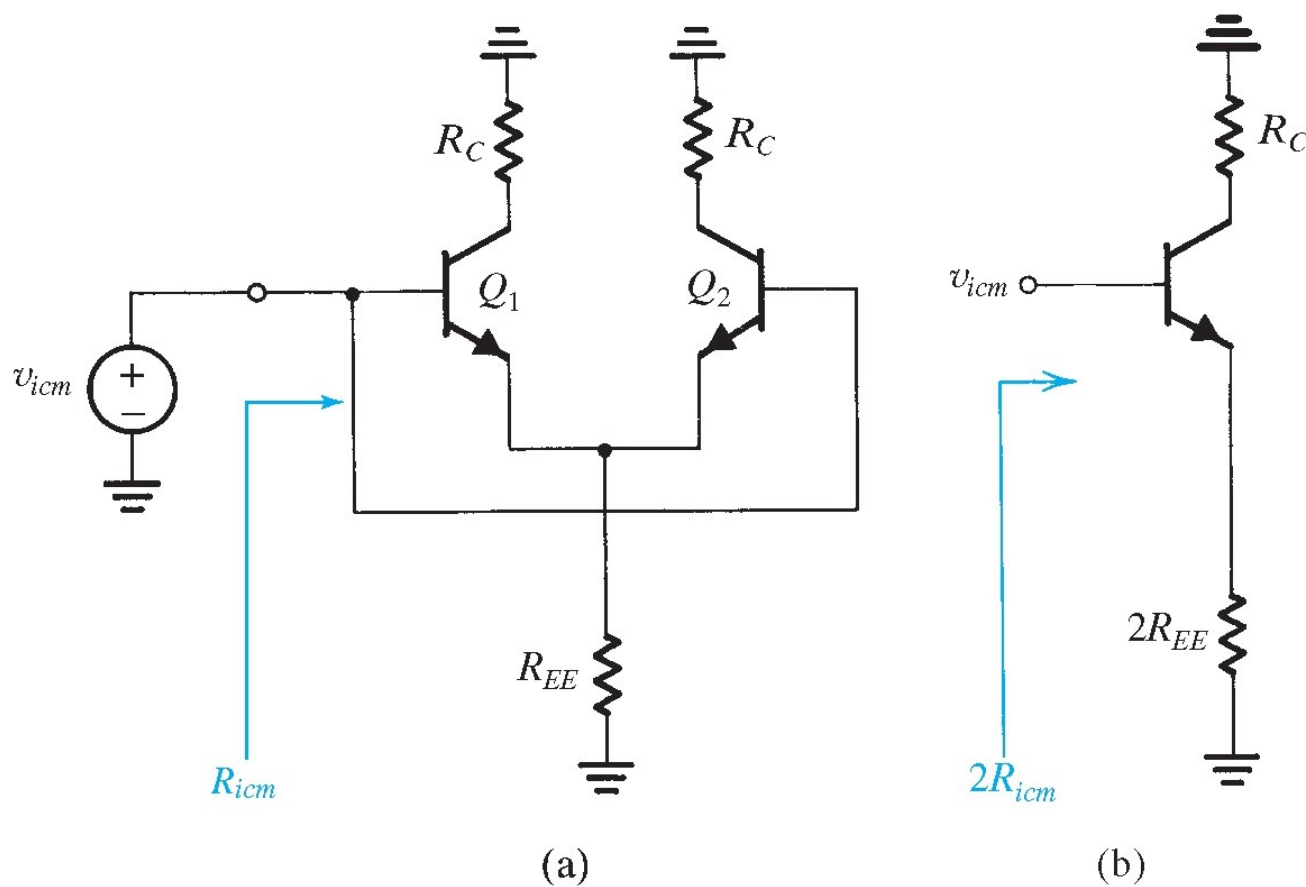
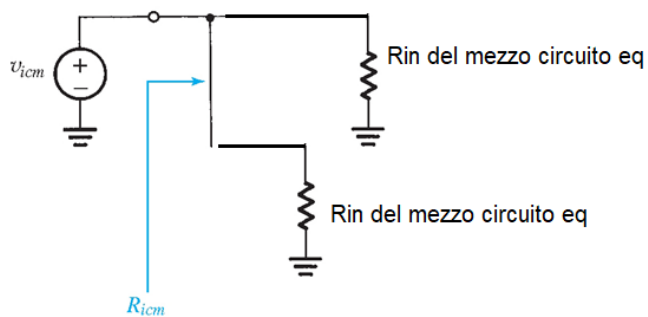
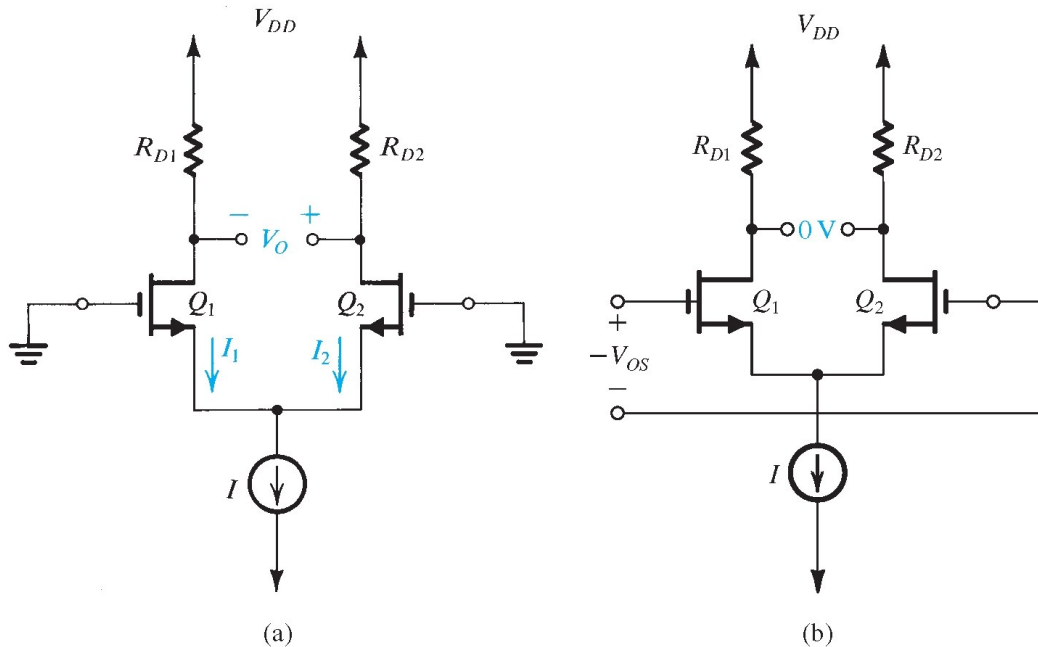


Figura 8.27 (a) Definizione di resistenza di ingresso di modo comune R_{icm} . (b) Il semi-circuito equivalente di modo comune.



$$R_{icm} \simeq \beta R_{EE} \frac{1 + R_C / \beta r_o}{1 + \frac{R_C + 2R_{EE}}{r_o}} \quad (8.96)$$

Offset in DC



$$V_{OS} = V_O / A_d \quad (8.97)$$

Se applichiamo all'ingresso differenziale una tensione pari a $-V_{OS}$ l'uscita differenziale è nulla: Abbiamo eliminato l'effetto del mismatch

Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione dc V_O finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso V_{OS} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_O .

LE PRINCIPALI CAUSE DEL MISMATCH SONO TRE:

- 1) un mismatch TRA R_{D1} e R_{D2} ;
- 2) un mismatch TRA $(W/L)_1$ E $(W/L)_2$ (TRA Q_1 E Q_2)
- 3) un mismatch TRA V_{t1} E V_{t2} (TRA Q_1 E Q_2)

Andremo a considerarle una per volta per calcolare la V_{OS}

Considerando che le tre cause analizzate sono NON correlate

Offset in DC

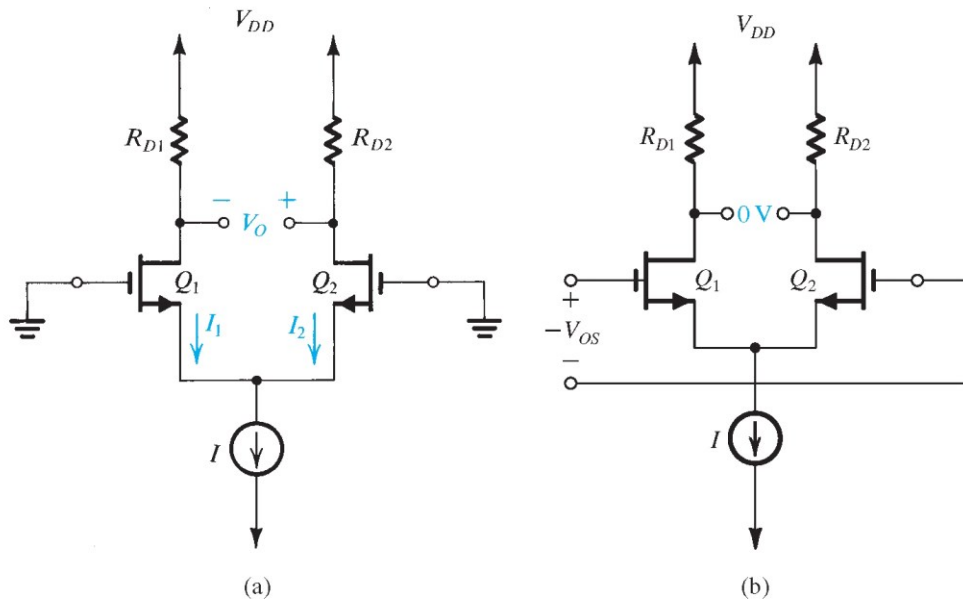


Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione di V_o finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso V_{os} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_o .

$$V_{OS} = V_O / A_d \quad (8.97)$$

NON Consideriamo un mismatch TRA Q1 E Q2

$$R_{D1} = R_D + \frac{\Delta R_D}{2} \quad (8.98)$$

$$R_{D2} = R_D - \frac{\Delta R_D}{2} \quad (8.99)$$

$$V_{D1} = V_{DD} - \frac{I}{2} \left(R_D + \frac{\Delta R_D}{2} \right)$$

$$V_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} \left(R_D - \frac{\Delta R_D}{2} \right)$$

$$V_O = V_{D2} - V_{D1} = \left(\frac{I}{2} \right) \Delta R_D \quad (8.100)$$

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$

$$g_m = \frac{I_D}{V_{OV}/2} \quad (7.41) \quad i_{D1} = i_{D2} = \frac{I}{2} \quad (8.20)$$

$$V_{OS} = V_O / A_d = \left(\frac{I}{2} \right) \Delta R_D / g_m R_D = v_{ov}/2 \cdot g_m \Delta R_D / g_m R_D$$

$$V_{OS} = \left(\frac{V_{OV}}{2} \right) \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} \right) \quad (8.101)$$

ESEMPIO NUMERICO

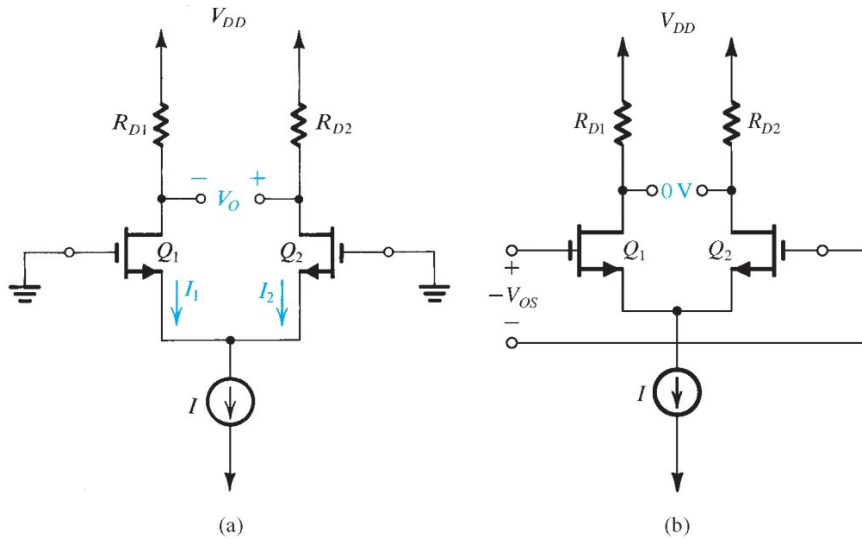


Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione dc V_O finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso V_{OS} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_O .

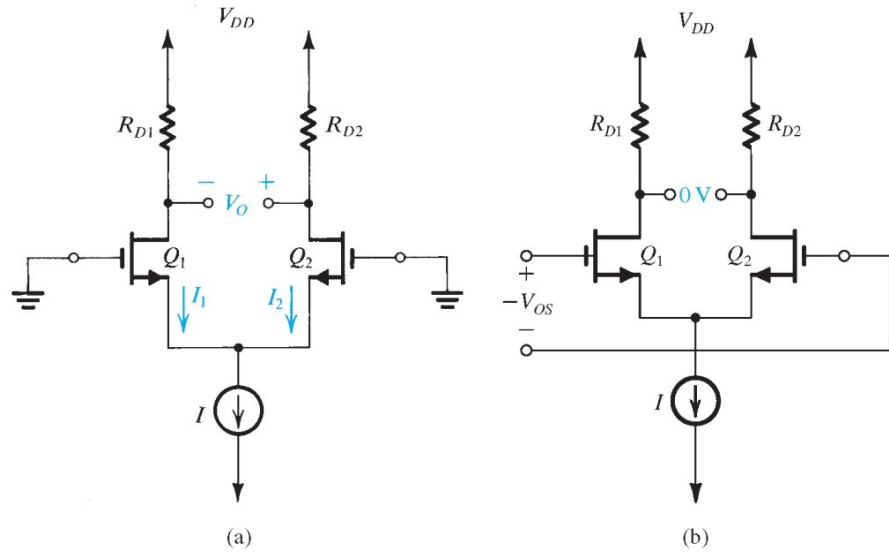
$$\frac{V_{OV}}{2} = 0.1 \text{ V}$$

$$\frac{\Delta R_D}{R_D} = 0.02$$

$$V_{OS} = \left(\frac{V_{OV}}{2} \right) \left(\frac{\Delta R_D}{R_D} \right) \quad (8.101)$$

$$|V_{OS}| = 0.1 \times 0.02 = 2 \text{ mV}$$

Consideriamo un mismatch TRA Q1 E Q2 $\left(\frac{W}{L}\right)$



$$R_{D1} = R_{D2} = R_D$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_1 = \frac{W}{L} + \frac{1}{2} \Delta\left(\frac{W}{L}\right) \quad (8.102)$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_2 = \frac{W}{L} - \frac{1}{2} \Delta\left(\frac{W}{L}\right) \quad (8.103)$$

Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione di V_O finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione uguale all'offset di tensione di ingresso V_{OS} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_O .

$$I_1 = \frac{I}{2} \left[1 + \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)} \right] \quad (8.104)$$

$$I_2 = \frac{I}{2} \left[1 - \frac{\Delta(W/L)}{2(W/L)} \right] \quad (8.105)$$

$$I_1 - I_2 = \frac{I}{2} \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)}$$

$$V_O = V_{D2} - V_{D1} = R_D \frac{I}{2} \frac{\Delta(W/L)}{(W/L)}$$

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$

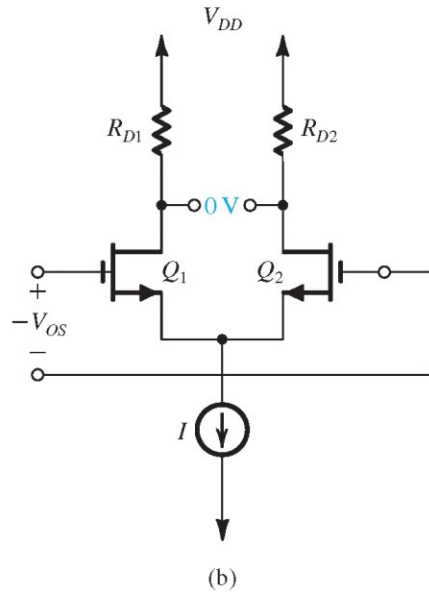
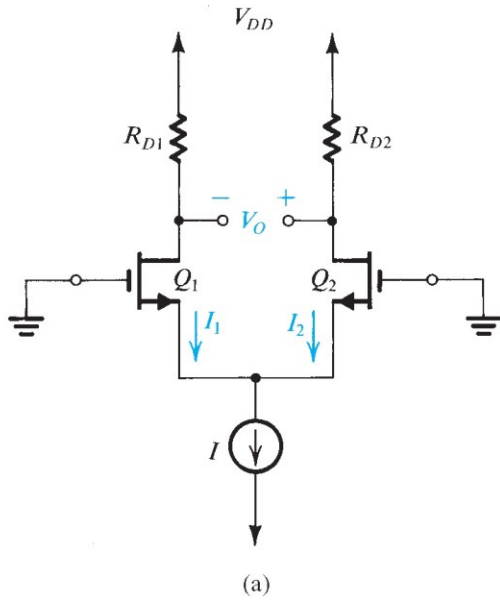
$$g_m = \frac{I_D}{V_{OV}/2} \quad (7.41) \quad i_{D1} = i_{D2} = \frac{I}{2} \quad (8.20)$$

$$V_{OS} = V_O / A_d \quad (8.97)$$

$$V_{OS} = \left(\frac{V_{OV}}{2}\right) \left(\frac{\Delta(W/L)}{(W/L)}\right) \quad (8.106)$$

Offset in DC

Consideriamo un mismatch TRA Q1 E Q2 (TENSIONI DI SOGLIA)



$$R_{D1} = R_{D2} = R_D \quad \left(\frac{W}{L}\right)_1 = \left(\frac{W}{L}\right)_2 = \left(\frac{W}{L}\right)$$

$$V_{t1} = V_t + \frac{\Delta V_t}{2} \quad (8.107)$$

$$V_{t2} = V_t - \frac{\Delta V_t}{2} \quad (8.108)$$

$$I_1 = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} \left(V_{GS} - V_t - \frac{\Delta V_t}{2} \right)^2$$

$$= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{2(V_{GS} - V_t)} \right)^2$$

Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione dc V_o finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso V_{os} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_o .

$$I_1 \simeq \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 - \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

$$I_2 \simeq \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 \left(1 + \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \right)$$

$$\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{GS} - V_t)^2 = \frac{I}{2}$$

$$\Delta I = \frac{I}{2} \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \cdot 2 = \frac{I}{2} \frac{\Delta V_t}{V_{OV}} \cdot 2$$

$$V_{OS} = V_o / A_d \quad (8.97)$$

$$V_{OS} = \Delta V_t \quad (8.109)$$

Offset in DC - TOTALE

Mismatch complessivo (Q1, Q2, R_D)

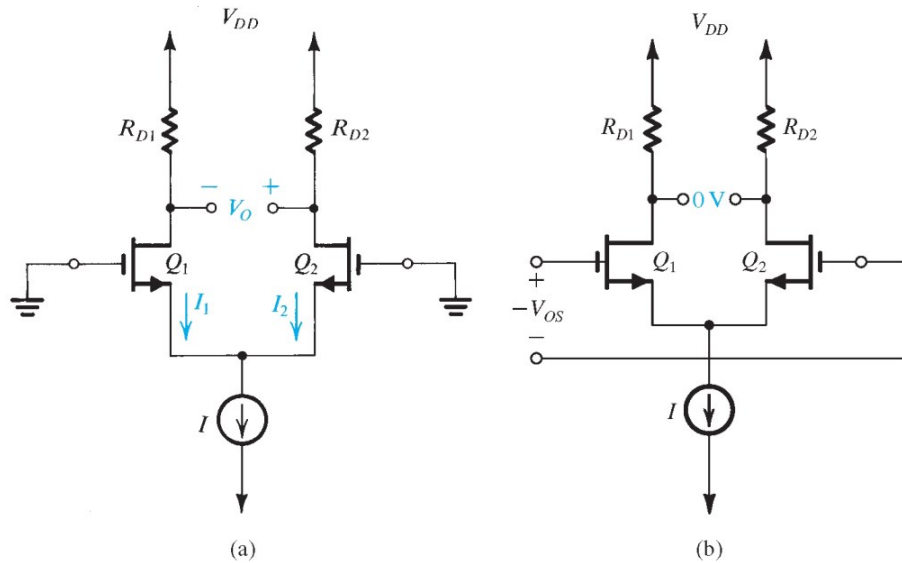


Figura 8.28 (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione dc V_o finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso V_{os} , ma con polarità opposta, riduce a zero V_o .

Considerando che le tre cause analizzate sono NON correlate

$$V_{OS} = \sqrt{\left(\frac{V_{OV}}{2} \frac{\Delta R_D}{R_D}\right)^2 + \left(\frac{V_{OV}}{2} \frac{\Delta(W/L)}{W/L}\right)^2 + (\Delta V_t)^2} \quad (8.110)$$

TECNOLOGIA BJT

NON Consideriamo un mismatch TRA Q1 E Q2

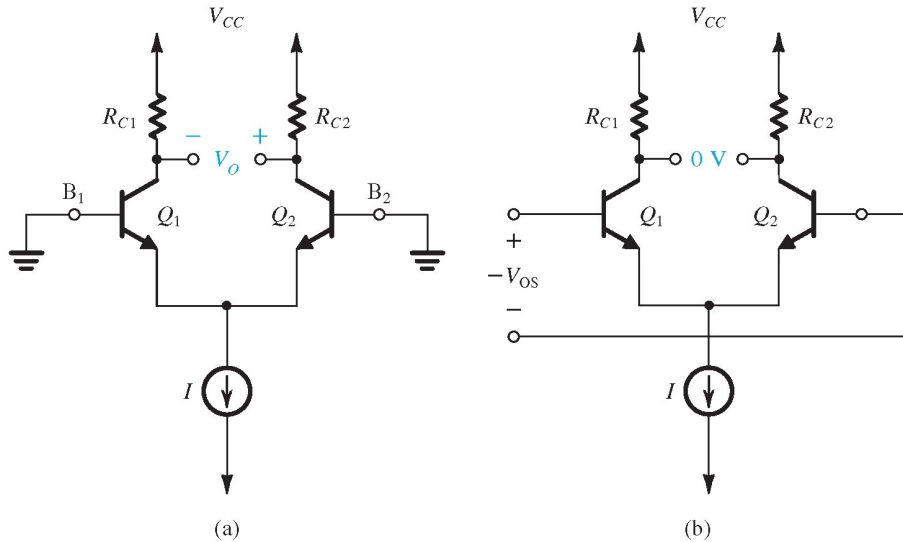


Figura 8.29 (a) La coppia differenziale BJT con entrambi gli ingressi a massa. I mismatch nei dispositivi provocano una V_o dc di uscita finita. (b) L'applicazione di una tensione di offset di ingresso $V_{os} \equiv V_o/A_d$ di polarità opposta, ai terminali d'ingresso riduce V_o a zero.

$$V_O = V_{C2} - V_{C1} = \alpha \left(\frac{I}{2} \right) (\Delta R_C) \quad V_{OS} = V_O/A_d \quad (8.97)$$

$$g_m = \frac{\alpha I/2}{V_T}$$

ESEMPIO NUMERICO

$$V_T = 25 \text{ mV} \quad \frac{\Delta R_C}{R_C} = 0.02 \quad |V_{OS}| = 25 \times 0.02 = 0.5 \text{ mV}$$

Piu' piccola di quella dovuta alla stessa variazione con una configurazione MOS

$$R_{C1} = R_C + \frac{\Delta R_C}{2} \quad (8.111)$$

$$R_{C2} = R_C - \frac{\Delta R_C}{2} \quad (8.112)$$

$$V_{C1} = V_{CC} - \left(\frac{\alpha I}{2} \right) \left(R_C + \frac{\Delta R_C}{2} \right)$$

$$V_{C2} = V_{CC} - \left(\frac{\alpha I}{2} \right) \left(R_C - \frac{\Delta R_C}{2} \right)$$

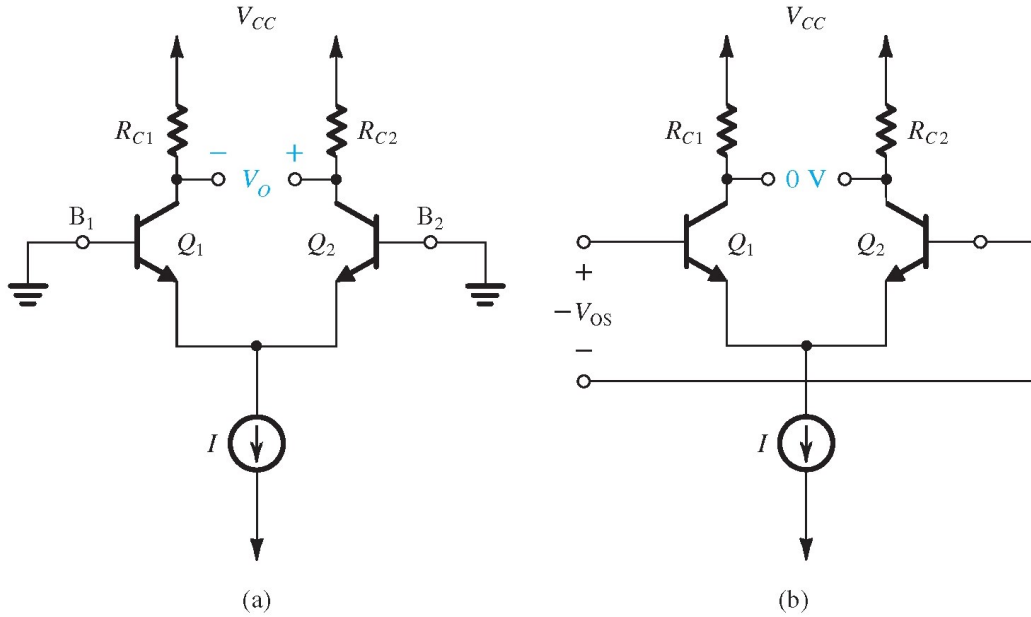
$$V_{OS} = \frac{\alpha (I/2) (\Delta R_C)}{A_d} \quad (8.113)$$

$$|V_{OS}| = V_T \left(\frac{\Delta R_C}{R_C} \right) \quad (8.114)$$

Il peso è V_T in luogo al $V_{OV}/2$ (MOS)

TECNOLOGIA BJT

Differenza tra Q1 e Q2 in termini di area di giunzione B-E



$$R_{c1} = R_{c2} = R_c$$

$$I_{S1} = I_S + \frac{\Delta I_S}{2} \quad (8.115)$$

$$I_{S2} = I_S - \frac{\Delta I_S}{2} \quad (8.116)$$

$$I_{E1} = \frac{I}{2} \left(1 + \frac{\Delta I_S}{2I_S} \right) \quad (8.117)$$

$$I_{E2} = \frac{I}{2} \left(1 - \frac{\Delta I_S}{2I_S} \right) \quad (8.118)$$

Figura 8.29 (a) La coppia differenziale BJT con entrambi gli ingressi a massa. I mismatch nei dispositivi provocano una V_o dc di uscita finita. (b) L'applicazione di una tensione di offset di ingresso $V_{os} \equiv V_o/A_d$ di polarità opposta, ai terminali d'ingresso riduce V_o a zero.

$$V_o = \alpha \left(\frac{I}{2} \right) \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right) R_C \quad V_{OS} = V_o/A_d \quad (8.97)$$

$$|V_{OS}| = V_T \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \quad (8.119)$$

Considerando che le due cause analizzate sono NON correlate

$$V_{OS} = \sqrt{\left(V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right)^2 + \left(V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \quad (8.120)$$

$$= V_T \sqrt{\left(\frac{\Delta R_C}{R_C} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2}$$

Offset in DC - TOTALE

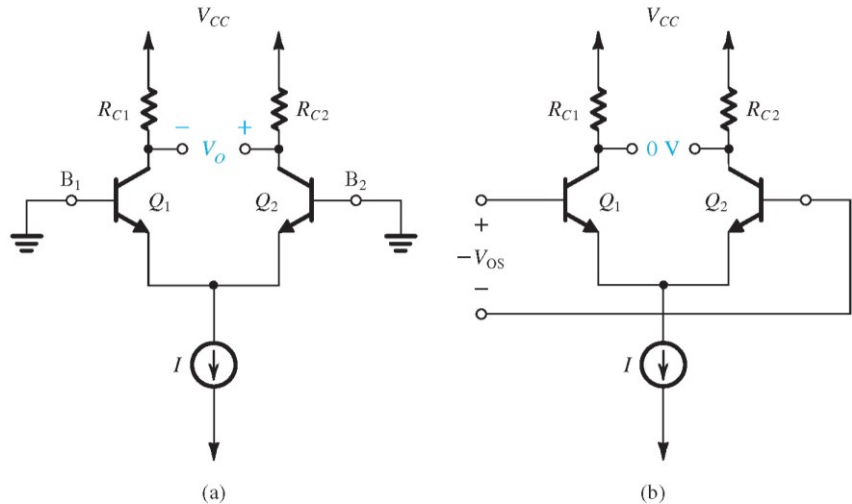


Figura 8.29 (a) La coppia differenziale BJT con entrambi gli ingressi a massa. I mismatch nei dispositivi provocano una V_o dc di uscita finita. (b) L'applicazione di una tensione di offset di ingresso $V_{os} \equiv V_o/A_v$ di polarità opposta, ai terminali d'ingresso riduce V_o a zero.

Correnti di polarizzazione di ingresso e relativo offset

$$I_{B1} = I_{B2} = \frac{I/2}{\beta + 1} \quad (8.121) \quad \text{ideale}$$

$$\beta_1 \neq \beta_2 \quad \beta_1 = \beta + (\Delta\beta/2) \quad \beta_2 = \beta - (\Delta\beta/2)$$

$$\beta_1 - \beta_2 = (\Delta\beta)$$

$$I_{B1} = \frac{I}{2} \frac{1}{\beta + 1 + \Delta\beta/2} \simeq \frac{I}{2} \frac{1}{\beta + 1} \left(1 - \frac{\Delta\beta}{2\beta} \right) \quad (8.123)$$

$$I_{OS} = |I_{B1} - I_{B2}| \quad (8.122)$$

$$I_{B2} = \frac{I}{2} \frac{1}{\beta + 1 - \Delta\beta/2} \simeq \frac{I}{2} \frac{1}{\beta + 1} \left(1 + \frac{\Delta\beta}{2\beta} \right) \quad (8.124)$$

$$I_{OS} = \frac{I}{2(\beta + 1)} \left(\frac{\Delta\beta}{\beta} \right) \quad (8.125)$$

$$I_B \equiv \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{2(\beta + 1)} \quad (8.126)$$

$$I_{OS} = I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta} \right) \quad (8.127)$$

ESERCIZIO

ESERCIZIO

8.16 Con riferimento ad un amplificatore differenziale a BJT che utilizzi transistori aventi $\beta = 100$ con un mismatch al più del 10% e con aree aventi un mismatch al più del 10%, insieme a resistenze di collettore che abbiano un mismatch al più del 2%, si trovino V_{OS} , I_B e I_{OS} . La corrente di polarizzazione dc I è $100 \mu\text{A}$.

Ris. 2.55 mV ; $0.5 \mu\text{A}$; 50 nA

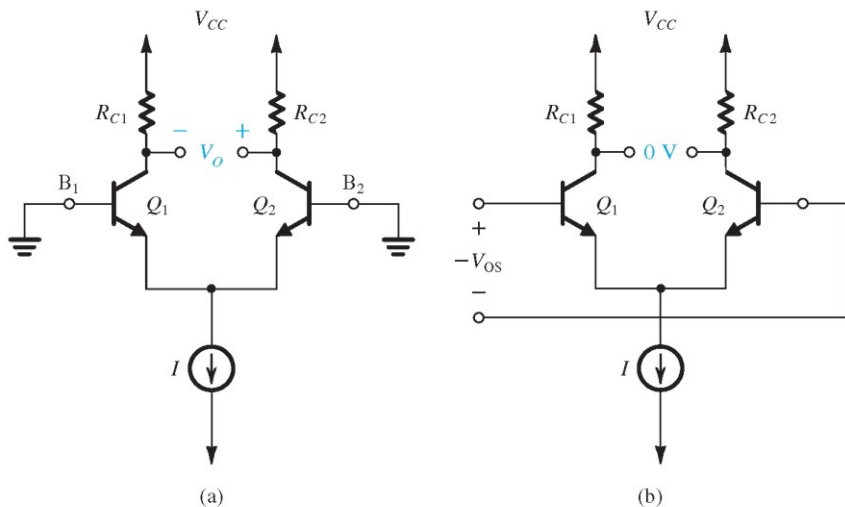


Figura 8.29 (a) La coppia differenziale BJT con entrambi gli ingressi a massa. I mismatch nei dispositivi provocano una V_o dc di uscita finita. (b) L'applicazione di una tensione di offset di ingresso $V_{os} \equiv V_o / A_v$ di polarità opposta, ai terminali d'ingresso riduce V_o a zero.

$$I_B \equiv \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = \frac{I}{2(\beta + 1)} \quad (8.126)$$

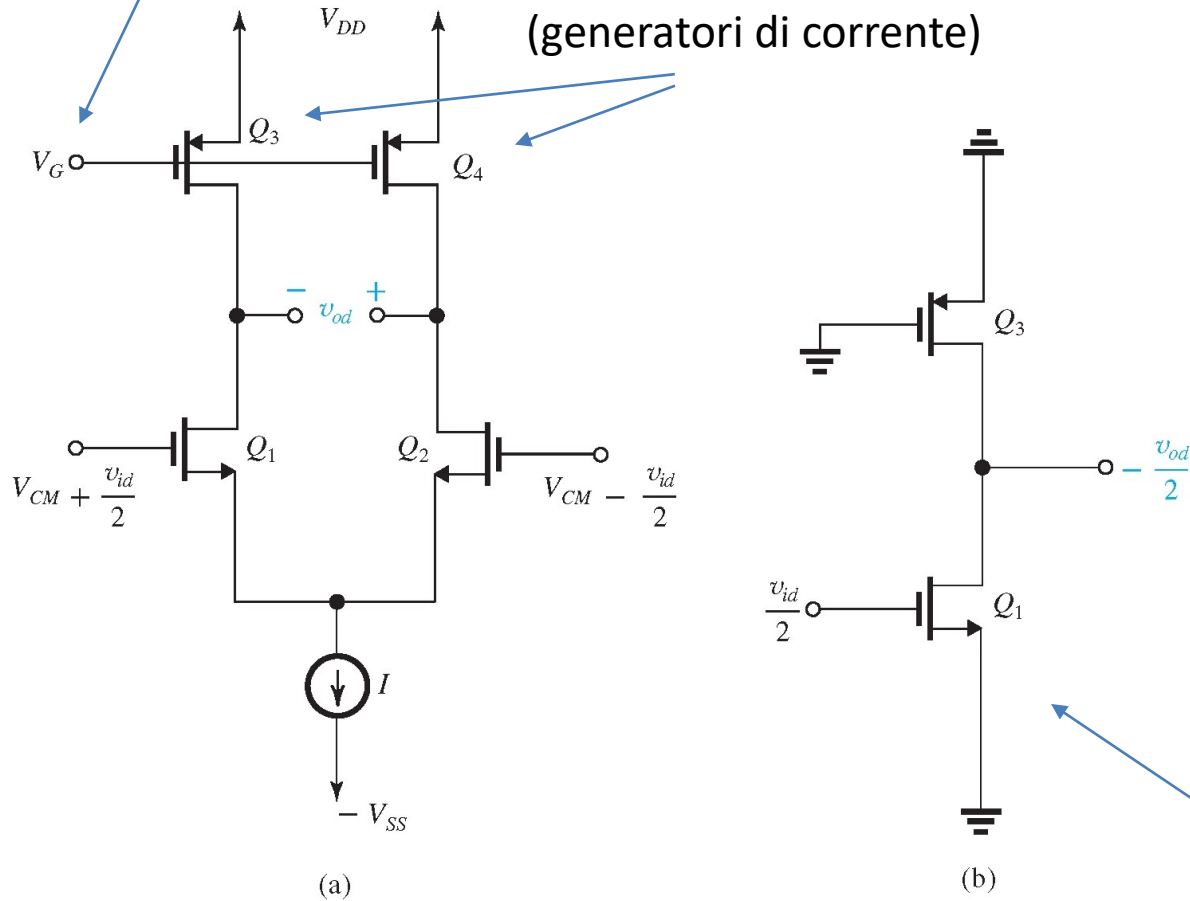
$$I_{OS} = I_B \left(\frac{\Delta\beta}{\beta} \right) \quad (8.127)$$

$$\begin{aligned} V_{OS} &= \sqrt{\left(V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right)^2 + \left(V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \\ &= V_T \sqrt{\left(\frac{\Delta R_C}{R_C} \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \quad (8.120) \end{aligned}$$

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Tecnologia MOS

V_G polarizza Q_3 e Q_4 in modo che entrambi conducano una corrente $I/2$



Caso di carico passivo R_D

$$A_d = g_m(R_D \parallel r_o) \quad (8.36)$$

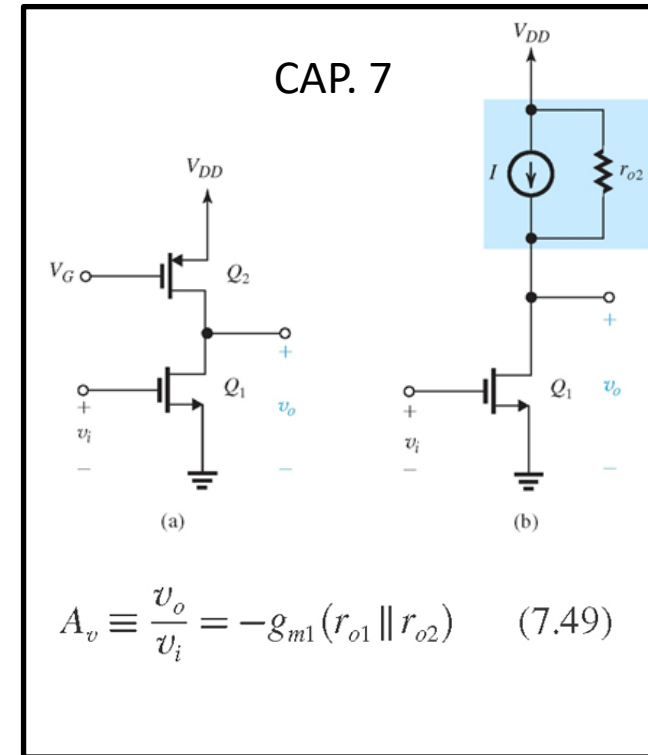


Figura 8.12 (a) Amplificatore differenziale con generatori di corrente come carichi, formati da Q_3 e Q_4 .
 (b) Semi-circuito di modo differenziale dell'amplificatore in (a).

$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_{m1}(r_{o1} \parallel r_{o3})$$

Amplificatore differenziale cascode

Tecnologia MOS

(Configurazione per aumentare il guadagno)

Ricordiamo prima l'amplificatore cascode

Q1 connesso in configurazione source comune (amplificatore)

Q2 connesso in configurazione gate comune (buffer di corrente) - si chiama anche "transistore cascode"

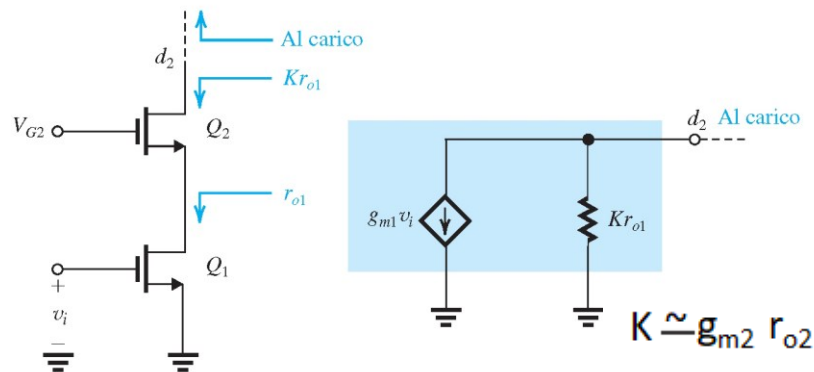


Figura 7.29 La funzione di buffer di corrente, illustrata in Fig. 7.17(b), è implementata mediante un transistore, Q_2 , in configurazione CG. V_{G2} è la tensione di polarizzazione dc. Il circuito equivalente di uscita indica che il transistore CG lascia passare la corrente $g_{m1} v_i$ ed incrementa la resistenza di uscita di un fattore K . Il transistore Q_2 è detto transistore cascode.

$$A_{vo} \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} R_o \quad (7.71)$$

$$R_o \simeq (g_{m2} r_{o2}) r_{o1} \quad (7.72)$$

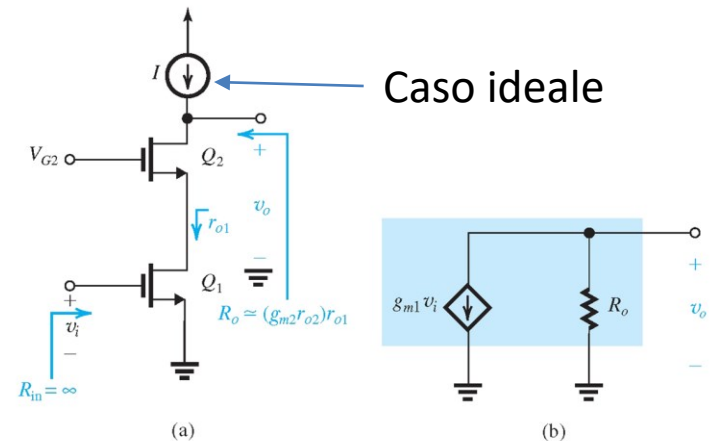


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

$$A_{vo} = -(g_{m1} r_{o1})(g_{m2} r_{o2}) \quad (7.73)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} A_{vo} = -(g_m r_o)^2 = -A_0^2 \quad (7.74) \\ \text{Se } Q_1=Q_2 \text{ il guadagno passa da } -A_0 \text{ ad } -A_0^2 \end{array} \right.$$

Amplificatore differenziale cascode Tecnologia MOS

Ricordiamo l'amplificatore cascode

Q3 implementa il generatore di corrente I

Q2 connesso in configurazione gate comune (buffer di corrente) - si chiama anche "transistore cascode"

Q1 connesso in configurazione source comune (amplificatore)

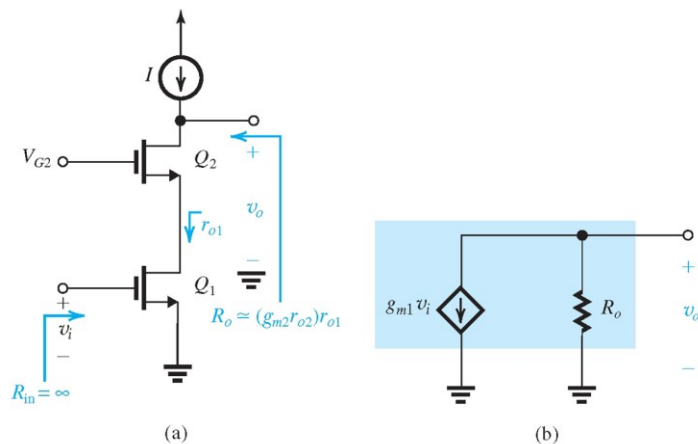


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

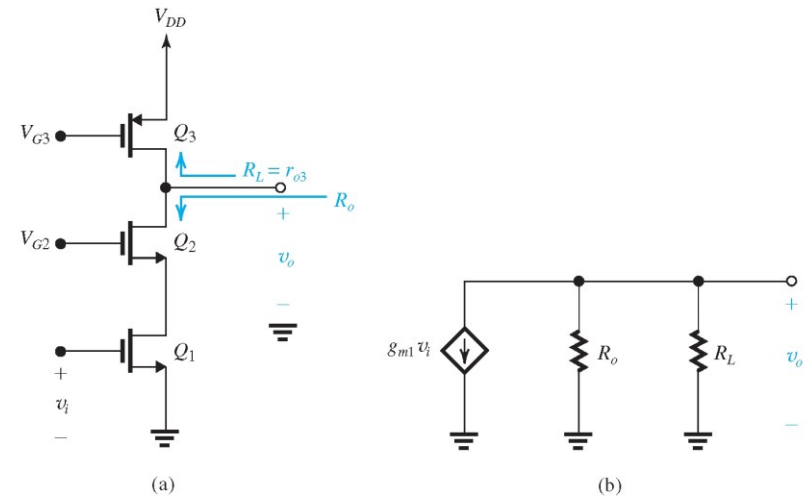


Figura 7.31 (a) Un amplificatore cascode MOS caricato con un generatore di corrente semplice PMOS Q_3 . (b) Circuito equivalente all'uscita dell'amplificatore.

$$\begin{aligned} A_v &= -g_{m1} (R_o \parallel R_L) \\ &= -g_{m1} (g_{m2} r_{o2} r_{o1} \parallel r_{o3}) \end{aligned} \quad (7.75)$$

(Il guadagno torna ad essere circa $-A_0$) $A_v \simeq -g_{m1} r_{o3} \quad (7.76) \quad (R_o \gg R_L)$

Amplificatore differenziale cascode Tecnologia MOS

Ricordiamo l'amplificatore cascode

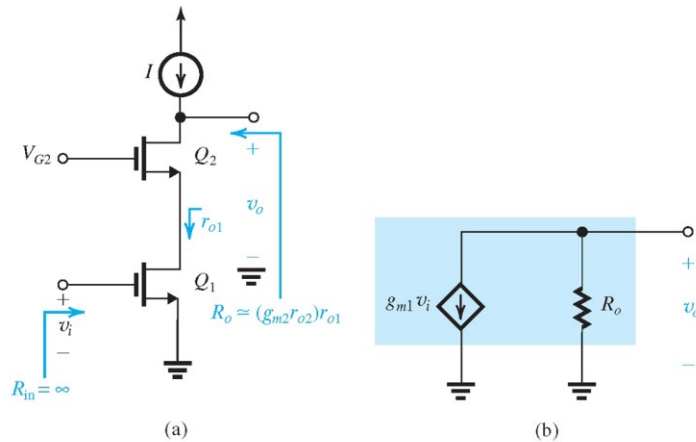


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

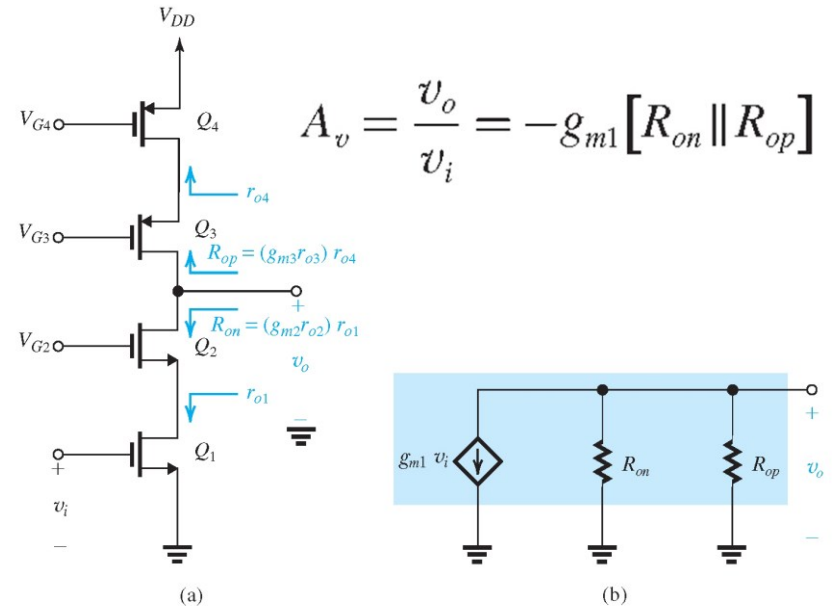


Figura 7.33 Un amplificatore cascode con generatore di corrente cascode di carico.

Uso di un generatore di corrente cascode

Dobbiamo aumentare la R_L per aumentare il guadagno ed avvicinarci a $-A_0^2$

$$A_v = -g_{m1} \{ [(g_{m2} r_{o2}) r_{o1}] \parallel [(g_{m3} r_{o3}) r_{o4}] \} \quad (7.78)$$

$$\text{(Transistor uguali)} \quad A_v = -\frac{1}{2} (g_m r_o)^2 = -\frac{1}{2} A_0^2 \quad (7.79)$$

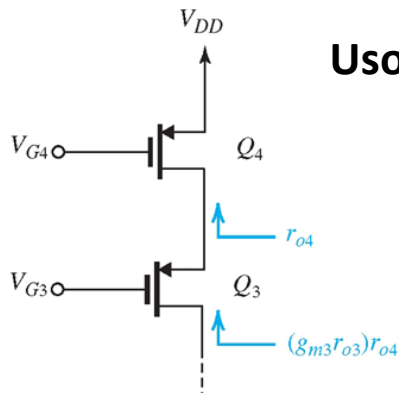


Figura 7.32 Impiego di un transistor cascode Q_3 per aumentare la resistenza di uscita del generatore di corrente Q_4 .

Amplificatore differenziale cascode Tecnologia MOS

Uso dell'amplificatore cascode e di un generatore di corrente cascode

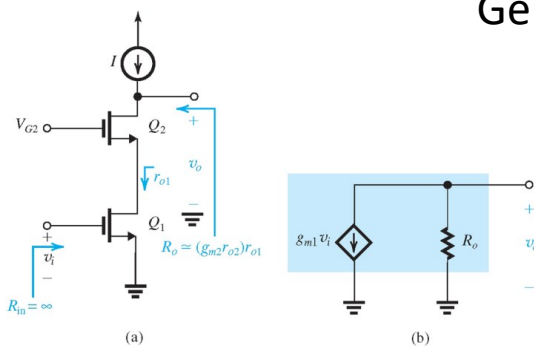


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

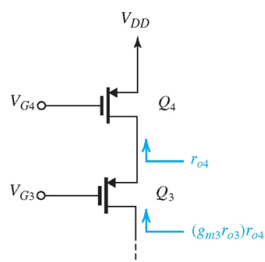
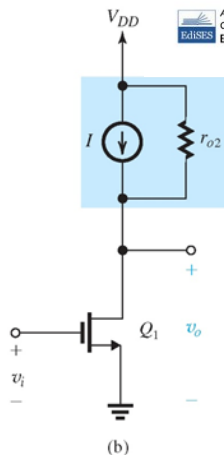
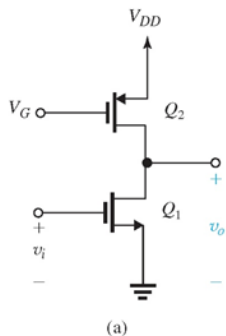


Figura 7.32 Impiego di un transistor cascode Q_3 per aumentare la resistenza di uscita del generatore di corrente Q_4 .

$$A_v = -\frac{1}{2} g_m r_o \quad (7.50)$$



Generatori di corrente

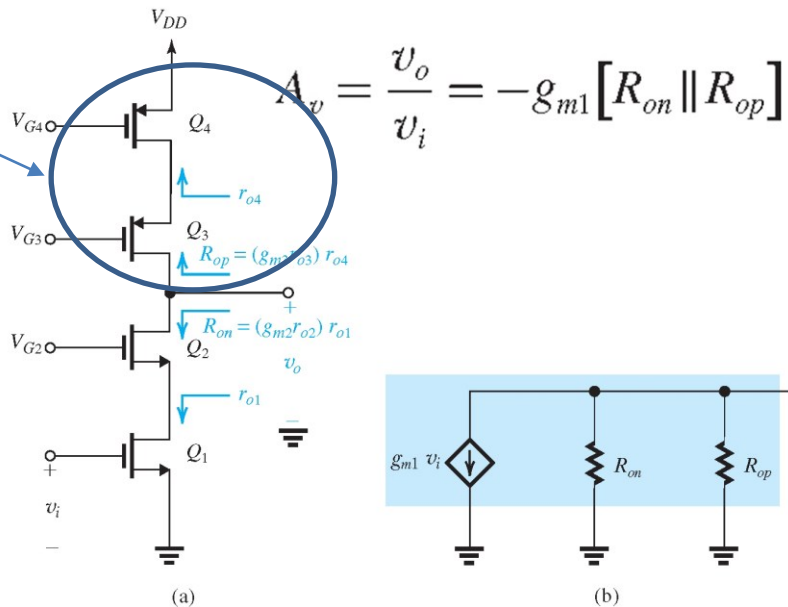
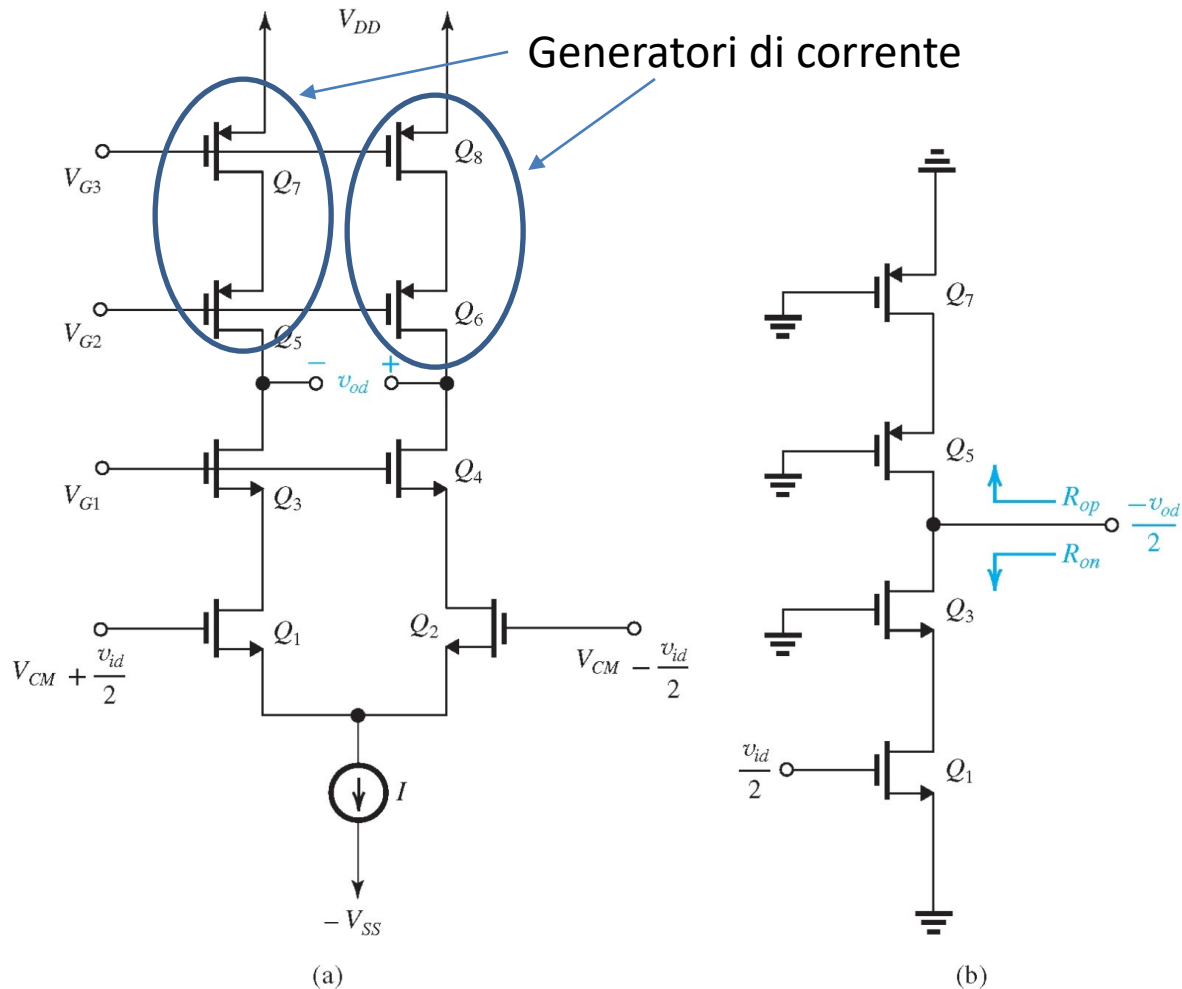


Figura 7.33 Un amplificatore cascode con generatore di corrente cascode di carico.

$$A_v = -\frac{1}{2} (g_m r_o)^2 = -\frac{1}{2} A_0^2 \quad (7.79)$$

(Transistor uguali)

Amplificatore differenziale cascode Tecnologia MOS



$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_{m1} (R_{on} \parallel R_{op}) \quad (8.38)$$

$$R_{on} = (g_{m3} r_{o3}) r_{o1} \quad (8.39)$$

$$R_{op} = (g_{m5} r_{o5}) r_{o7} \quad (8.40)$$

Figura 8.13 (a) Amplificatore differenziale cascode; (b) il corrispondente semi-circuito di modo differenziale.

Confronto tra un Amplificatore differenziale con carico attivo e lo stesso in configurazione cascode

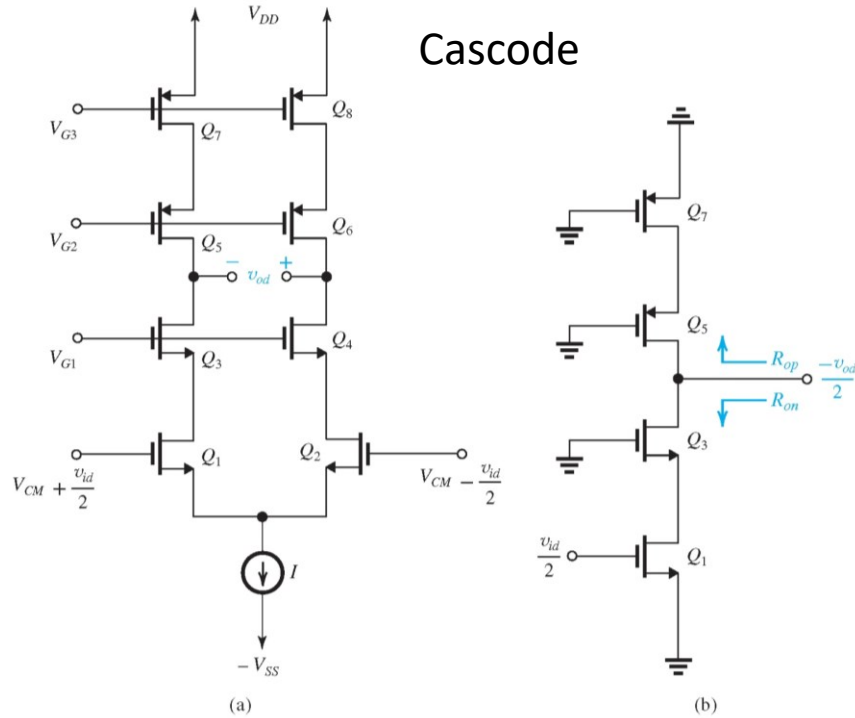


Figura 8.13 (a) Amplificatore differenziale cascode; (b) il corrispondente semi-circuito di modo differenziale.

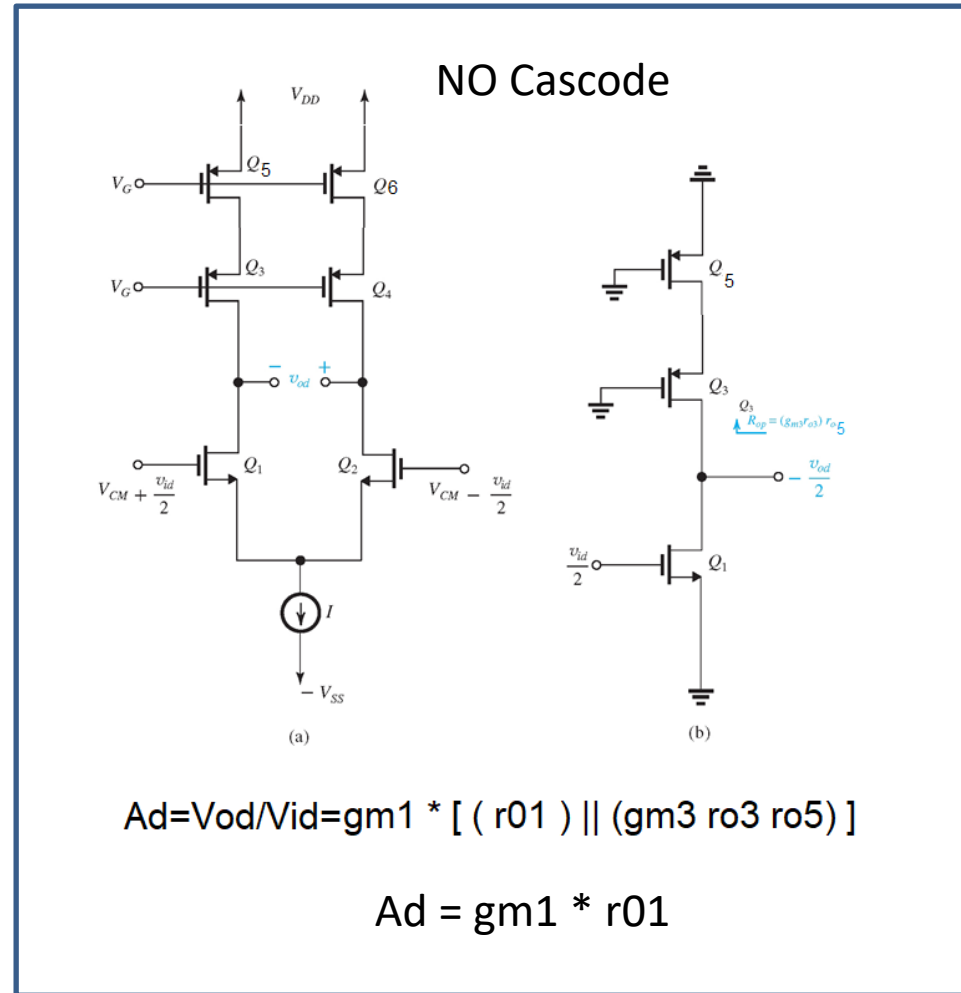
$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_{m1} (R_{on} \parallel R_{op}) \quad (8.38)$$

$$R_{on} = (g_{m3} r_{o3}) r_{o1} \quad (8.39)$$

$$R_{op} = (g_{m5} r_{o5}) r_{o7} \quad (8.40)$$

considerando i transistori circa uguali

$$A_d = g_{m1} * [(g_{m3} r_{o3} r_{o1}) / 2] = g_{m1} * r_{o1} * g_{m3} r_{o3} * (1/2) = (g_{m1} * r_{o1})^2 * 1/2$$



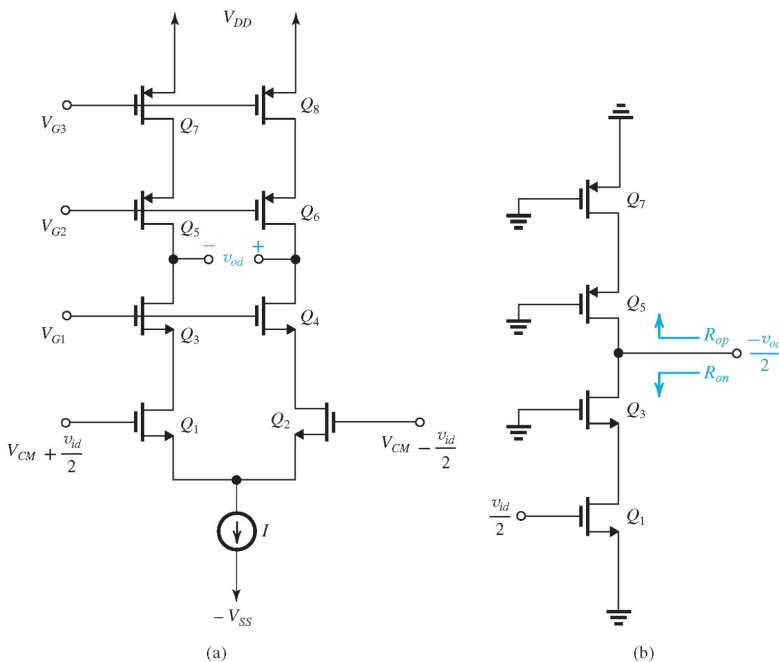
$$A_d = v_{od}/v_{id} = g_{m1} * [(r_{o1}) \parallel (g_{m3} r_{o3} r_{o5})]$$

$$A_d = g_{m1} * r_{o1}$$

ESERCIZIO

8.6 L'amplificatore differenziale cascode di Fig. 8.13(a) è fabbricato in una tecnologia 0.18 μm CMOS per la quale $\mu_n C_{ox} = 4\mu_p C_{ox} = 400 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $|V_t| = 0.5 \text{ V}$, e $|V'_A| = 10 \text{ V}/\mu\text{m}$. Se la corrente di polarizzazione $I = 200 \mu\text{A}$, tutti i transistori hanno una lunghezza di canale doppia della minima ed operano a $|V_{OV}| = 0.2 \text{ V}$, si trovi W/L per ciascun transistore, da Q_1 a Q_8 , e si valuti il guadagno di tensione di modo differenziale A_d

Ris. $(W/L)_{1,2,3,4} = 12.5$; $(W/L)_{5,6,7,8} = 50$; $A_d = 648 \text{ V/V}$



$$I_D = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L} \right) V_{OV}^2 \quad K_n' = \mu_n C_{ox} \quad I_{D(n)} = I_{D(p)} = I/2$$

$$K_n' = \mu_n C_{ox} = 4 K_p' = 4 \mu_p C_{ox} \quad (W/L)_n = 1/4 (W/L)_p$$

$$(W/L)_n = (I/2) * 2 / (V_{ov}^2 K_n') = 200/16 = 12.5$$

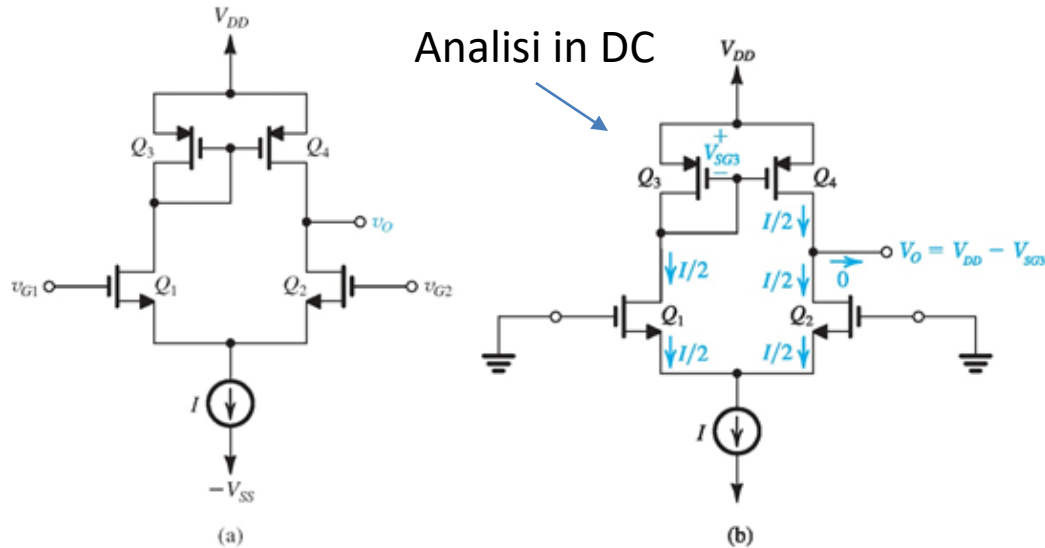
$$V_A = V'_A L = 10 * (2 * 0.18) = 3.6 \text{ V} \quad r_0 = V_A / I_D = 0.036 \Omega$$

$$g_m = I_D / (V_{ov}/2) = 2 I_D / (V_{ov}) = 10^3 \Omega^{-1}$$

$$A_d = 1/2 (g_m^2 r_o^2) = 648$$

Figura 8.13 (a) Amplificatore differenziale cascode; (b) il corrispondente semi-circuito di modo differenziale.

Amplificatore differenziale con carichi attivi Tecnologia MOS



Per grandezze dc ed ingressi di modo comune, lo specchio di corrente usato come carico attivo produce una corrente di uscite nel drain di Q_4 che annulla quella di Q_2 .

Per segnali di ingresso di modo differenziale, invece, la corrente dello specchio si somma a quella di Q_2

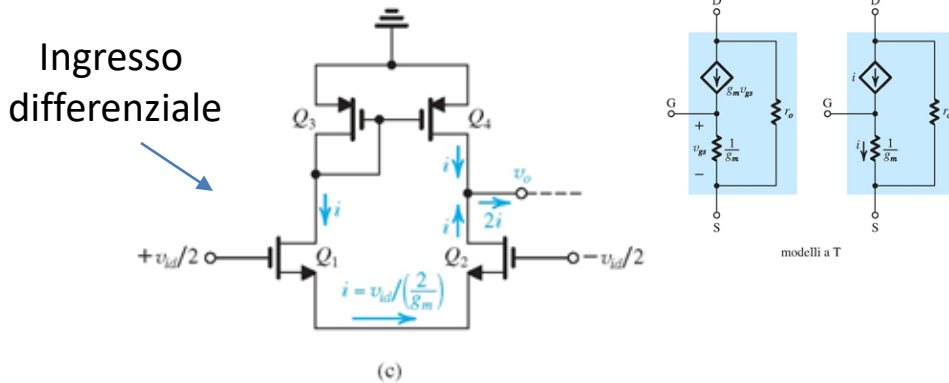
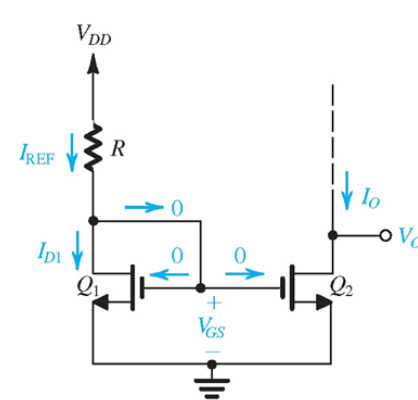


Figura 8.32 (a) La coppia differenziale MOS con carico attivo. (b) Il circuito all'equilibrio, assumendo un matching perfetto. (c) Il circuito con l'applicazione di un segnale di modo differenziale in ingresso, trascurando le r_o di tutti i transistori.

H_p : transistori uguali ($Q_1=Q_2$ e $Q_3=Q_4$)
trascuriamo r_o

Ricordiamo lo specchio di corrente



$$I_{D1} = I_{REF} = \frac{V_{DD} - V_{GS}}{R}$$

$$I_{D1} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L} \right)_1 (V_{GS} - V_{tn})^2$$

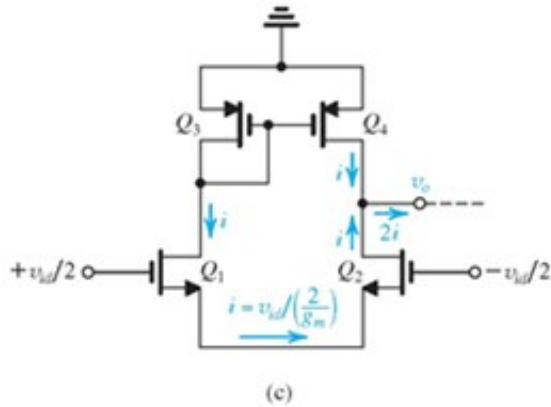
$$I_O = I_{D2} = \frac{1}{2} k'_n \left(\frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{tn})^2$$

$$\frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1}$$

Figura 7.1 Circuito di un semplice generatore di corrente costante MOS. Per un corretto funzionamento, il terminale di uscita, cioè il drain di Q_2 , deve essere connesso ad un circuito che permetta a Q_2 di funzionare in saturazione.

Amplificatore differenziale con carichi attivi Tecnologia MOS

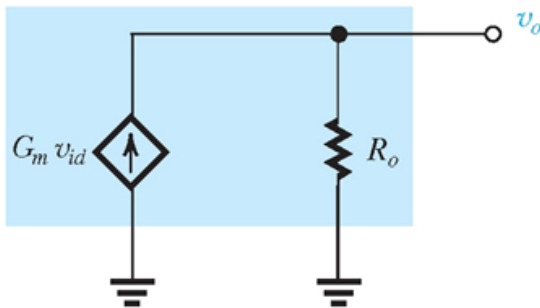
VALORE FINITO DELLA r_o



Il circuito non è più simmetrico:

Il drain di Q1 vede la piccola resistenza di Q3 connesso a diodo ($r_{o3}=1/g_{m3}$), mentre il drain di Q2 vede la grande resistenza di uscita di Q4 (r_{o4})

Si può dimostrare che:



$$G_m = g_{m1,2} \quad (8.128)$$

$$R_o = r_{o2} \parallel r_{o4} \quad (8.129)$$

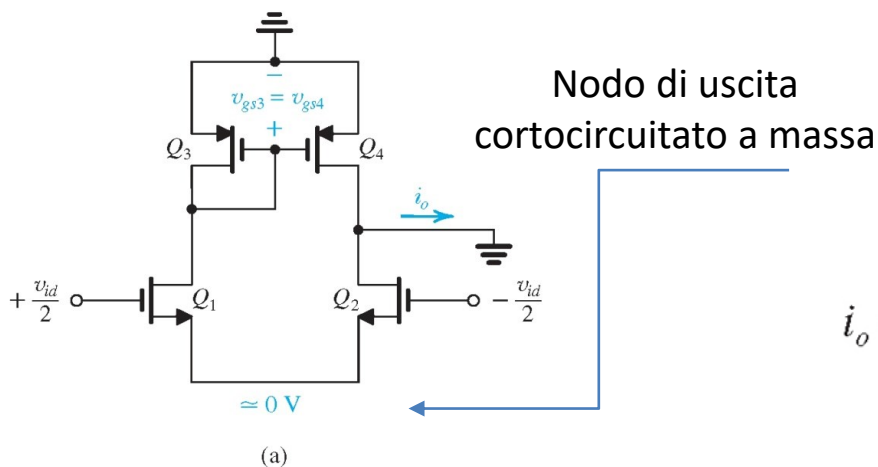
$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_{m1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.130)$$

Figura 8.33 Circuito equivalente della parte di uscita dell'amplificatore di Fig. 8.32(a) per segnali di ingresso di modo differenziale.

$$(r_{o2}=r_{o4} \quad g_{m1,2} = g_m) \quad A_d = \frac{1}{2} g_m r_o = \frac{1}{2} A_0 \quad (8.131)$$

DIMOSTRIAMO il valore di G_m

VALORE FINITO DELLA r_o



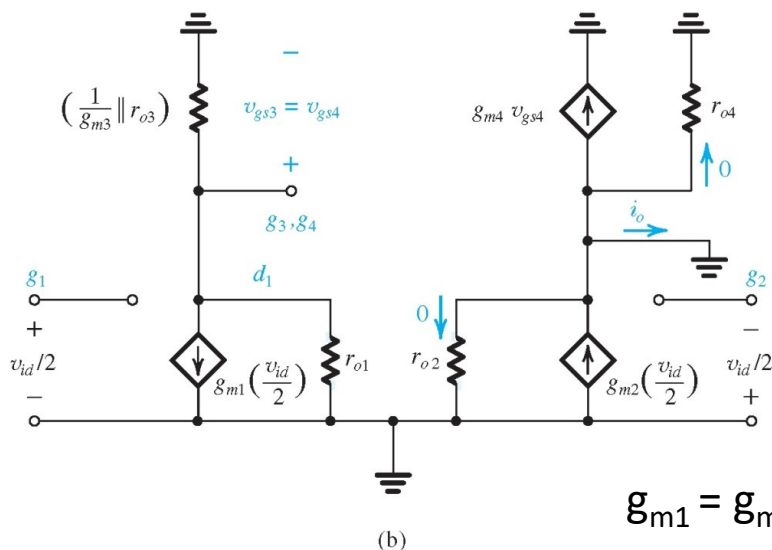
$$G_m \equiv \frac{i_o}{v_{id}}$$

$$i_o = g_{m2} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) - g_{m4} v_{gs4} \quad (8.132)$$

$$v_{gs4} = v_{gs3} \quad (8.133)$$

$$v_{gs3} = -g_{m1} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \left(\frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \parallel r_{o1} \right)$$

$$r_{o3} \gg 1/g_{m3} \quad v_{gs3} \simeq -\frac{g_{m1}}{g_{m3}} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) \quad (8.134)$$



$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \text{ e } g_{m4} = g_{m3} \quad i_o = g_{m2} \left(\frac{v_{id}}{2} \right) + g_{m4} \frac{g_{m1}}{g_{m3}} \left(\frac{v_{id}}{2} \right)$$

$$i_o = g_m v_{id} \quad \longrightarrow \quad G_m = g_m$$

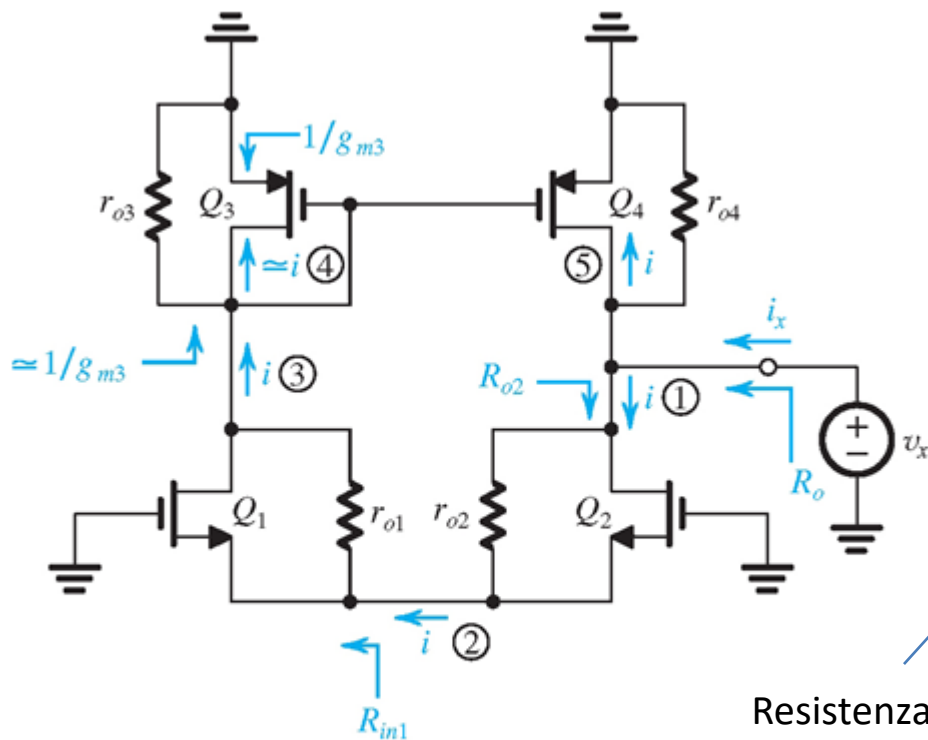
Figura 8.34 Determinazione della transconduttanza di cortocircuito $G_m \equiv i_o / v_{id}$

DIMOSTRIAMO il valore di R_o

VALORE FINITO DELLA r_o

$$R_o \equiv \frac{v_x}{i_x}$$

$$i = v_x / R_{o2}$$



$$R_{in1} = \frac{r_{o1} + R_L}{g_{m1} r_{o1}}$$

Resistenza di ingresso
di un CG
(Dove R_L è $1/g_{m3}$)

$$= \frac{1}{g_{m1}} + \frac{1/g_{m3}}{g_{m1} r_{o1}} \approx \frac{1}{g_{m1}}$$

$$R_{o2} = R_{in1} + r_{o2} + g_{m2} r_{o2} R_{in1}$$

$$= \frac{1}{g_{m1}} + r_{o2} + \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}} \right) r_{o2}$$

Resistenza di uscita
di un CG con una resistenza sul S
Pari a R_{in1}

Figura 8.35 Circuito per la valutazione di R_o .

I numeri cerchiati indicano l'ordine dei passi di analisi.

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \text{ e } g_{m2} r_{o2} \gg 1$$

$$R_{o2} \simeq 2r_{o2}$$

DIMOSTRIAMO il valore di R_o

VALORE FINITO DELLA r_o

$$R_o \equiv \frac{v_x}{i_x}$$

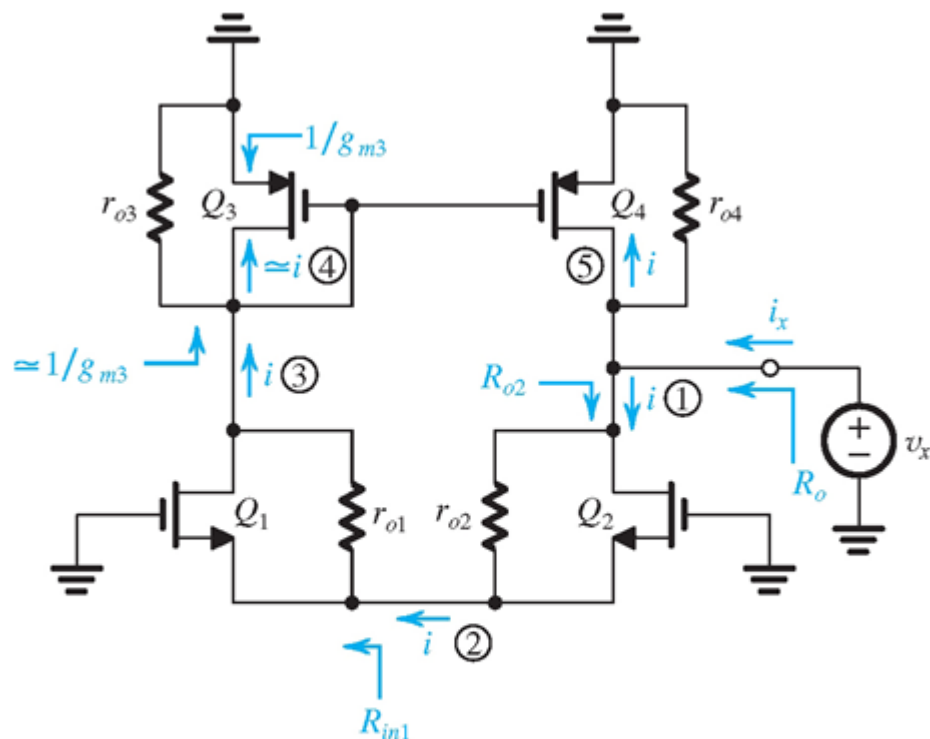


Figura 8.35 Circuito per la valutazione di R_o .

I numeri cerchiati indicano l'ordine dei passi di analisi.

$$i_x = i + i + \frac{v_x}{r_{o4}}$$

$$= 2i + \frac{v_x}{r_{o4}} = 2 \frac{v_x}{R_{o2}} + \frac{v_x}{r_{o4}}$$

$$i_x = 2 \frac{v_x}{2r_{o2}} + \frac{v_x}{r_{o4}}$$

$$R_o \equiv \frac{v_x}{i_x} = r_{o2} \parallel r_{o4} \quad (8.136)$$

Amplificatore differenziale con carichi attivi Tecnologia BJT

β infinito

$$\left\{ \begin{array}{l} G_m = g_{m1,2} \quad (8.137) \\ R_o = r_{o2} \parallel r_{o4} \quad (8.138) \end{array} \right.$$

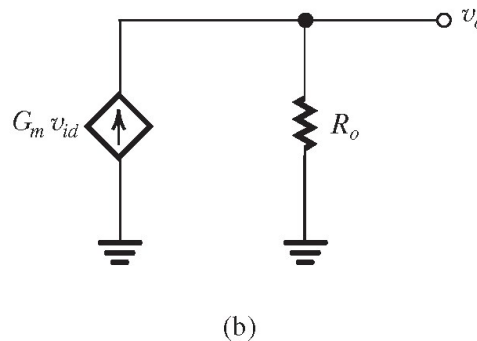
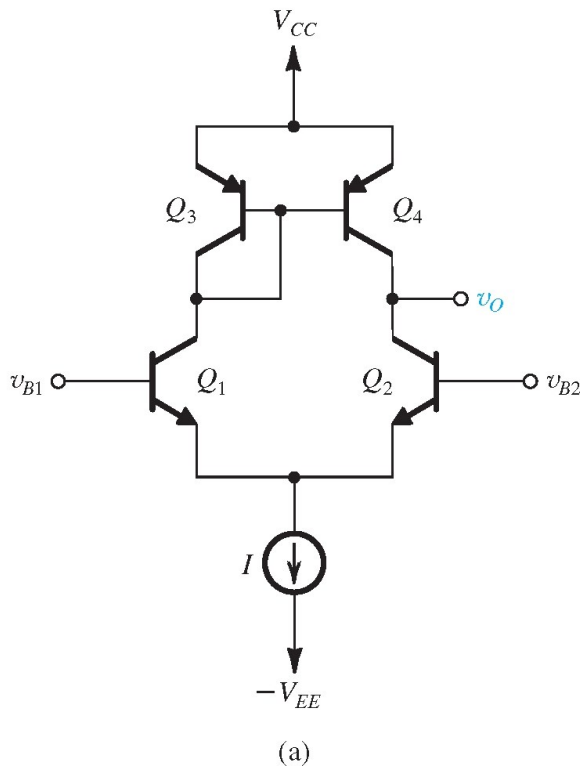
$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_m (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.139)$$

$$A_d = \frac{1}{2} g_m r_o \quad (8.140)$$

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m = I_C / V_T = (I/2) / V_T \quad \text{e} \quad r_{o2} = r_{o4} = r_o = V_A / I_C = V_A / (I/2)$$

$$g_m r_o = (I_C / V_T) * (V_A / I_C) = V_A / V_T$$

Guadagno Intrinsecamente più grande del MOS ci circa un ordine di grandezza, ma di contro abbiamo una più bassa resistenza di ingresso (non più infinita come nel MOS)



$$R_{id} = 2r_{\pi} \quad (8.141)$$

Figura 8.36 (a) Coppia differenziale a transistori bipolari con carico attivo. (b) Circuito equivalente per piccolo segnale della sezione di uscita dell'amplificatore quando è applicato un segnale di ingresso differenziale $v_{id} \equiv v_{B1} - v_{B2}$.

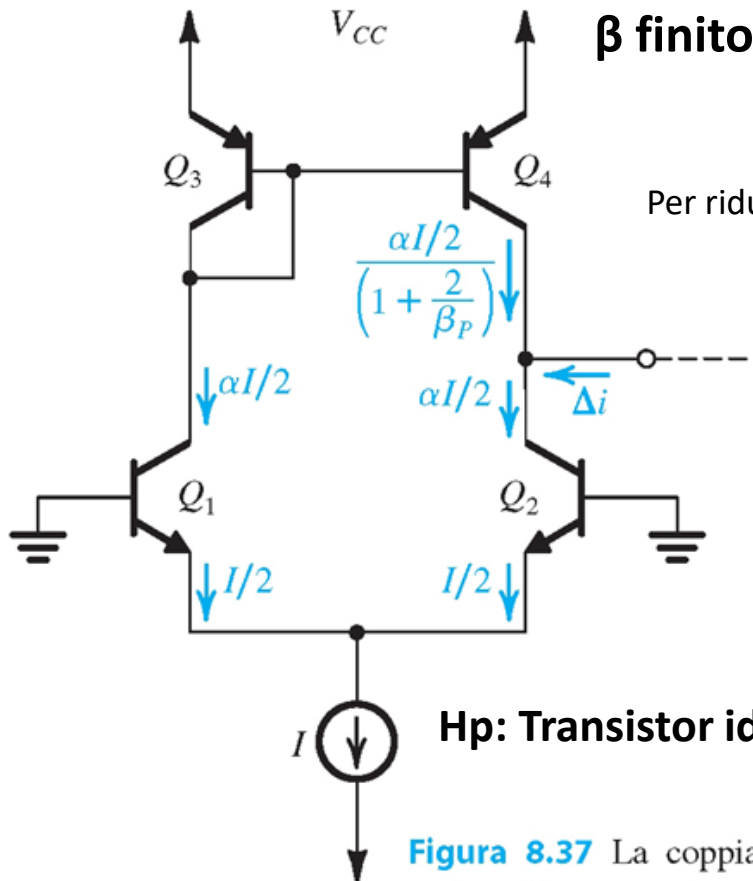
Amplificatore differenziale con carichi attivi

Tecnologia BJT – offset di tensione sistematico in ingresso

(Non presente nella versione MOS)

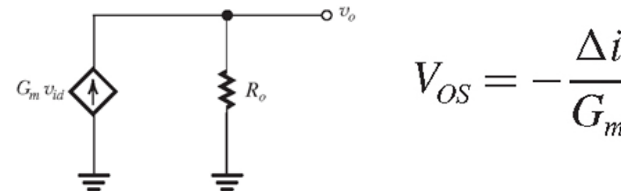
$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_P}} \quad (8.142) \quad I_4 = \frac{\alpha I/2}{1 + \frac{2}{\beta_P}} \quad (8.143)$$

Dovuto allo Specchio di corrente con β finito



$$\Delta i = \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I/2}{1 + \frac{2}{\beta_P}} = \frac{\alpha I}{2} \frac{2/\beta_P}{1 + \frac{2}{\beta_P}} \simeq \frac{\alpha I}{\beta_P} \quad (8.144)$$

Per ridurre a zero questa corrente dobbiamo applicare in ingresso una tensione



$$G_m = g_{m1} = g_{m2} = g_m = I_C / V_T = (\alpha I/2) / V_T$$

$$V_{OS} = -\frac{\alpha I/\beta_P}{\alpha I/2V_T} = -\frac{2V_T}{\beta_P} \quad (8.145)$$

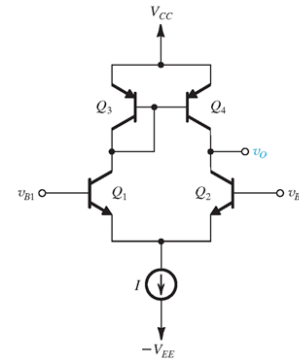
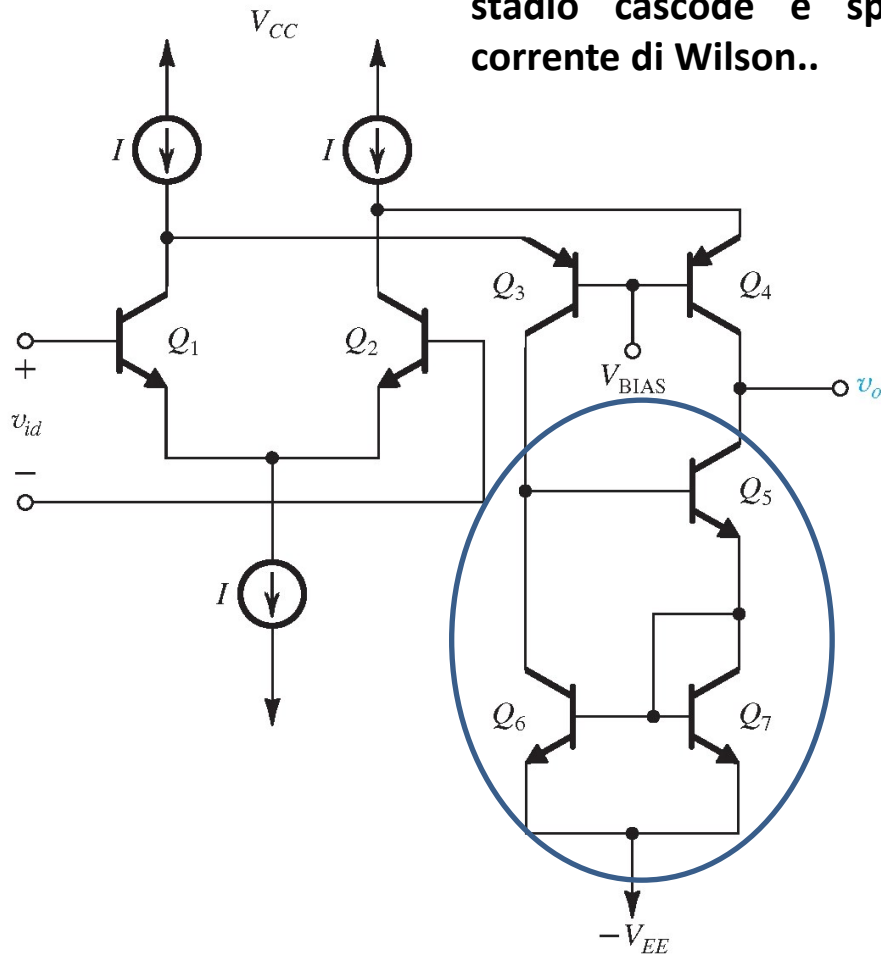
Hp: Transistor identici
Figura 8.37 La coppia differenziale a BJT con carico attivo presenta un offset di tensione sistematico in ingresso dovuto all'errore nel rapporto di trasferimento dello specchio di corrente.

Per limitare questo si può usare uno specchio di corrente migliore, come quello di Wilson..

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Tecnologia BJT

Configurazione migliore, con stadio cascode e specchio di corrente di Wilson..



$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_m (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.139)$$

$$R_o = \left[\beta_4 r_{o4} \parallel \beta_5 \frac{r_{o5}}{2} \right] \quad (8.146)$$

$$A_d = g_m \left[\beta_4 r_{o4} \parallel \beta_5 \frac{r_{o5}}{2} \right] \quad (8.147)$$

Figura 8.38 Un amplificatore differenziale a transistori bipolari con carico attivo che utilizza uno stadio folded-cascode (Q_3 e Q_4) ed uno specchio di corrente di Wilson (Q_5 , Q_6 e Q_7) come carico.

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - MOS

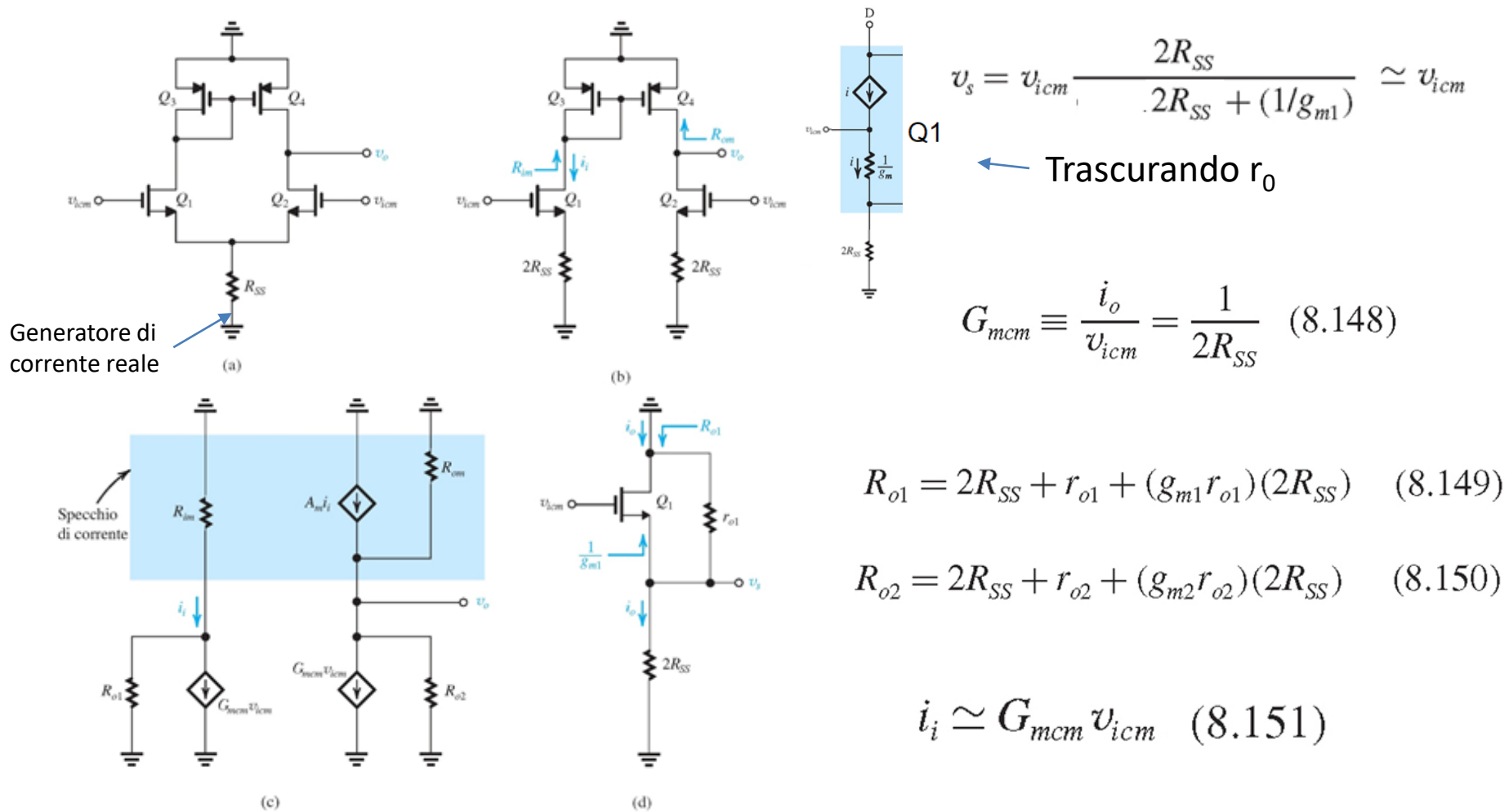
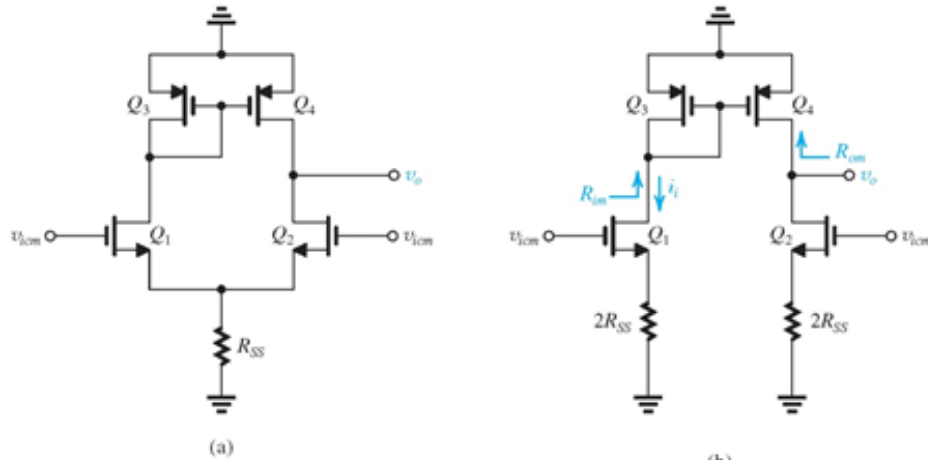


Figura 8.39 Analisi dell'amplificatore differenziale MOS con carico attivo per la valutazione del guadagno di modo comune.

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - MOS



$$i_i \simeq G_{mcm} v_{icm} \quad (8.151)$$

$$v_o = (A_m i_i - G_{mcm} v_{icm})(R_{om} \parallel R_{o2}) \quad (8.152)$$

$$A_{cm} \equiv \frac{v_o}{v_{icm}} = -(1 - A_m) G_{mcm} (R_{om} \parallel R_{o2}) \quad (8.153)$$

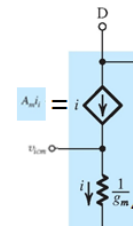
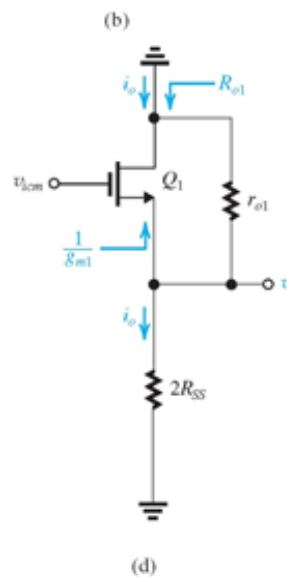
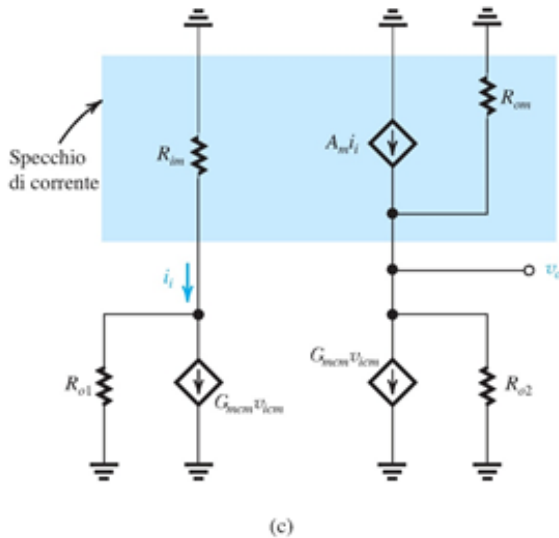
$$R_{im} = \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{o3} \quad (8.154)$$

$$R_{om} = r_{o4} \quad (8.155)$$

$$A_m i_i = -g_{m4} V_{gs4} = -g_{m4} V_{gs3}$$

$$V_{gs3} = -i_i R_{im}$$

$$A_m = g_{m4} R_{im} \quad g_{m3} = g_{m4}$$



Q4

$$A_m = 1 / \left(1 + \frac{1}{g_{m3} r_{o3}} \right) \quad (8.156)$$

Figura 8.39 Analisi dell'amplificatore differenziale MOS con carico attivo per la valutazione del guadagno di modo comune.

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - MOS

$$A_{cm} = \frac{v_o}{v_{icm}} = -(1 - A_{cm}) G_{mcm} (R_{om} \parallel R_{o2}) \quad (8.153)$$

SOSTITUENDO A_{cm} , G_{mcm} e R_{om} ABBIAMO:

$$A_{cm} = - \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{g_{m3} r_{o3}}} \right) \cdot \frac{1}{2R_{SS}} (r_{o4} \parallel R_{o2})$$

OSSERVANDO CHE $r_{o4} \ll R_{o2}$, $r_{o3} = r_{o4}$, $g_{m3} = g_{m4}$
e $g_{m3} r_{o4} \gg 1$ AVREMO:

$$A_{cm} = - \left(1 - \frac{g_{m3} r_{o4}}{g_{m3} r_{o4} + 1} \right) \cdot \frac{1}{2R_{SS}} r_{o4}$$

$$A_{cm} = - \left(\frac{\cancel{g_{m3} r_{o4}} + 1 - \cancel{g_{m3} r_{o4}}}{g_{m3} r_{o4} + \downarrow \text{trascurabile}} \right) \frac{r_{o4}}{2R_{SS}} = - \frac{1}{g_{m3} r_{o4}} \cdot \frac{r_{o4}}{2R_{SS}} \Rightarrow$$

$$A_{cm} = - \frac{1}{2g_{m3} R_{SS}}$$

$$A_{cm} = \frac{1}{1 + \frac{1}{g_{m3} r_{o3}}} \quad (8.156)$$

RELAZIONI
UTILI

$$G_{mcm} = \frac{1}{2R_{SS}} \quad (8.148)$$

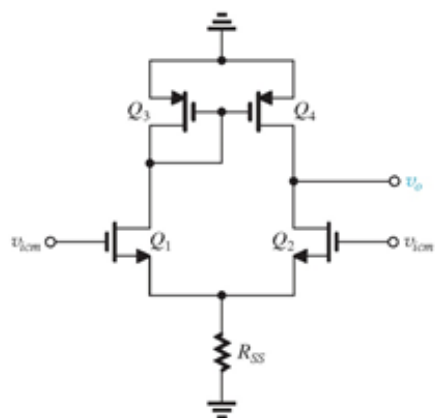
$$R_{om} = r_{o4} \quad (8.155)$$

$$R_{o2} = 2R_{SS} + r_{o2} + (g_{m2} r_{o2})(2R_{SS}) \quad (8.150)$$

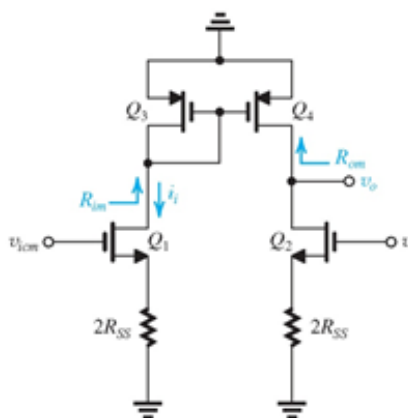
$$A_{cm} \simeq - \frac{1}{2g_{m3} R_{SS}} \quad (8.157)$$

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - MOS



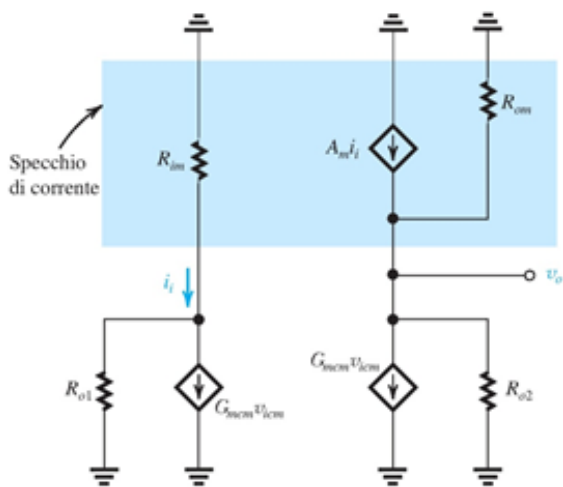
(a)



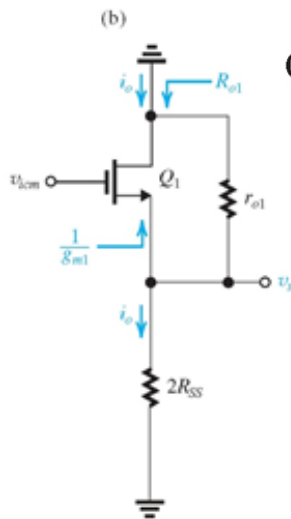
(b)

$$A_{cm} \simeq -\frac{1}{2g_{m3}R_{SS}} \quad (8.157)$$

$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_{m1,2}(r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.130)$$



(c)



(d)

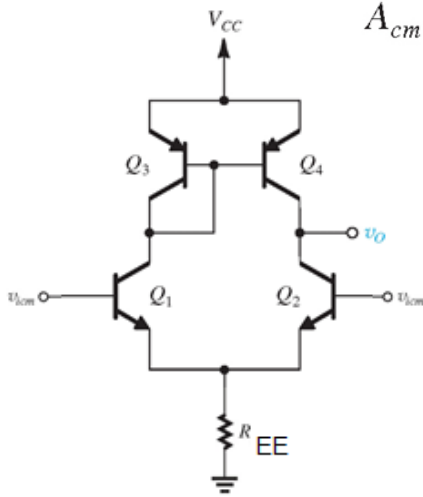
$$\text{CMRR} \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = [g_m(r_{o2} \parallel r_{o4})][2g_{m3}R_{SS}] \quad (8.158)$$

$$\text{CMRR} = (g_m r_o)(g_m R_{SS}) \quad (8.159)$$

Figura 8.39 Analisi dell'amplificatore differenziale MOS con carico attivo per la valutazione del guadagno di modo comune.

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - BJT



$$A_{cm} \equiv \frac{v_o}{v_{icm}} = -(1 - A_m)G_{mcm}(R_{om} \parallel R_{o2}) \quad (8.153)$$

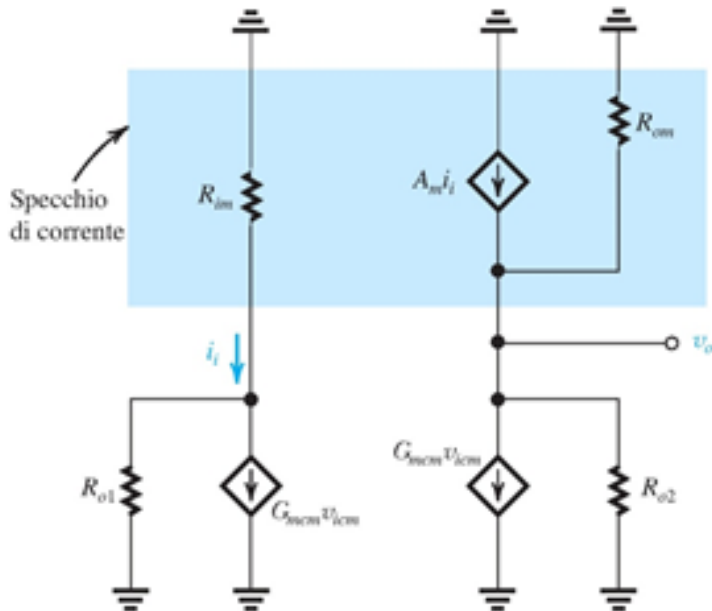
$$G_{mcm} = \frac{1}{2R_{EE}} \quad (8.160)$$

$$R_{im} = \frac{1}{g_{m3}} \parallel r_{\pi3} \parallel r_{o3} \parallel r_{\pi4} \quad (8.161)$$

$$R_{im} \simeq \frac{1}{g_{m3}} \parallel \frac{r_{\pi3}}{2} \quad (8.162)$$

$$R_{om} = r_{o4} \quad (8.163)$$

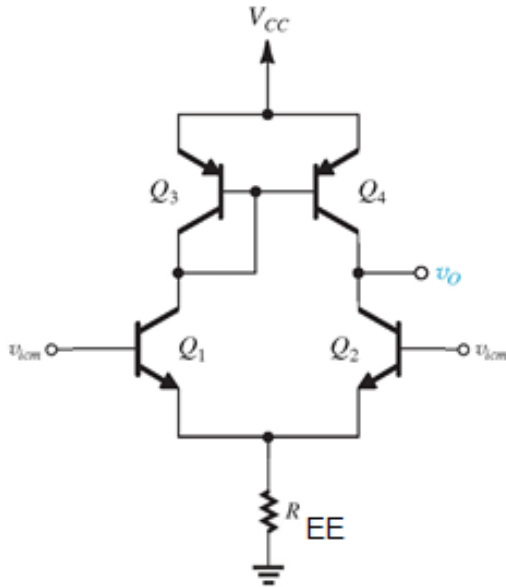
$$A_m = g_{m4}R_{im} \quad (8.164)$$



$$A_{cm} \simeq -\frac{r_{o4}}{2R_{EE}} \frac{\frac{2}{r_{\pi3}}}{g_{m3} + \frac{2}{r_{\pi3}}} \simeq -\frac{r_{o4}}{2R_{EE}} \frac{2}{\beta_3} = -\frac{r_{o4}}{\beta_3 R_{EE}} \quad (8.165)$$

Amplificatore differenziale con carichi attivi

Guadagno di modo comune e CMRR - BJT



$$A_{cm} \simeq -\frac{r_{o4}}{2R_{EE}} \frac{\frac{2}{r_{\pi 3}}}{g_{m3} + \frac{2}{r_{\pi 3}}} \simeq -\frac{r_{o4}}{2R_{EE}} \frac{2}{\beta_3} = -\frac{r_{o4}}{\beta_3 R_{EE}} \quad (8.165)$$

$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_m (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.139)$$

$$\text{CMRR} \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = g_m (r_{o2} \parallel r_{o4}) \left(\frac{\beta_3 R_{EE}}{r_{o4}} \right) \quad (8.166)$$

$$\text{CMRR} = \frac{1}{2} \beta_3 g_m R_{EE} \quad (8.167)$$

Richiamo dal CAP 7

Source/emettitore comune con carico attivo

$$R_{in} = \infty \quad (7.32)$$

$$A_{vo} = -g_m r_o \quad (7.33)$$

$$R_o = r_o \quad (7.34)$$

$$g_m = \frac{I_D}{V_{OV}/2} \quad (7.41)$$

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox}(W/L)}\sqrt{I_D} \quad (7.42)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_D} = \frac{V'_A L}{I_D} \quad (7.43)$$

$$A_0 = \frac{V_A}{V_{OV}/2} \quad (7.44)$$

$$A_0 = \frac{2V'_A L}{V_{OV}} \quad (7.45)$$

$$A_0 = \frac{V'_A \sqrt{2(\mu_n C_{ox})(W/L)}}{\sqrt{I_D}} \quad (7.46)$$

Essendo: $V_{OV} = 0.15 \text{ V} - 0.3 \text{ V}$
(dipende dalla tecnologia:
questo range fa riferimento
alle ultime tecn)

$A_0 = 10$ (nel caso peggiore)

$$R_{in} = r_\pi \quad (7.35)$$

$$A_{vo} = -g_m r_o \quad (7.36)$$

$$R_o = r_o \quad (7.37)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (7.38)$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_C} \quad (7.39)$$

$$A_0 = g_m r_o = \frac{V_A}{V_T} \quad (7.40)$$

Essendo: $V_T = 0.025 \text{ V}$
 $V_A = 5 \text{ V} - 35 \text{ V}$ (dipende dalla
tecnologia: questo range fa
riferimento alle ultime tecn)

$A_0 = 200$ (nel caso peggiore)

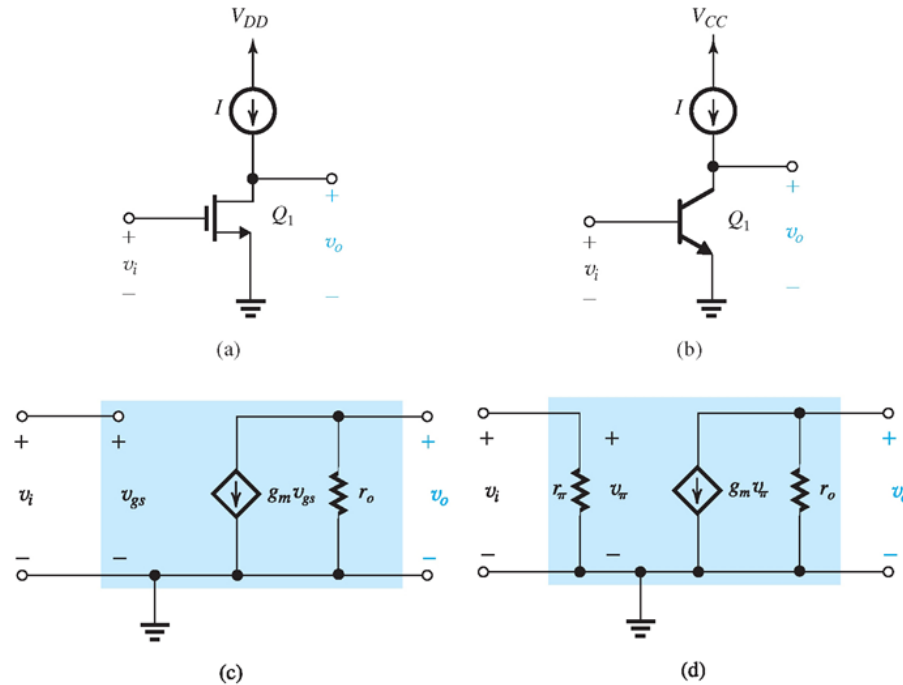
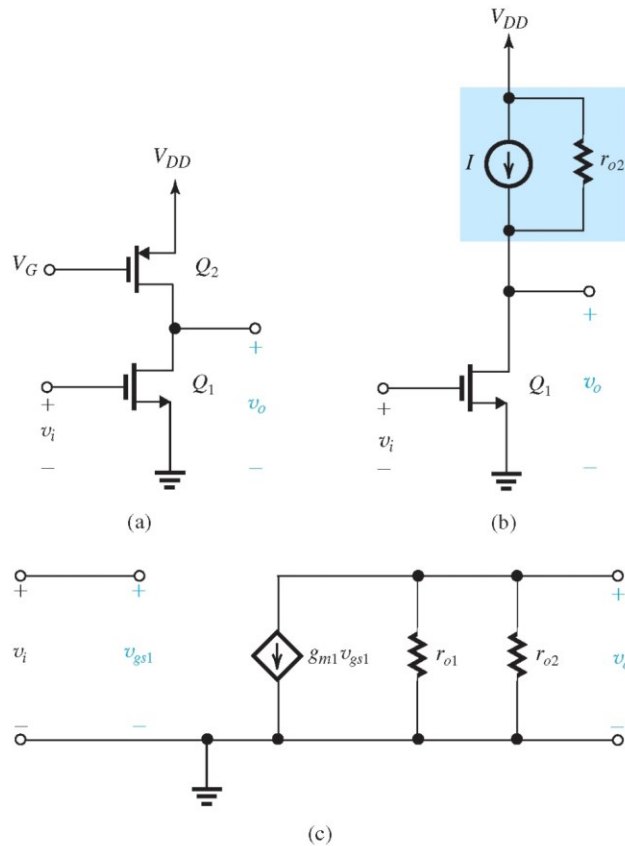


Figura 7.13 Le celle di guadagno fondamentali degli amplificatori per CI: (a) amplificatore a source comune con generatore di corrente di carico (carico attivo); (b) amplificatore ad emettitore comune con generatore di corrente di carico (carico attivo); (c) circuito equivalente per piccolo segnale di (a); (d) circuito equivalente per piccolo segnale di (b).

GUADAGNO INTRINSECO ALLA TECNOLOGIA BJT / MOS

Richiamo dal CAP 7

Source/emettitore comune con carico attivo



$$I = \frac{1}{2} (\mu_p C_{ox}) \left(\frac{W}{L} \right)_2 [V_{DD} - V_G - |V_{tp}|]^2 \quad (7.47)$$

$$r_{o2} = \frac{|V_{A2}|}{I} \quad (7.48)$$

$$A_v \equiv \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1} (r_{o1} \parallel r_{o2}) \quad (7.49)$$

$$A_v = -\frac{1}{2} g_m r_o \quad (7.50)$$

Figura 7.15 (a) L'amplificatore CS con carico attivo implementato mediante un MOSFET a canale p , Q_2 ; (b) circuito con Q_2 rappresentato mediante il suo modello equivalente per grande segnale; (c) circuito equivalente per piccolo segnale dell'amplificatore.

Amplificatori multistadio

Vantaggi di un primo stadio ad ingresso e uscita differenziale

Ma... spesso è sempre richiesta una conversione del segnale da differenziale a single-ended

Esempio a tre stadi

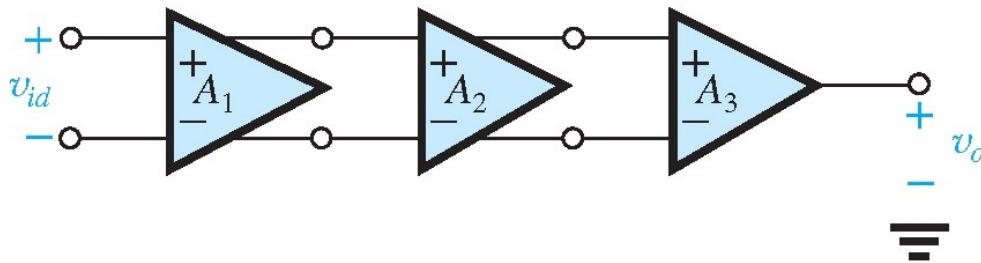


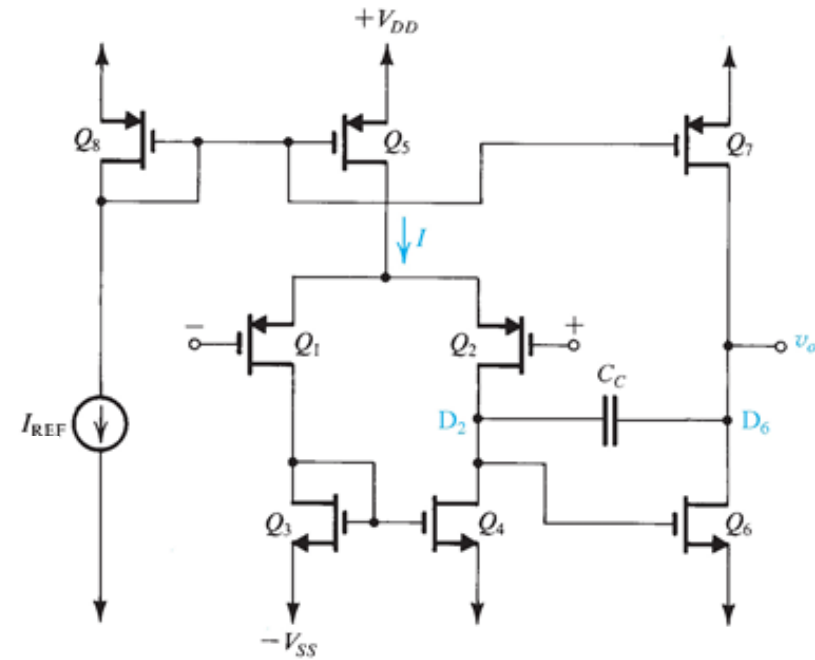
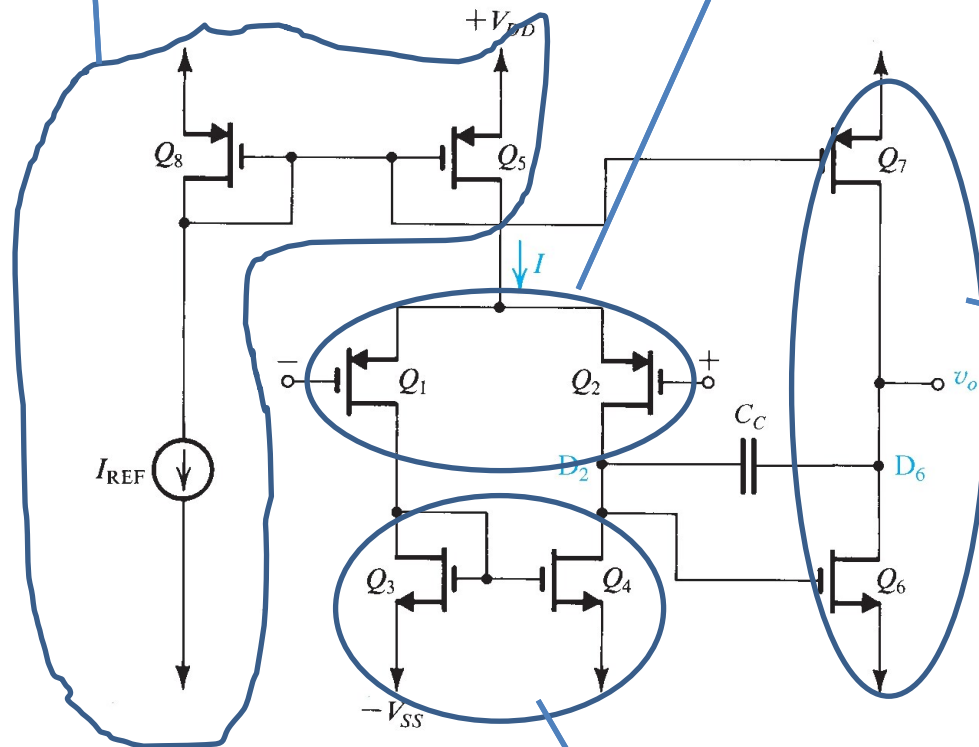
Figura 8.30 Un amplificatore costituito da tre stadi, dei quali due ad ingresso ed uscita differenziali, A_1 ed A_2 , ed uno ad ingresso differenziale ed uscita singola (single-ended), A_3 .

Amplificatori multistadio

a due stadi (MOS)

Generatore di corrente

Coppia differenziale (PMOS)



Secondo stadio

Source comune (Q6) con carico attivo (Q7)

$$A_1 = -g_{m1} (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.168)$$

$$A_2 = -g_{m6} (r_{o6} \parallel r_{o7}) \quad (8.169)$$

$$A = A_1 A_2$$

$$R_o = r_{o6} \parallel r_{o7} \quad (\text{troppo elevata})$$

Carico attivo (NMOS)

Figura 8.40 Configurazione di un amplificatore operativo CMOS a due stadi.

Esempio BJT per la conversione del segnale da differenziale a single-ended

Perdita di un fattore 2 del guadagno

(un approccio più efficiente è usare i carichi attivi)

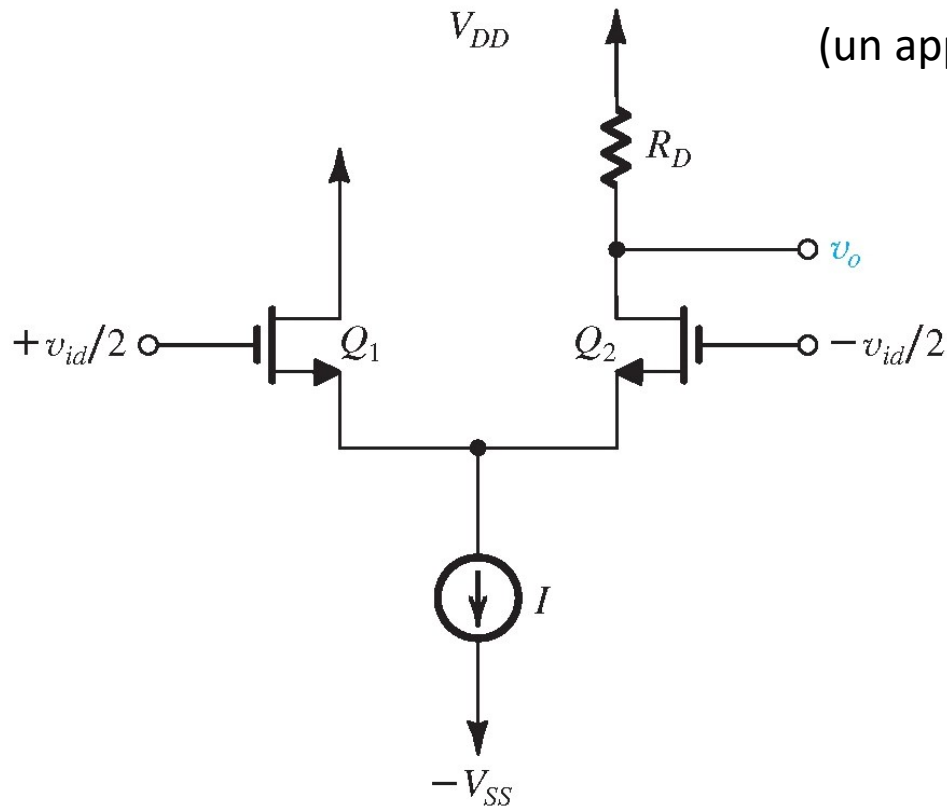


Figura 8.31 Un approccio semplice, ma poco efficiente, per la conversione da differenziale a single-ended.

Amplificatori multistadio A quattro stadi (BJT)

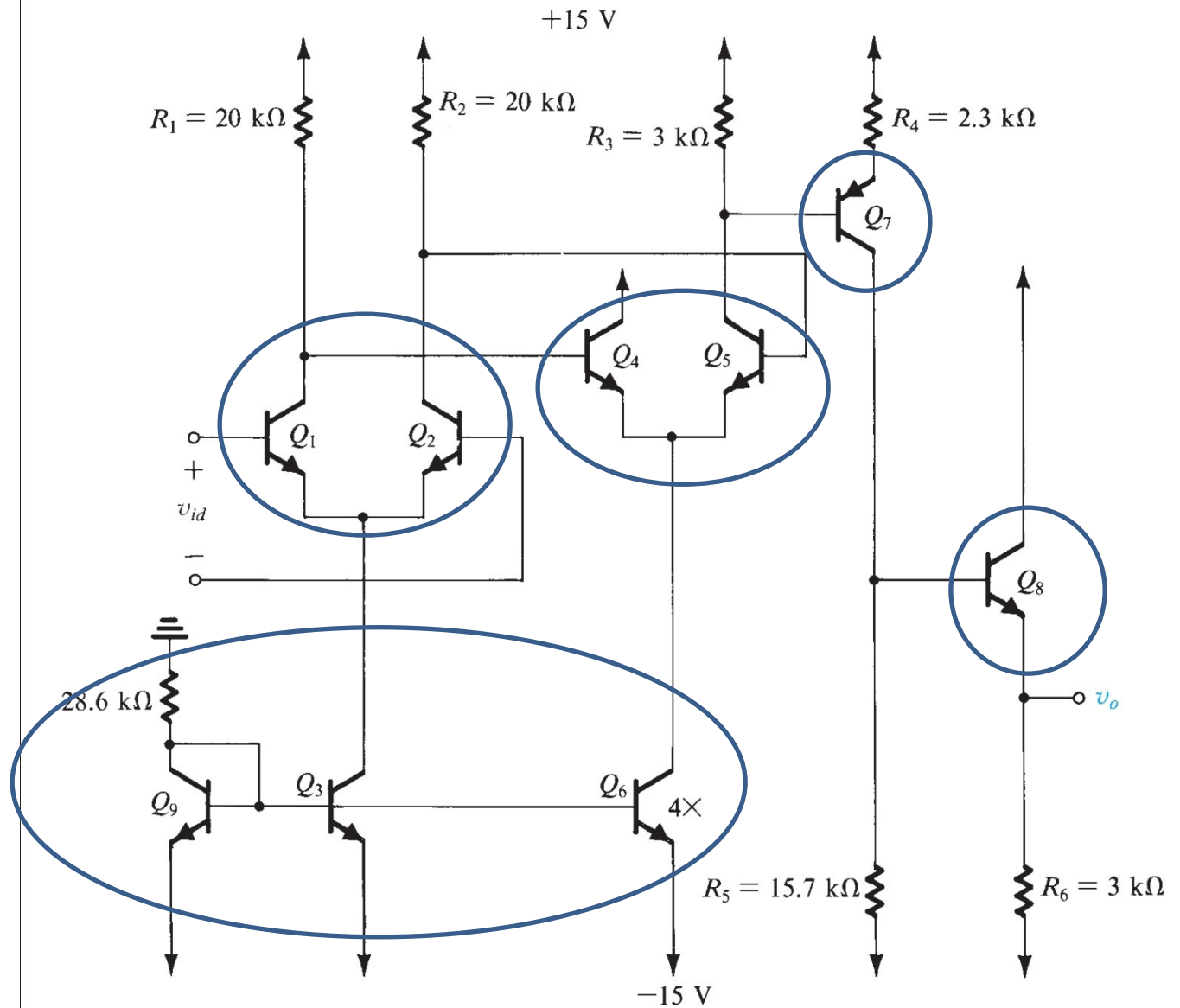


Figura 8.41 Un amplificatore operazionale bipolare a quattro stadi.

- **Analisi in dc**
- **Analisi della dinamica di ingresso di modo comune**
- **Modo differenziale: Resistenza di ingresso, guadagno di tensione e resistenza di uscita**

Analisi Dc Approssimata

con β infinito
e $|V_{BE}| \sim 0,7 \text{ V}$
Trascurando l'effetto Early

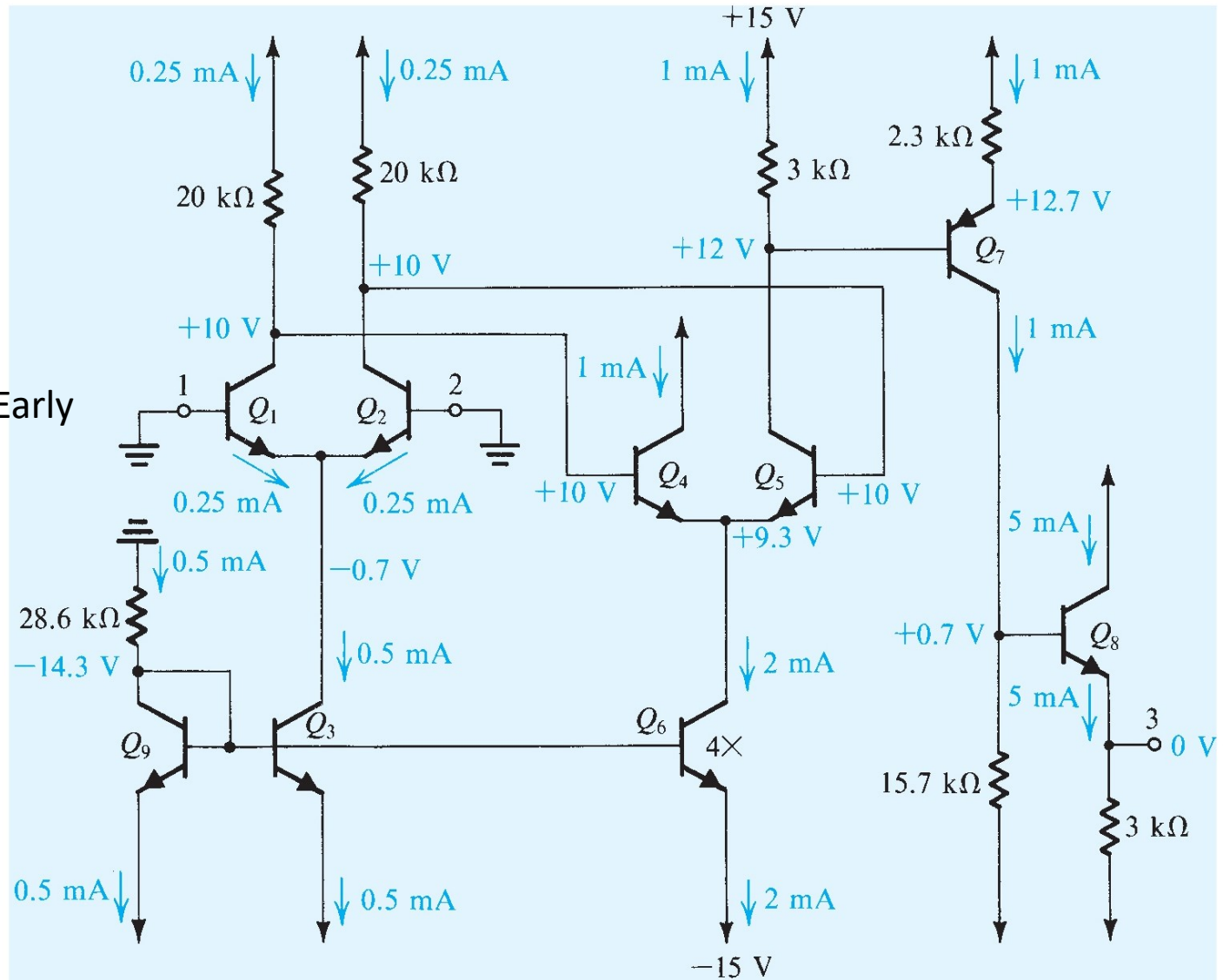


Figura 8.42 Circuito per l'Esempio 8.7.