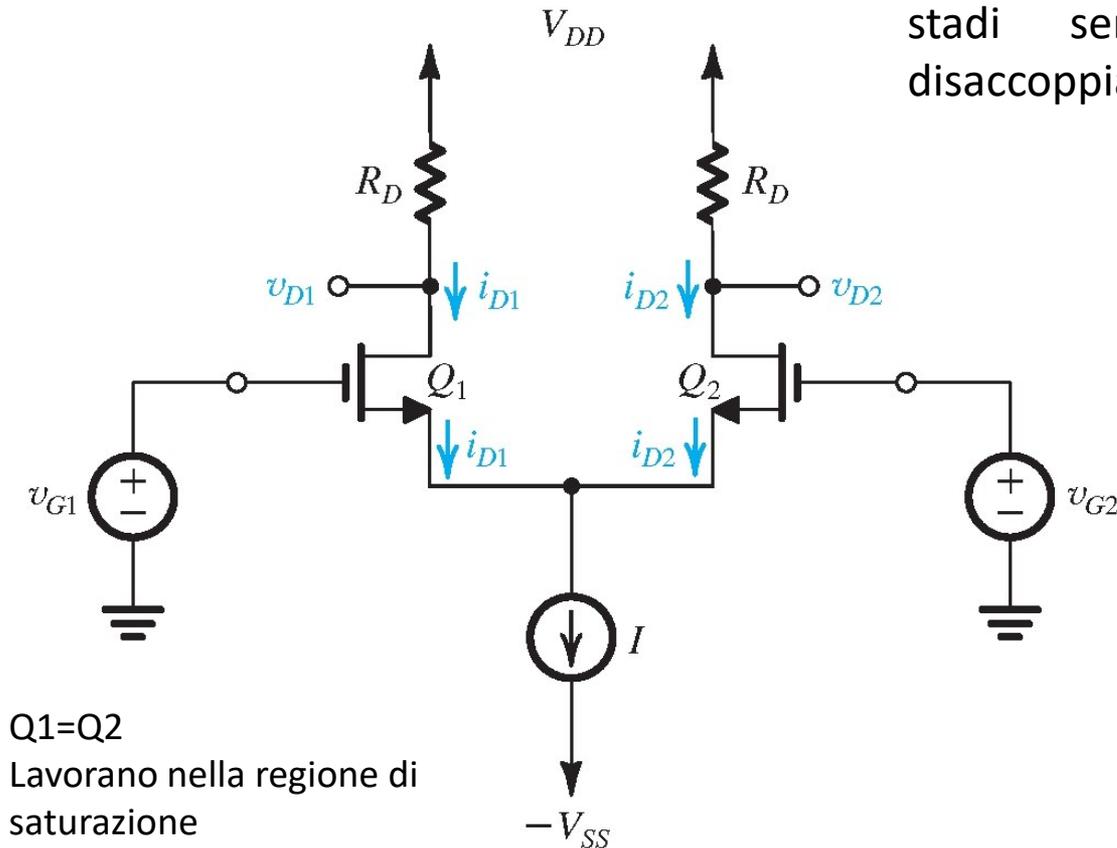


# Amplificatori Differenziali

## Configurazione MOS



$Q1=Q2$   
Lavorano nella regione di saturazione

**Figura 8.1** Configurazione elementare della coppia differenziale MOS.

## Perché sono molto usati ?

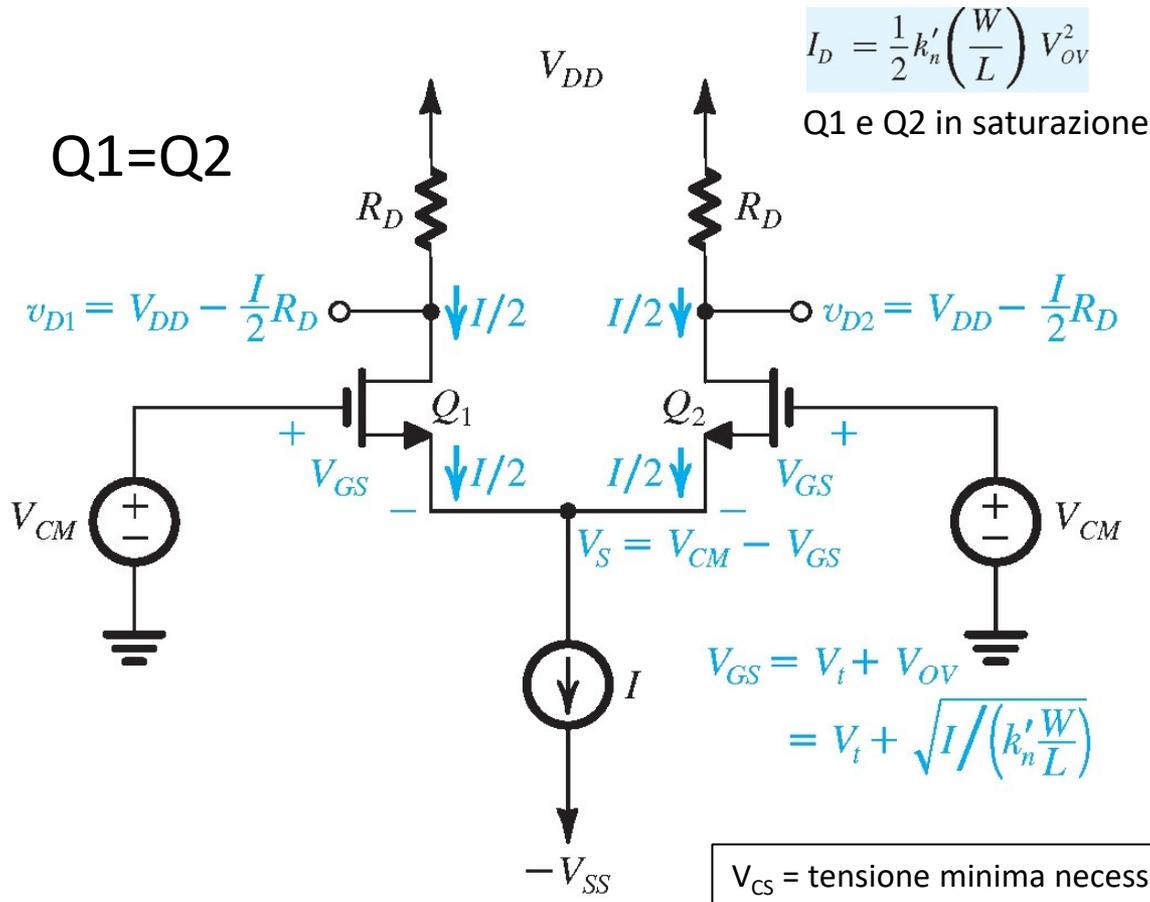
- Viene rilevata solo la differenza tra i segnali e non l'interferenza;
- Consente di polarizzare e accoppiare gli stadi senza l'uso di capacità di disaccoppiamento e di bypass;

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.

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



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

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

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

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

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

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

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

$$V_{DS} = V_{GS} - V_T \quad (Q1 \text{ e } Q2 \text{ in saturaz) C}$$

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

$V_{CS}$  = 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.

**VCMmax è legato al mantenimento dei transistor nella regione di saturazione;  
 VCMmin 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/V<sup>2</sup>,  $V_t = 0.5$  V,  $I = 0.4$  mA,  $R_D = 2.5$  k $\Omega$  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  $V_{CM}$ ?

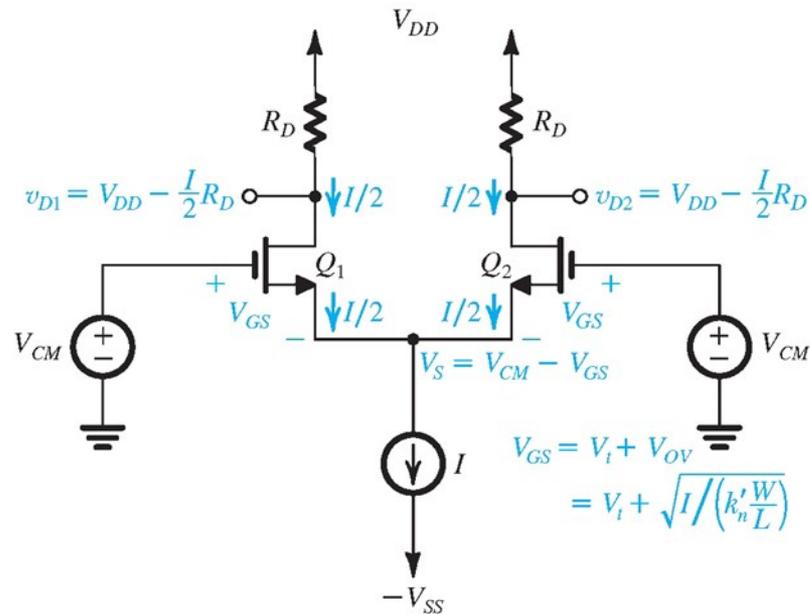


Figura 8.2 La coppia differenziale MOS con una tensione di modo comune  $V_{CM}$  applicata in ingresso.

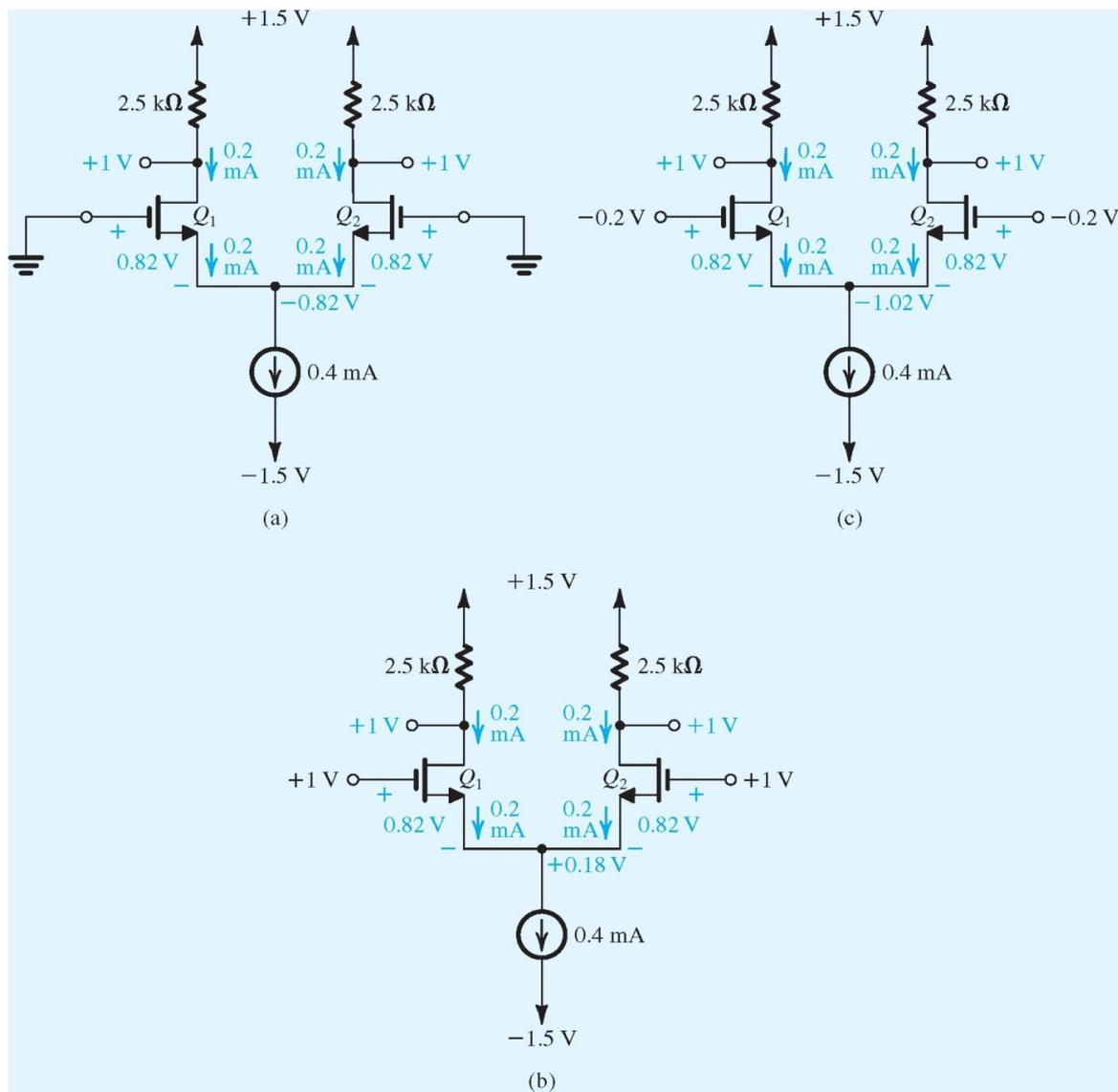


Figura 8.3 Circuiti per l'Esempio 8.1. Effetti della variazione di  $V_{CM}$  sul funzionamento della coppia differenziale.

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

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

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

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

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

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

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

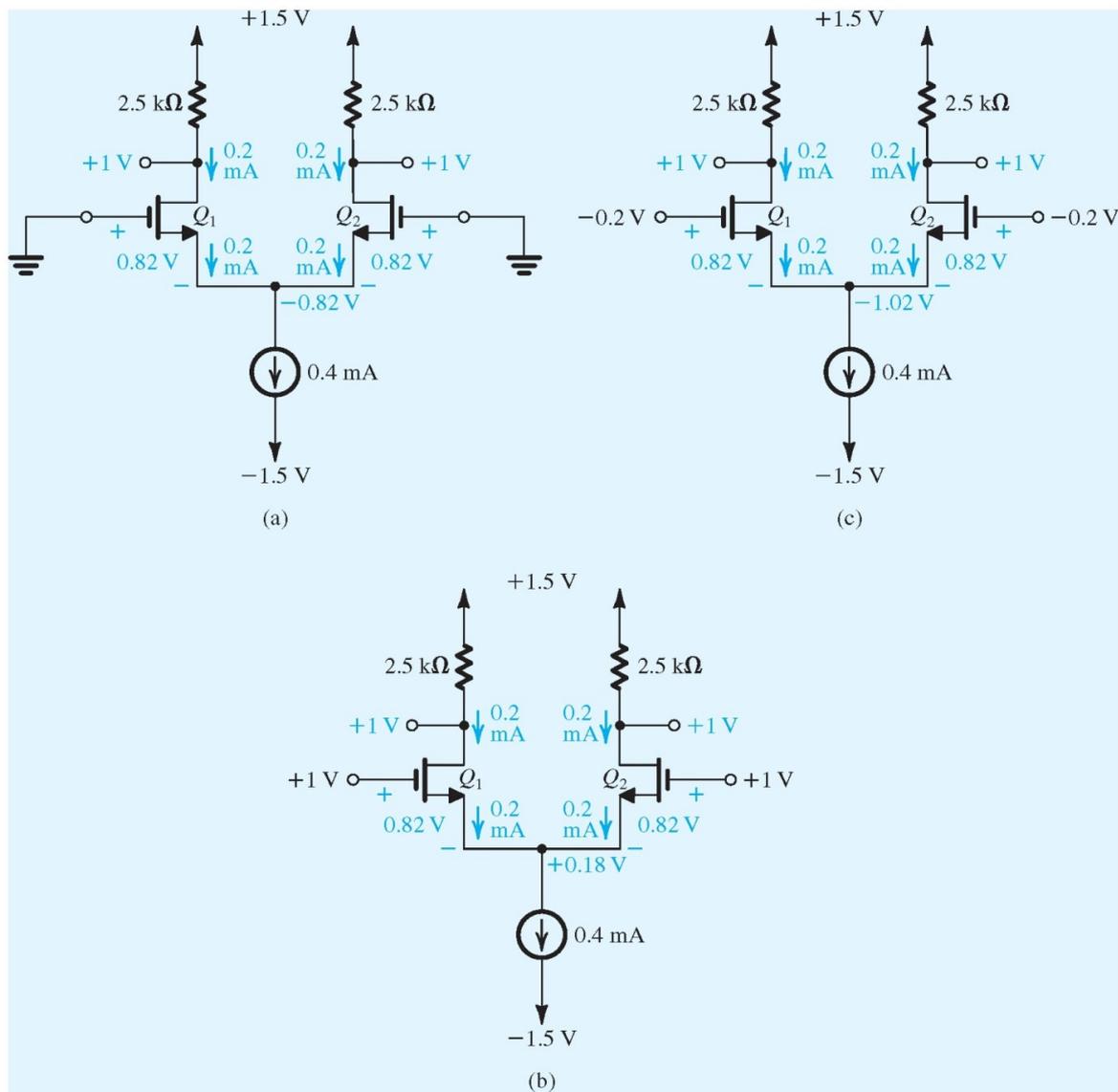
$$V_{D1} = V_{D2} = V_{DD} - \frac{I}{2} R_D \quad (b)$$

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

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

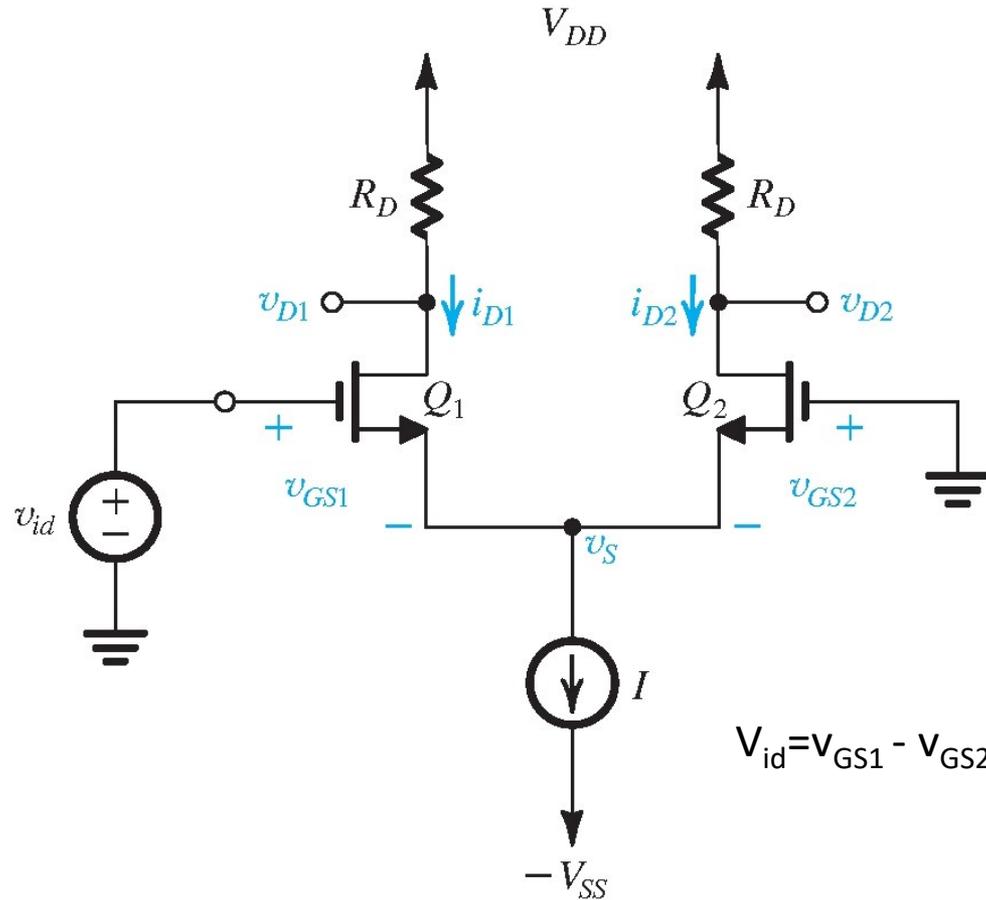
$$= -1.5 + 0.4 + 0.82 = -0.28$$

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

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

## Funzionamento con un segnale d'ingresso di modo differenziale

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



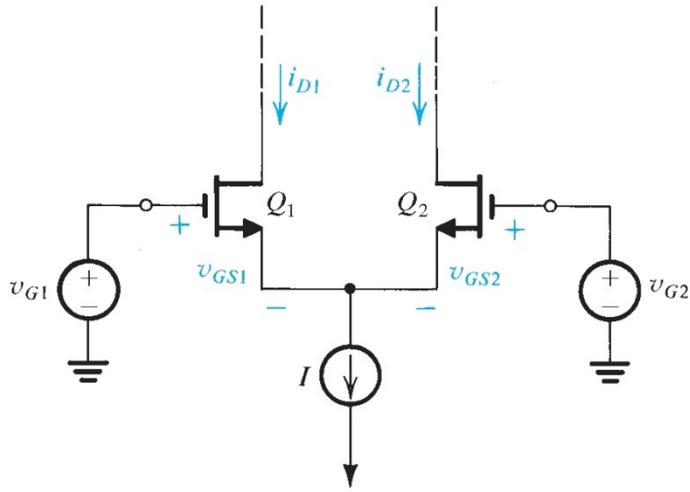
$$\begin{aligned} v_{GS1} &= V_t + \sqrt{2I/k'_n(W/L)} \\ &= V_t + \sqrt{2}V_{OV} \end{aligned} \quad (8.9)$$

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

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

**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  $v_{id} = v_{G1} - v_{G2}$ .

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

$$V_{id} = 0$$



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

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

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

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

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

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

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

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

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

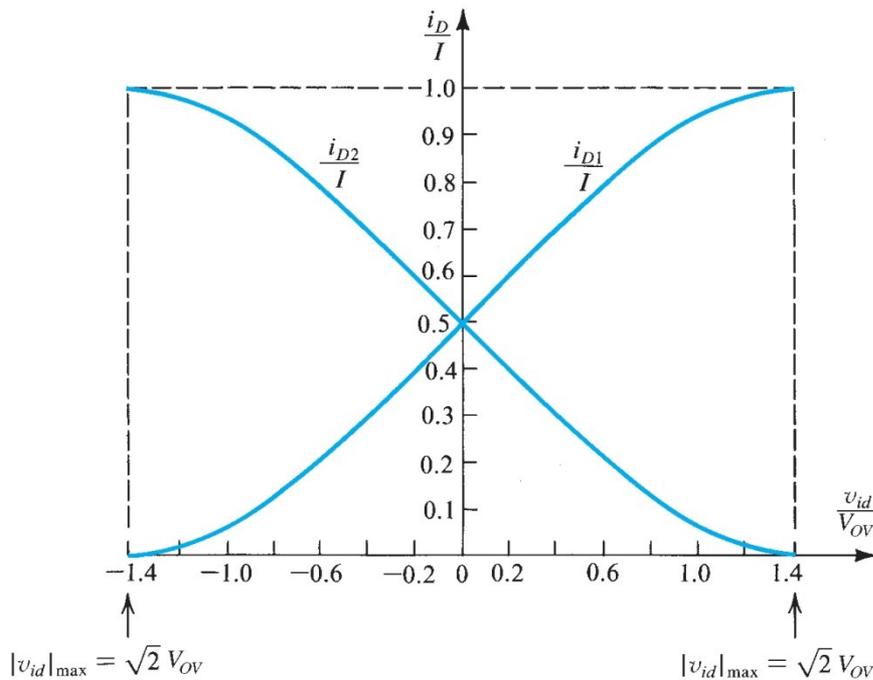
$$\sqrt{i_{D2}} = \sqrt{\frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L}} (v_{GS2} - V_t) \quad (8.14)$$

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

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

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

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



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

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

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

**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.

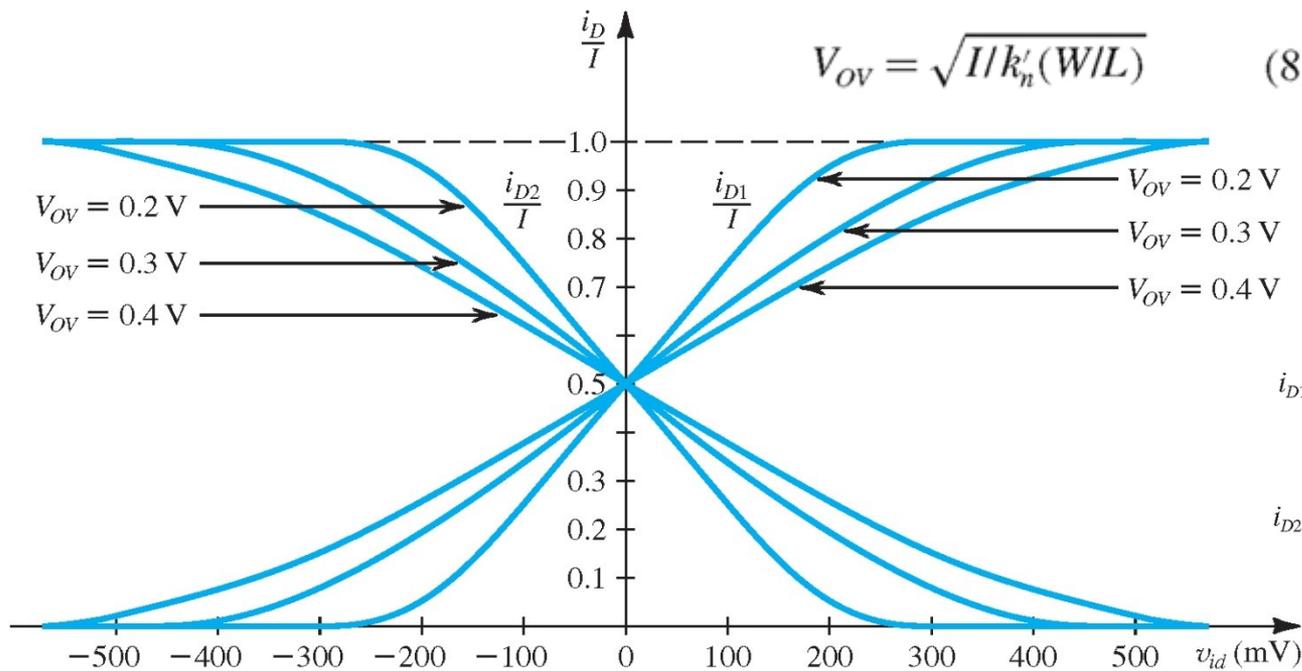
Linearizzazione a piccoli segnali

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

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

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

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



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

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

**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

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

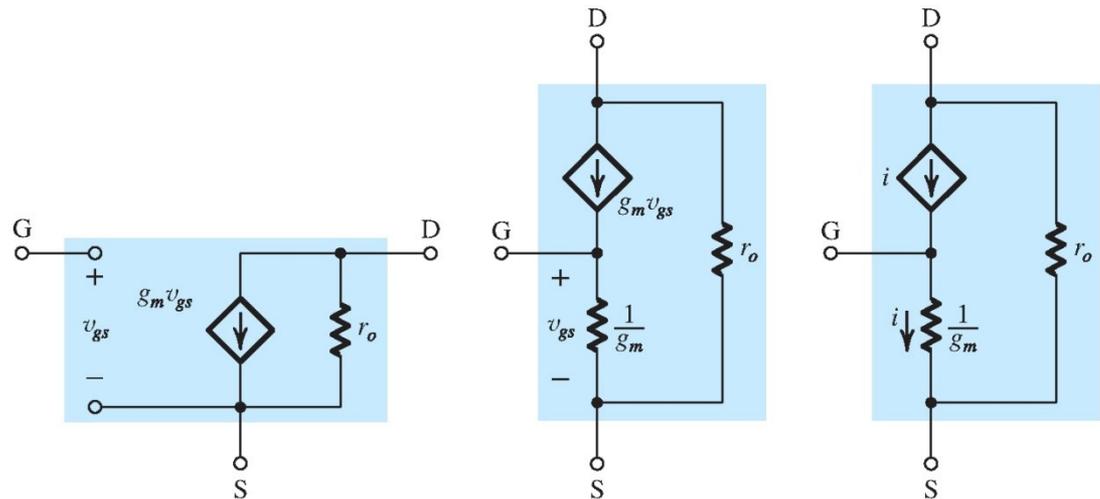
- Resistenza di uscita

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

**Transistori PMOS**

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

*Modelli per piccolo segnale a circuito equivalente*



modello ibrido a  $\pi$

modelli a T

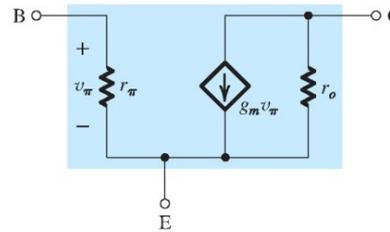
TABELLE RIASSUNTIVE  
ANALISI A PICCOLO SEGNALE

# TABELLE RIASSUNTIVE ANALISI A PICCOLO SEGNALE

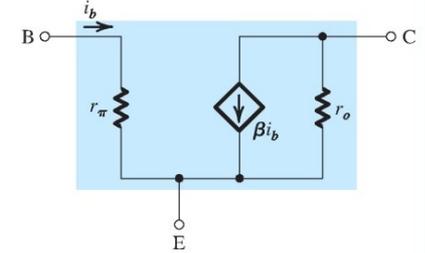
**Tabella 6.3** Modelli per piccolo segnale del BJT

Modello ibrido a  $\pi$

■ Versione con  $(g_m v_\pi)$

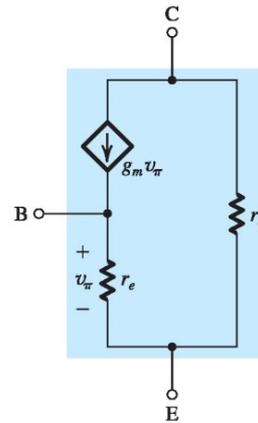


■ Versione con  $(\beta i_b)$

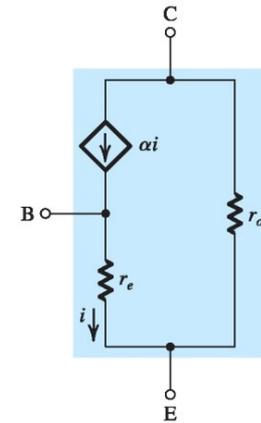


Modello a T

■ Versione con  $(g_m v_\pi)$



■ Versione con  $(\alpha i)$



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  $\alpha$  e  $\beta$

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

## TABELLE RIASSUNTIVE

**Tabella 6.4** Caratteristiche degli amplificatori a MOSFET

Tipo di amplificatore	Caratteristiche <sup>a</sup>				
	$R_{in}$	$A_{vo}$	$R_o$	$A_v$	$G_v$
Source comune (Fig. 6.35)	$\infty$	$-g_m R_D$	$R_D$	$-g_m (R_D \parallel R_L)$	$-g_m (R_D \parallel R_L)$
Source comune con $R_s$ (Fig. 6.37)	$\infty$	$-\frac{g_m R_D}{1 + g_m R_s}$	$R_D$	$-\frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_s}$	$-\frac{g_m (R_D \parallel R_L)}{1 + g_m R_s}$
				$-\frac{R_D \parallel R_L}{1/g_m + R_s}$	$-\frac{R_D \parallel R_L}{1/g_m + R_s}$
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)	$\infty$	1	$\frac{1}{g_m}$	$\frac{R_L}{R_L + 1/g_m}$	$\frac{R_L}{R_L + 1/g_m}$

<sup>a</sup> 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<sup>a,b</sup>

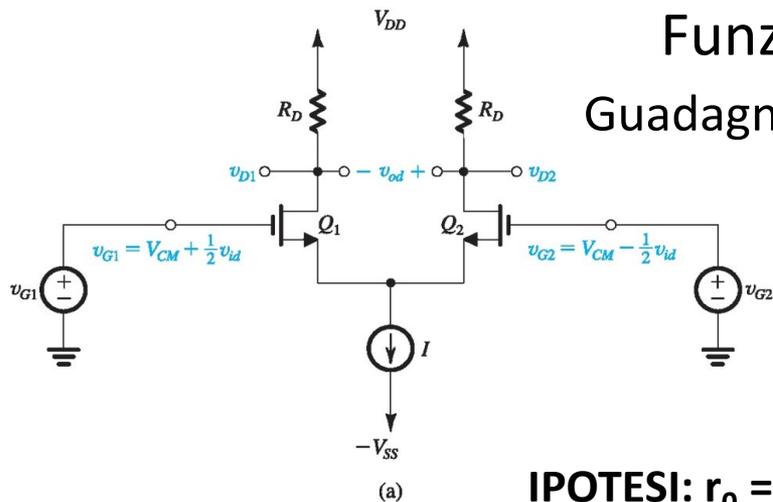
	$R_{in}$	$A_{vo}$	$R_o$	$A_v$	$G_v$
Emettitore comune (Fig. 6.36)	$(\beta + 1)r_e$	$-g_m R_C$	$R_C$	$-g_m(R_C \parallel R_L)$ $-\alpha \frac{R_C \parallel R_L}{r_e}$	$-\beta \frac{R_C \parallel R_L}{R_{sig} + (\beta + 1)r_e}$
Emettitore comune con $R_e$ (Fig. 6.38)	$(\beta + 1)(r_e + R_e)$	$-\frac{g_m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

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

<sup>b</sup> 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

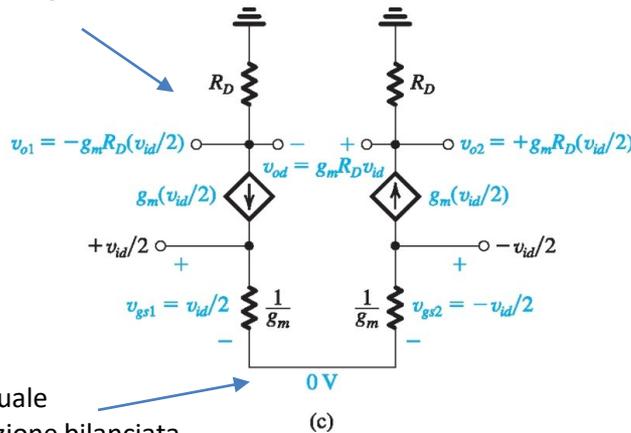
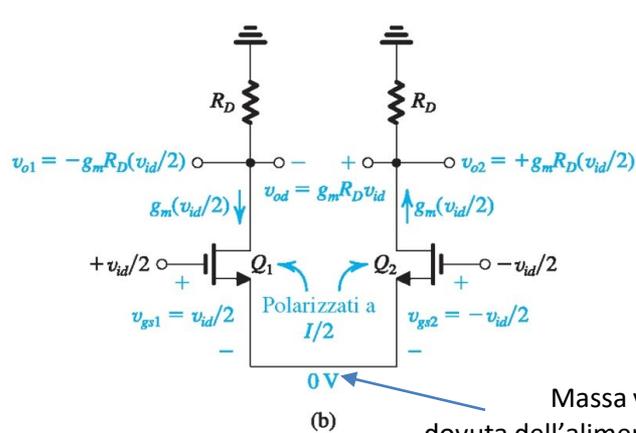


$$v_{G1} = V_{CM} + \frac{1}{2} v_{id} \quad (8.28)$$

Tensione differenz complementare (bilanciata)

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

**IPOTESI:  $r_o = \text{infinita}$**



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

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

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

$$\frac{v_{o1}}{v_{id}} = -\frac{1}{2} g_m R_D \quad (8.33)$$

$$\frac{v_{o2}}{v_{id}} = \frac{1}{2} g_m R_D \quad (8.34)$$

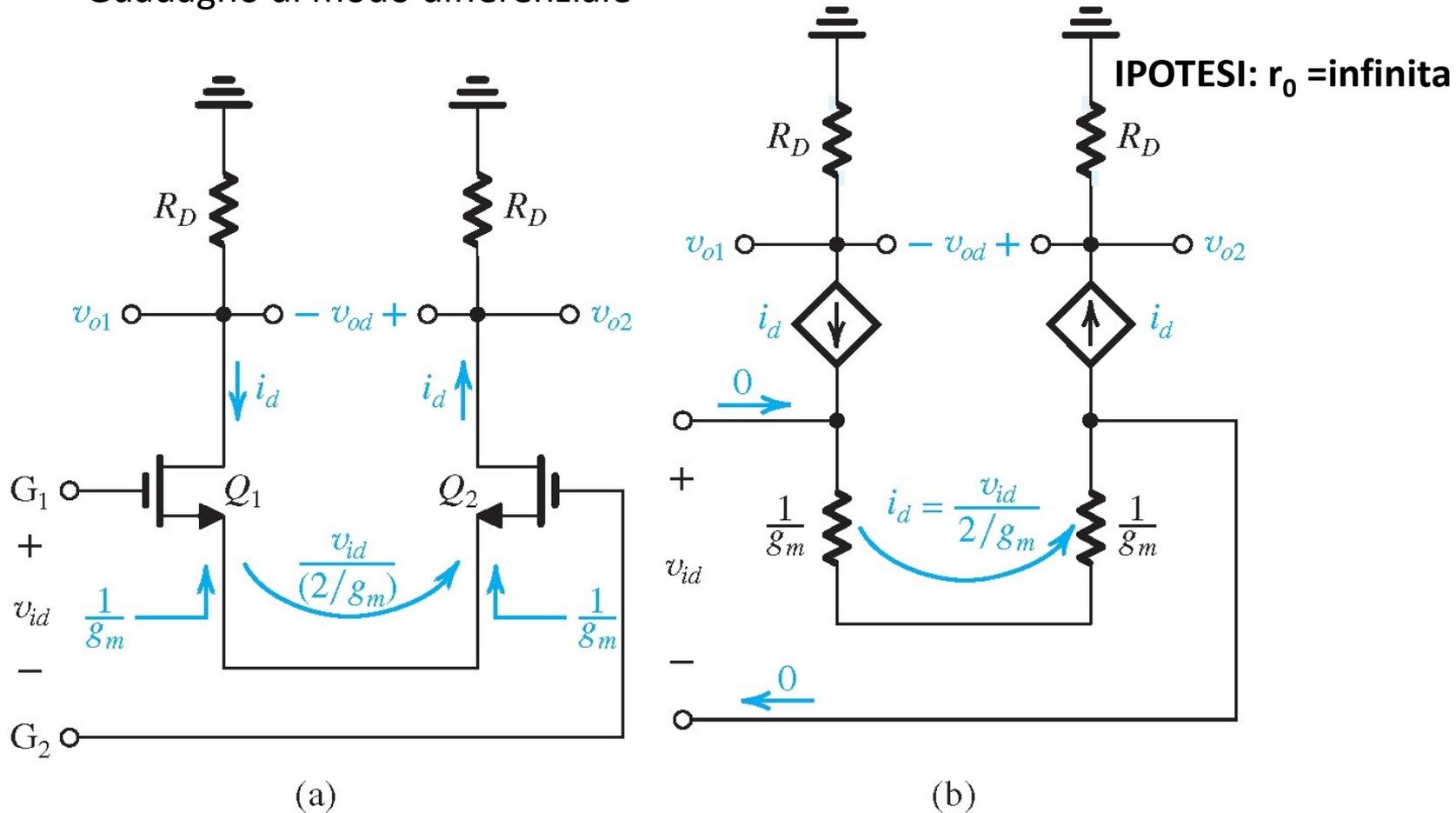
$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = \frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{id}} = g_m R_D \quad (8.35)$$

**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.

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

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

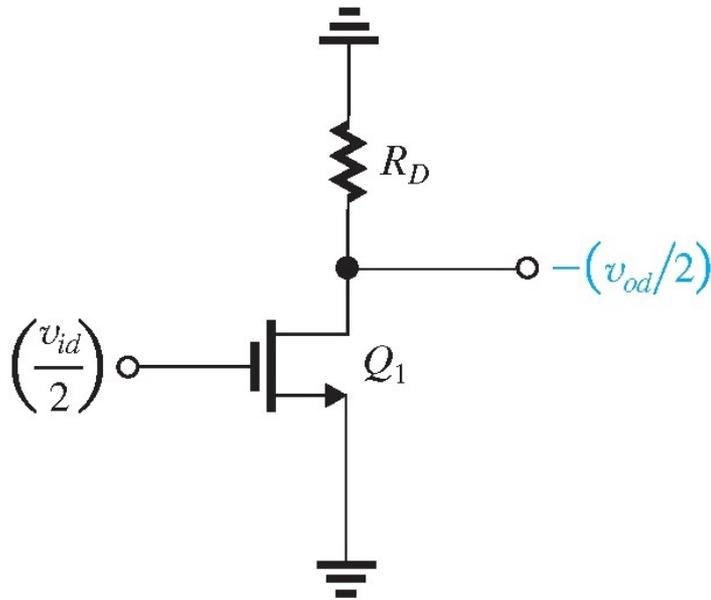
## Guadagno di modo differenziale



**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)

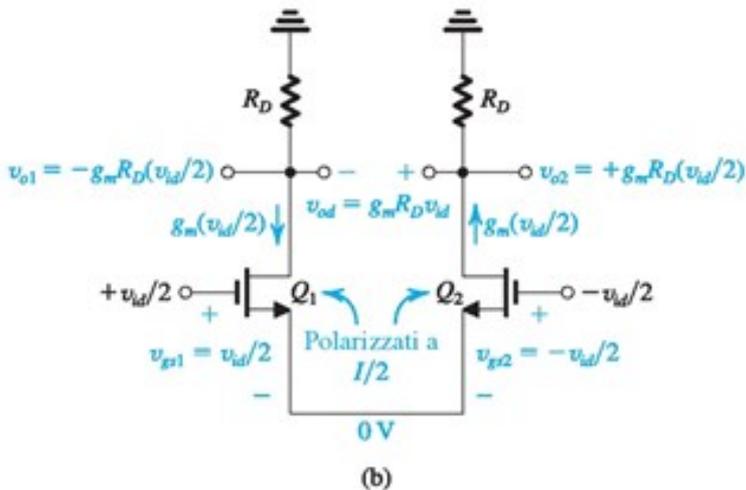
$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_D \quad \text{IPOTESI: } r_o = \text{infinita}$$

**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:  $r_o = \text{finita}$**

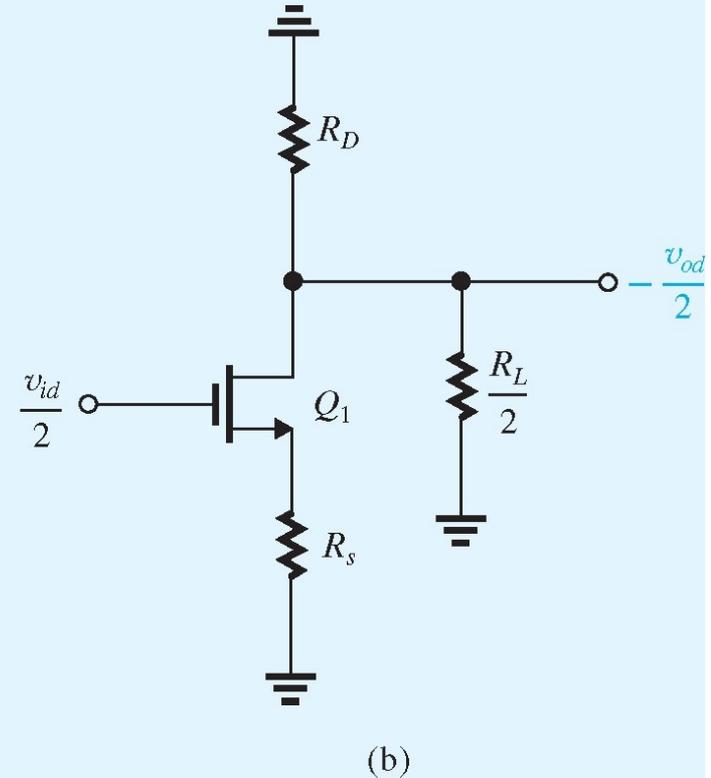
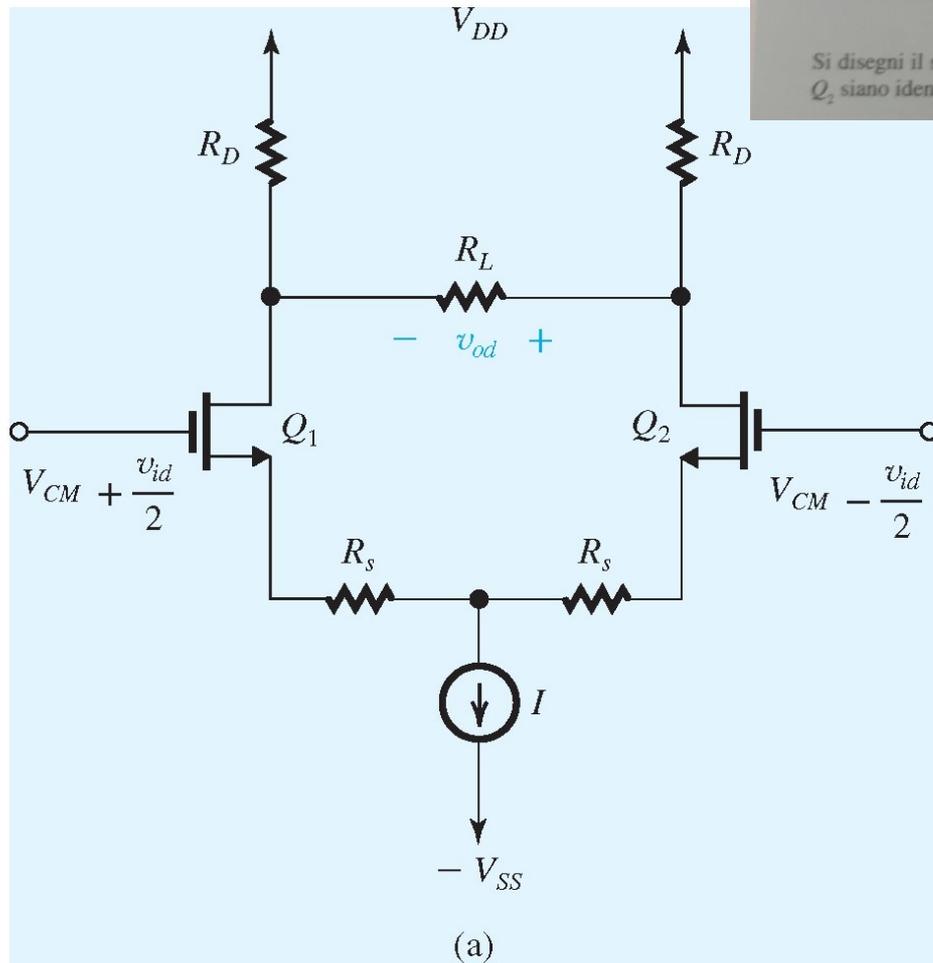
$$A_d = g_m (R_D \parallel r_o) \quad (8.36)$$

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  $A_d = v_{od}/v_{id}$ .



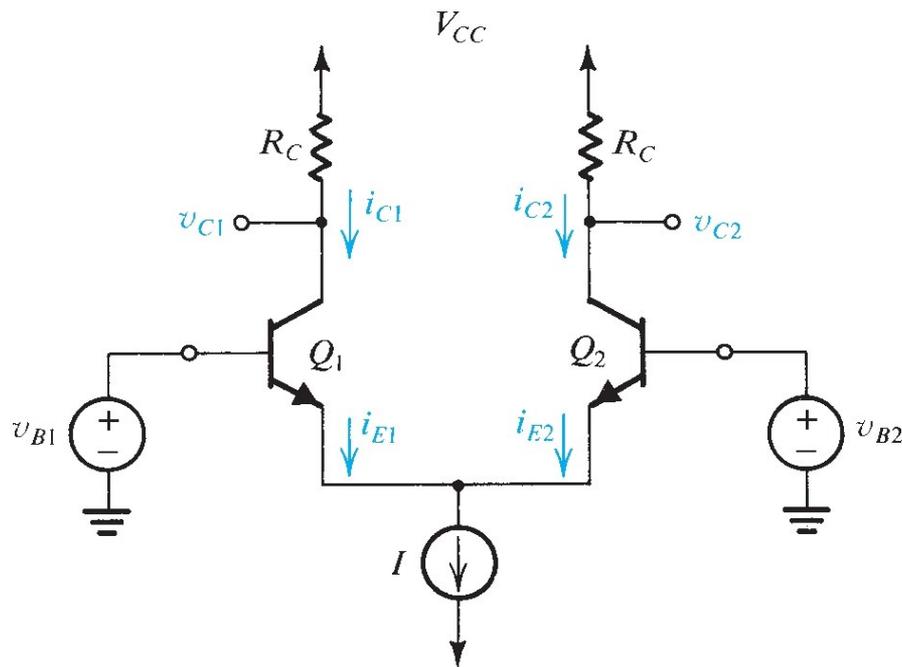
**Figura 8.11** (a) Amplificatore differenziale dell'Esempio 8.2. (b) Semi-circuito di modo differenziale.

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

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

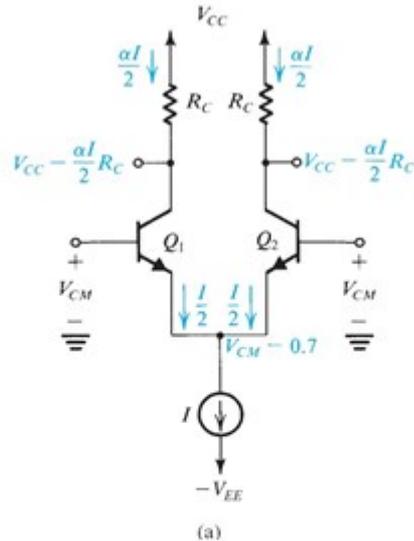
# Amplificatori Differenziali

## 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  $v_{eb}$ .

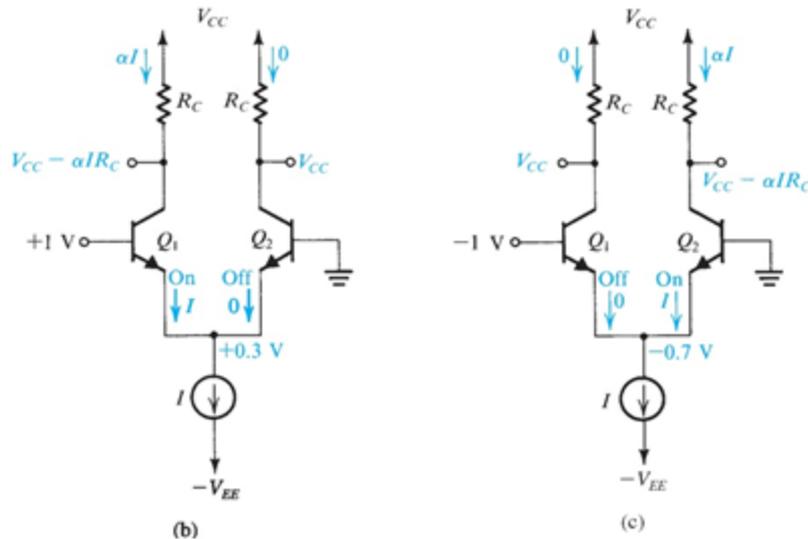
$$i_C = \alpha i_E \quad i_B = (1 - \alpha) i_E = \frac{i_E}{\beta + 1}$$

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

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

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

## Configurazione BJT – Principio di funzionamento

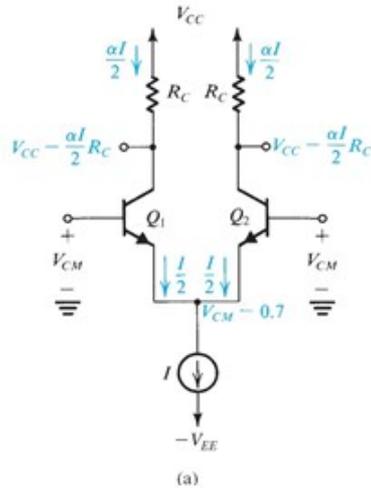


**Figura 8.15** Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: (a) la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune  $V_{cm}$ ; (b) la coppia differenziale con un "ampio" segnale di ingresso di modo differenziale; (c) la coppia differenziale con un "ampio" segnale 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

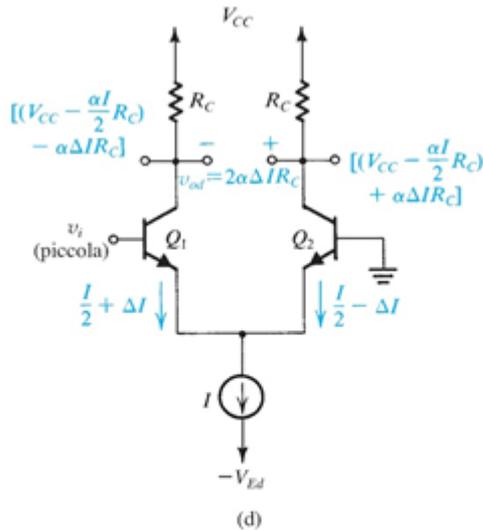
**Figura 8.15** Differenti modalità di funzionamento della coppia differenziale a BJT: (a) la coppia differenziale con un segnale di ingresso di modo comune  $V_{CM}$ ; (b) la coppia differenziale con un "ampio" segnale di ingresso di modo differenziale; (c) la coppia differenziale con un "ampio" segnale 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 *pn*p, sostituire  $v_{BE}$  con  $v_{EB}$ .

$$i_C = \alpha i_E$$

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

$$i_C = \beta i_B$$

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

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

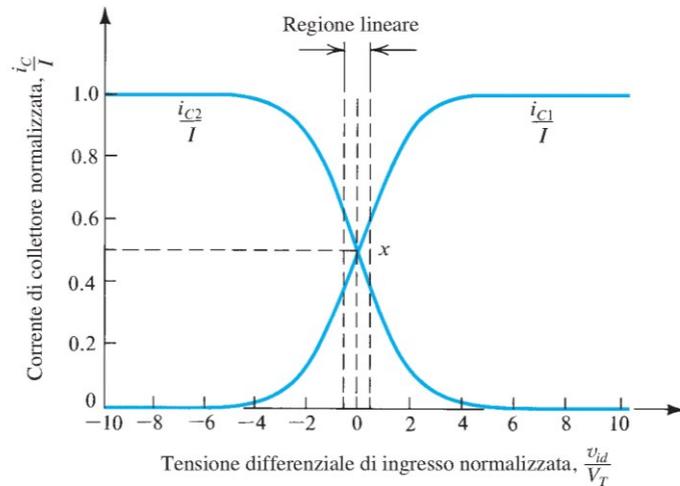
$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

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

## Configurazione BJT – Piccolo segnale ANALISI QUALITATIVA

# Configurazione BJT – Grandi segnali

## MODO DIFFERENZIALE



$$i_e = \frac{i_c}{\alpha} \left\{ \begin{aligned} i_{E1} &= \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B1}-v_E)/V_T} & (8.43) \\ i_{E2} &= \frac{I_S}{\alpha} e^{(v_{B2}-v_E)/V_T} & (8.44) \end{aligned} \right.$$

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

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

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

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

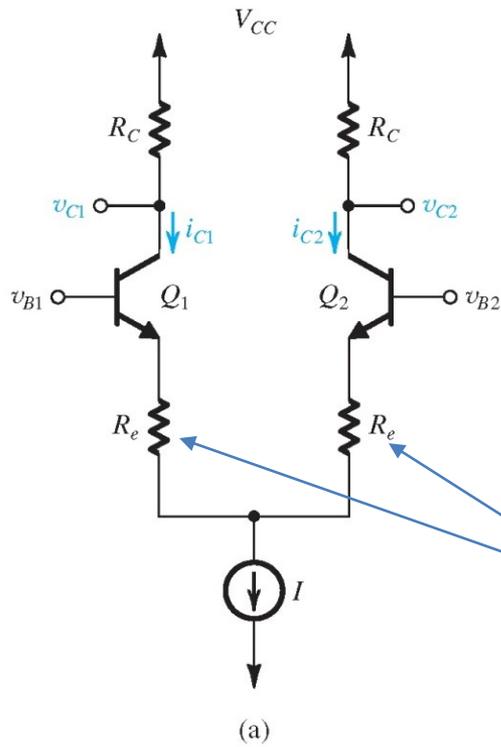
$$i_{C1} = \frac{\alpha I}{2} + \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.52)$$

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

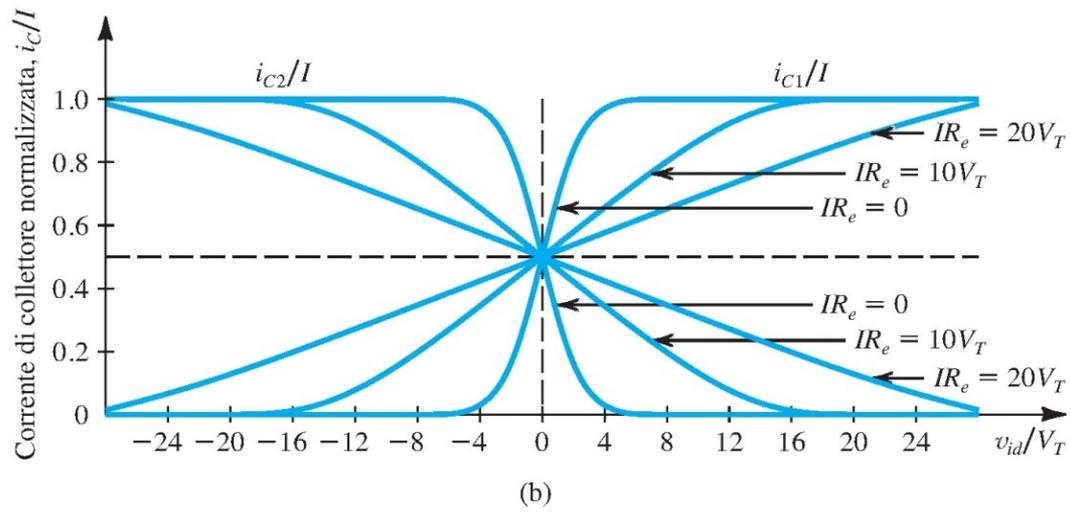
$$i_{C2} = \frac{\alpha I}{2} - \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.53)$$

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

↑  
**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

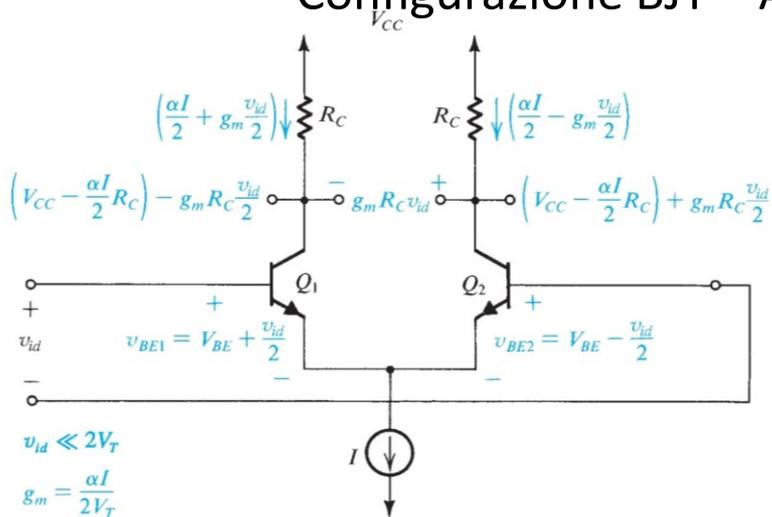


Figura 8.18 Tensioni e correnti nell'amplificatore differenziale quando è applicato un piccolo segnale di ingresso differenziale  $v_{id}$

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:

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

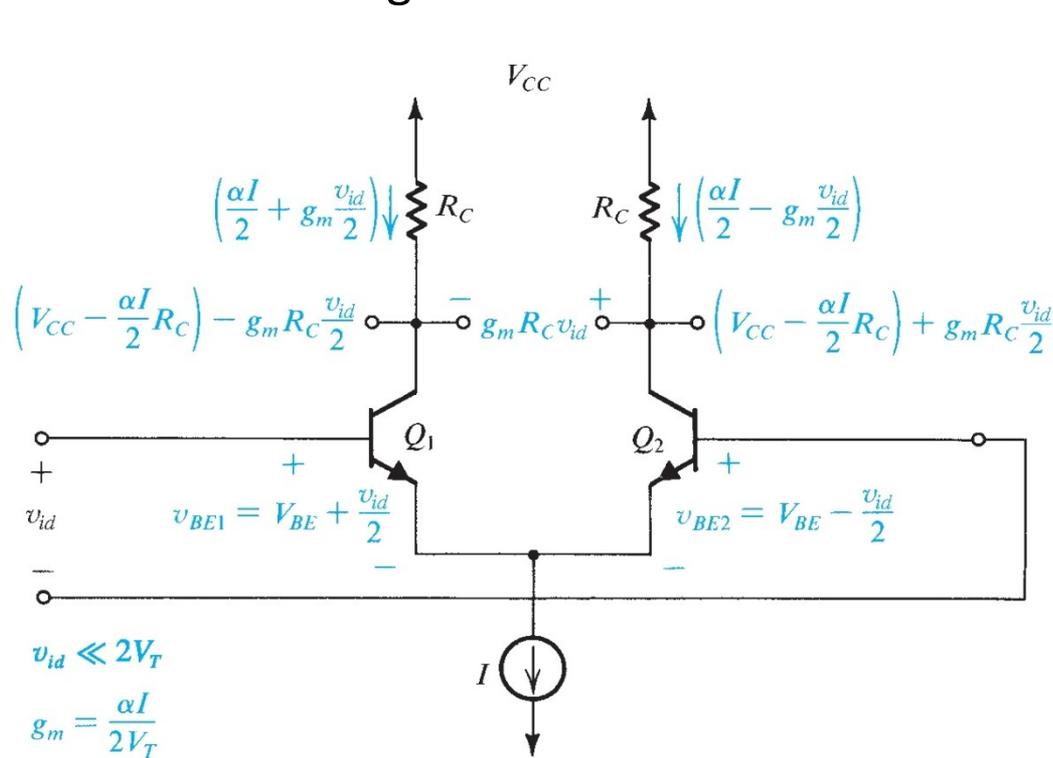
Di conseguenza

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

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  $v_{id}$ .

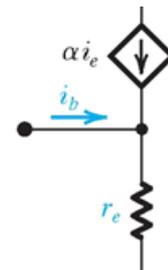
$$i_c = \alpha i_e = \frac{\alpha v_{id}}{2r_e} = g_m \frac{v_{id}}{2} \quad (8.58)$$

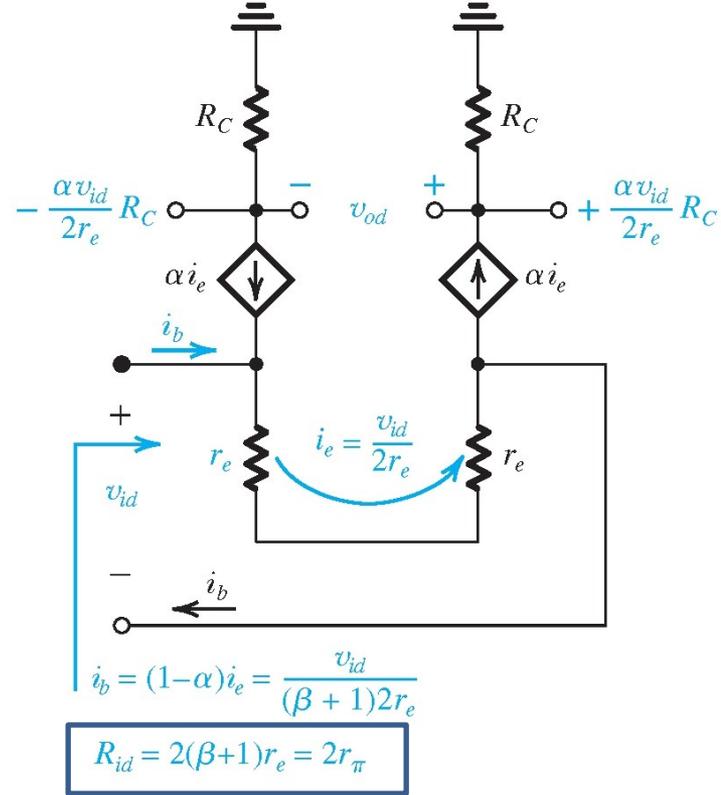
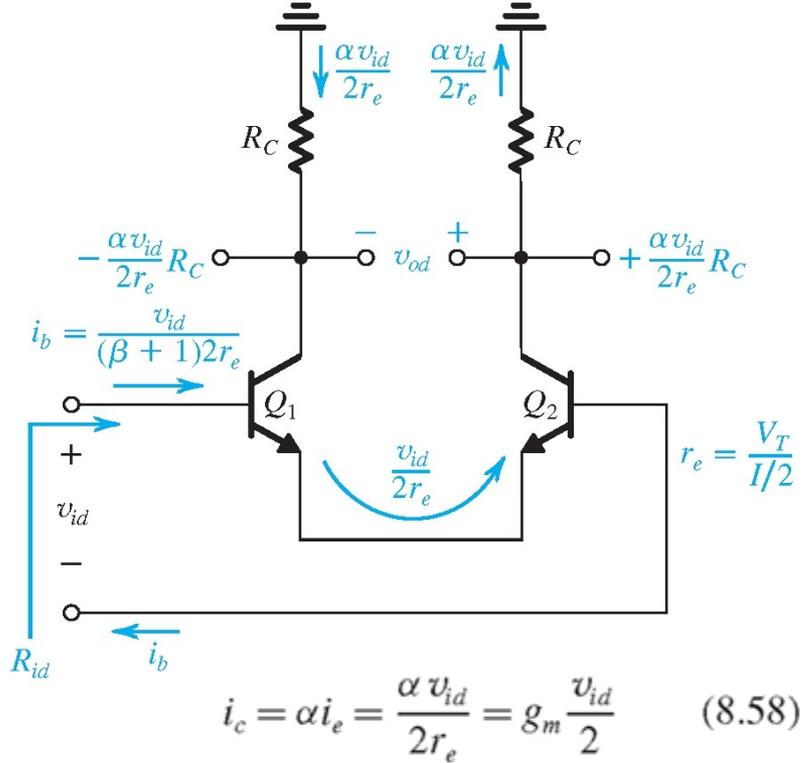
$$i_c = \frac{\alpha I}{2V_T} \frac{v_{id}}{2} \quad (8.54)$$

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

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

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

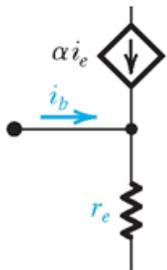




(a)

(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).



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

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

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

**Tabella 4.2** Riepilogo delle relazioni tensione-corrente in un BJT

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

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

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

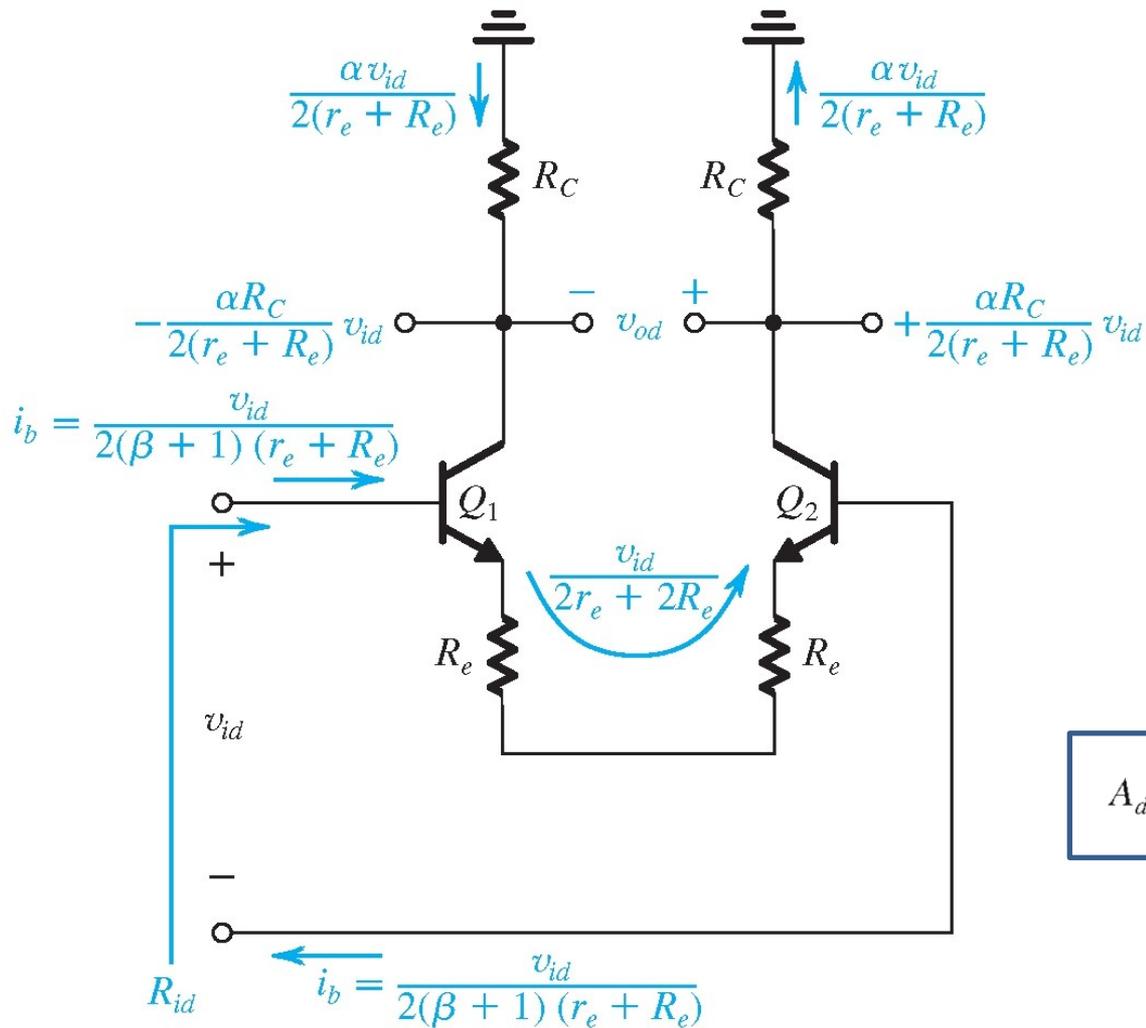
Nota: Nel caso di transistor pnp, sostituire  $v_{BE}$  con  $v_{EB}$ .

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

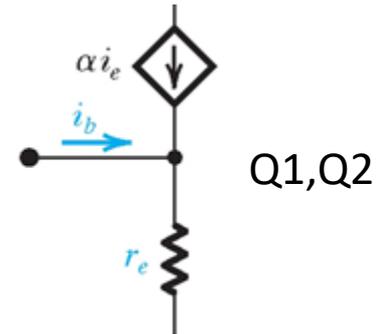
$$i_C = \beta i_B \quad i_E = (\beta + 1) i_B$$

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

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



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



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

ipotizzando  $\alpha \approx 1$ .

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

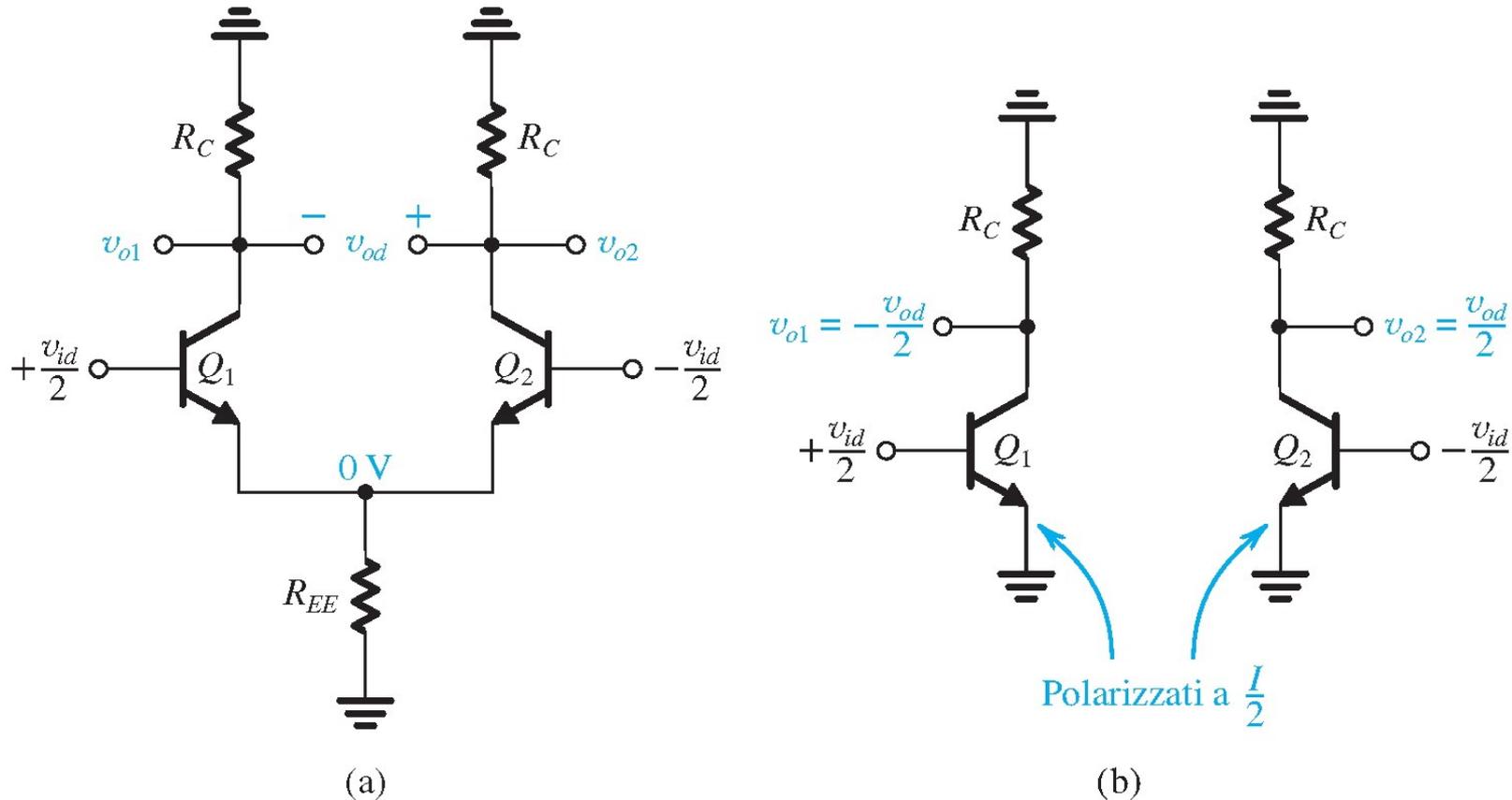
$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} = 2(\beta + 1)(r_e + R_e)$$

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

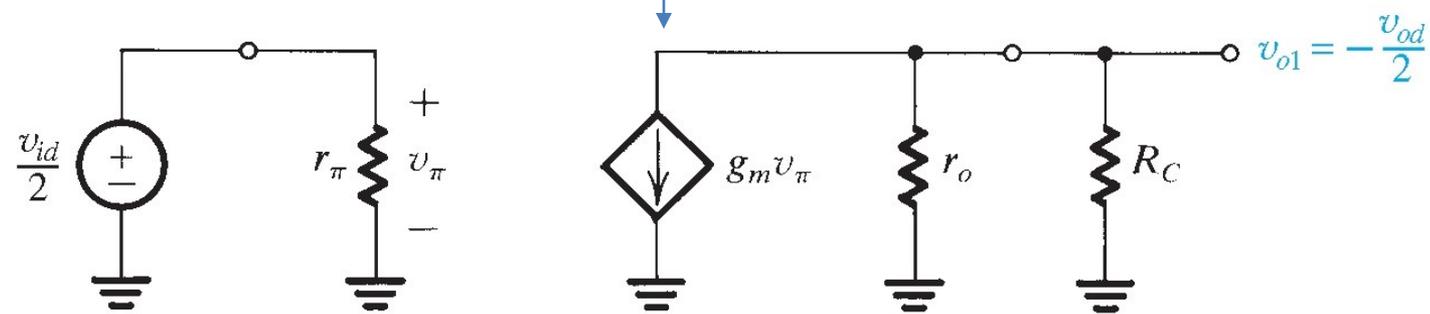
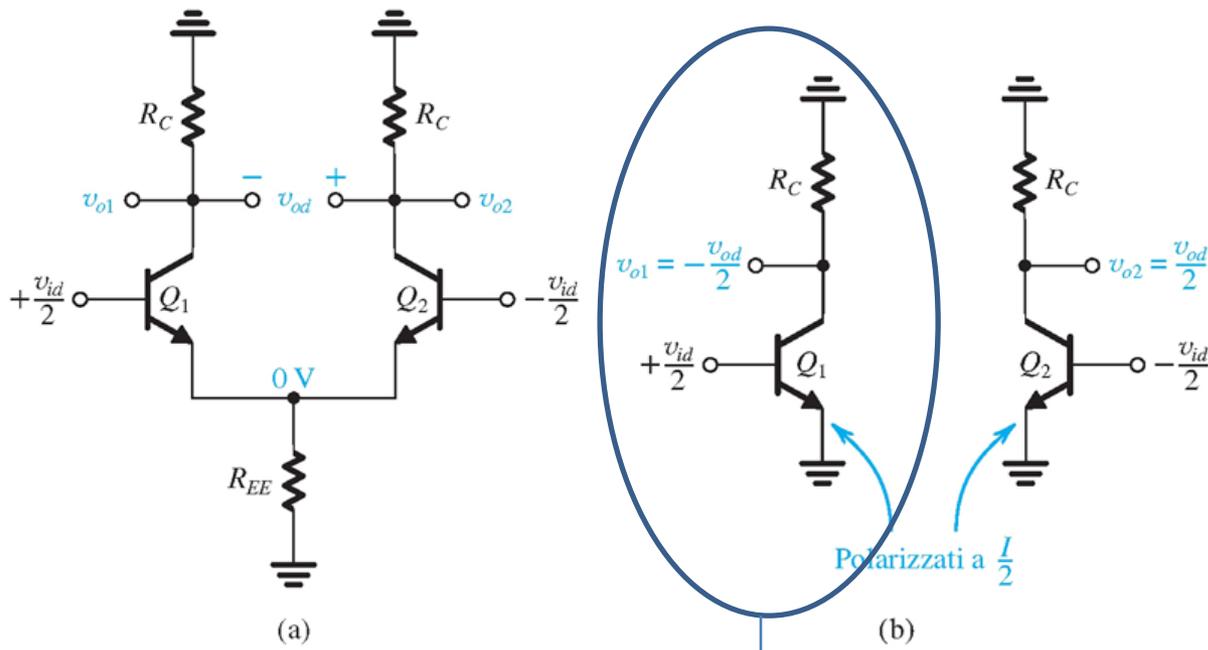
Analisi con ingresso bilanciato o applicato in modo complementare (push-pull)

**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

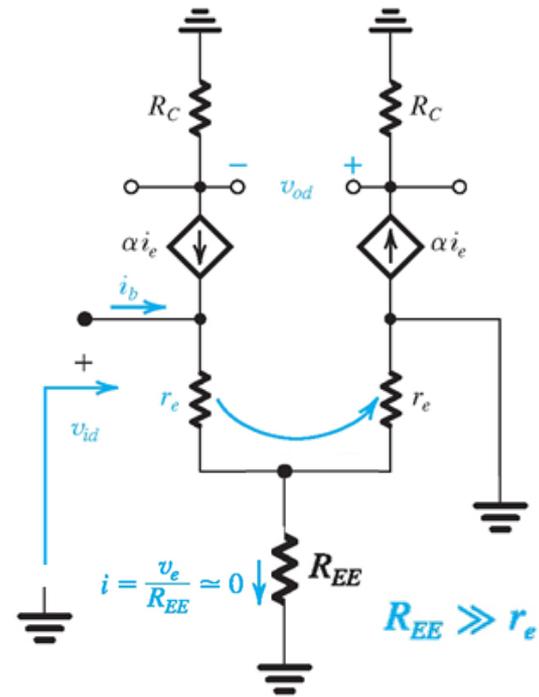
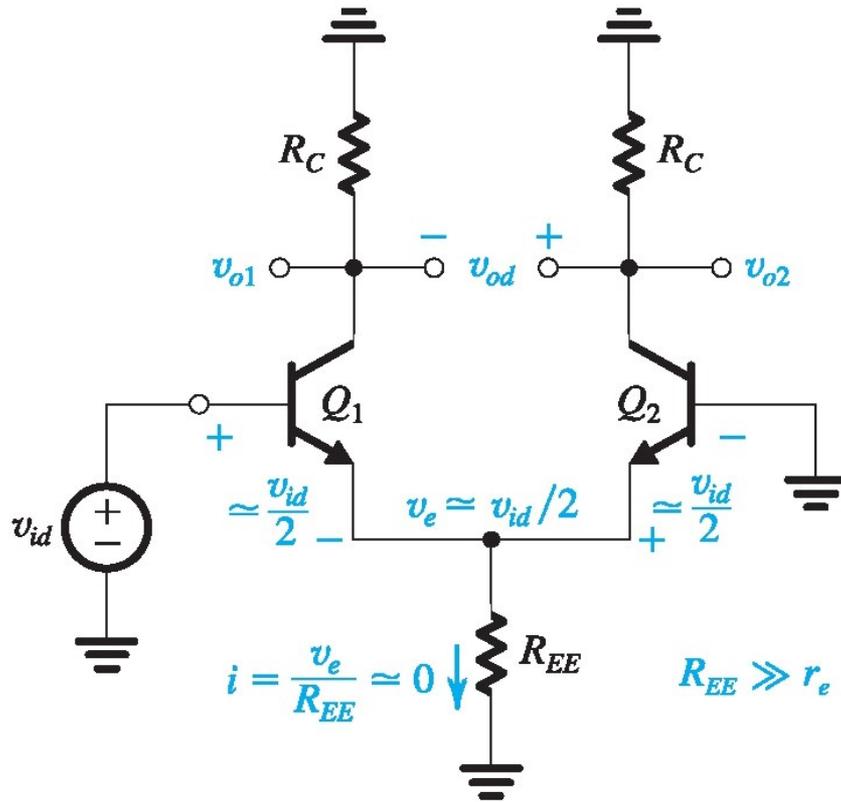


Figura 8.22 L'amplificatore differenziale con un segnale d'ingresso single-ended.

# ESERCIZIO

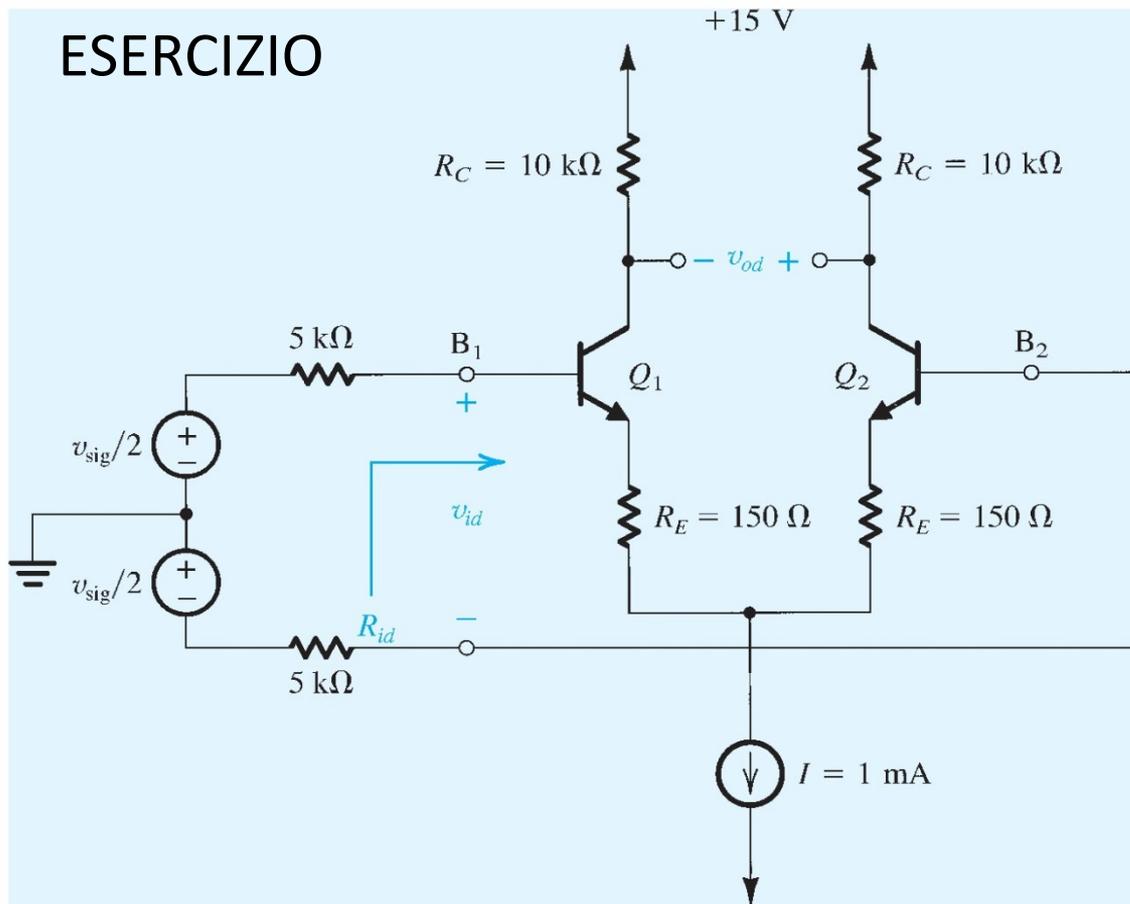


Figura 8.24 Circuito per l'Esempio 8.3.

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

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

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

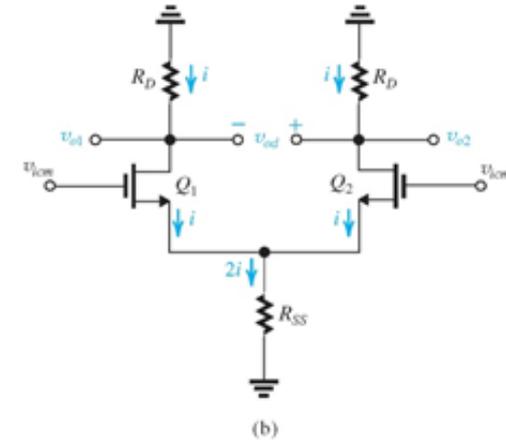
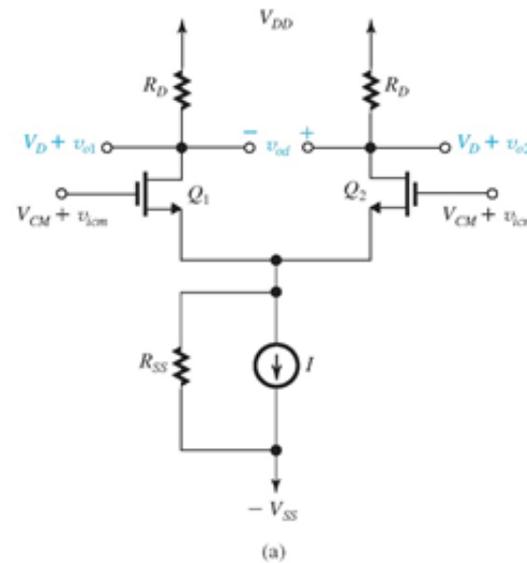
$$\frac{v_{od}}{v_{id}} \simeq \frac{\text{Resistenza totale nei collettori}}{\text{Resistenza totale negli emettitori}} = \frac{2R_C}{2(r_e + R_E)} = \frac{2 \times 10}{2(50 + 150) \times 10^{-3}} = 50 \text{ V/V}$$

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

# REIEZIONE DEL MODO COMUNE

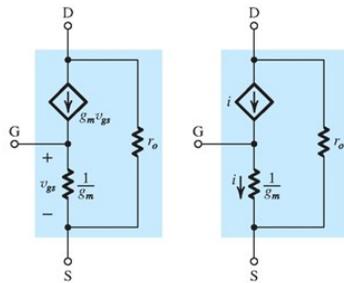
Tecnologia MOS

Iniziamo a rimuovere qualche NON IDEALITA'



GENERATORE DI CORRENTE NON IDEALE

Analisi a piccolo segnale modo comune

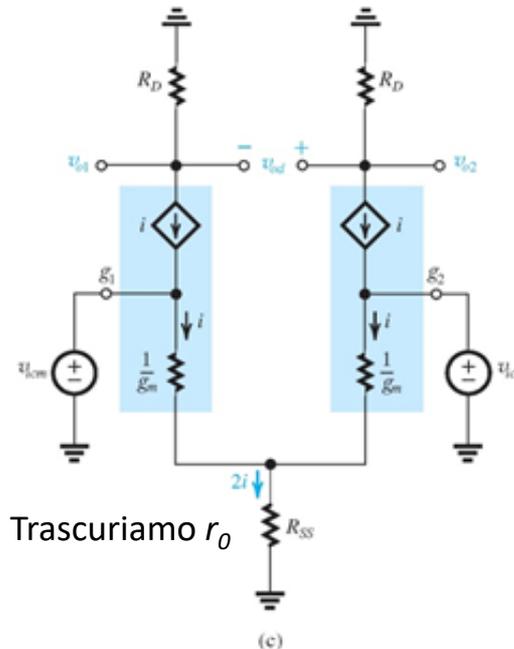


modelli a T

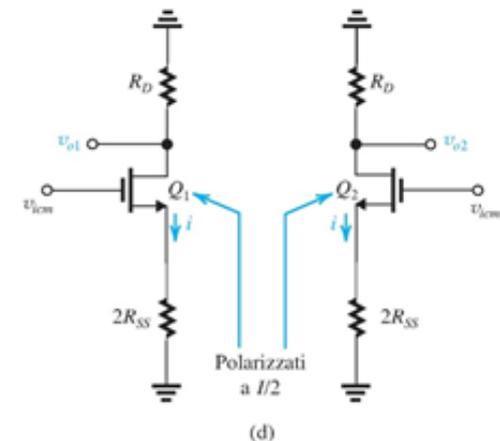
$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

■ 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

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

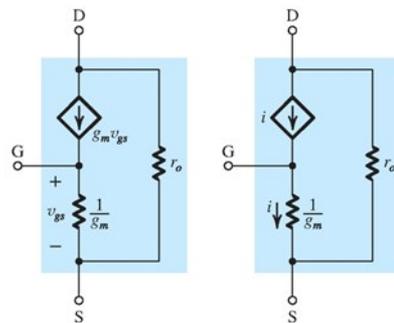
$$i = \frac{v_{icm}}{1/g_m + 2R_{SS}} \quad (8.72)$$

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

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

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

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

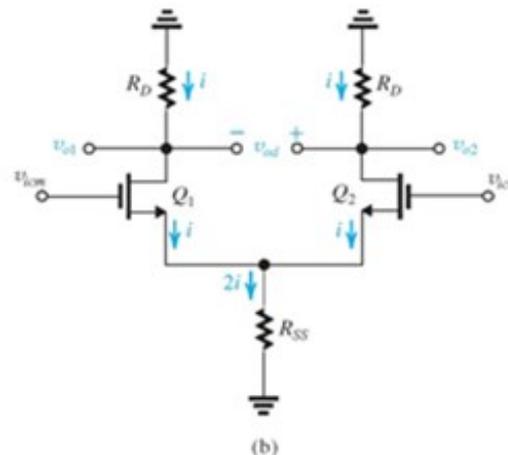


modelli a T

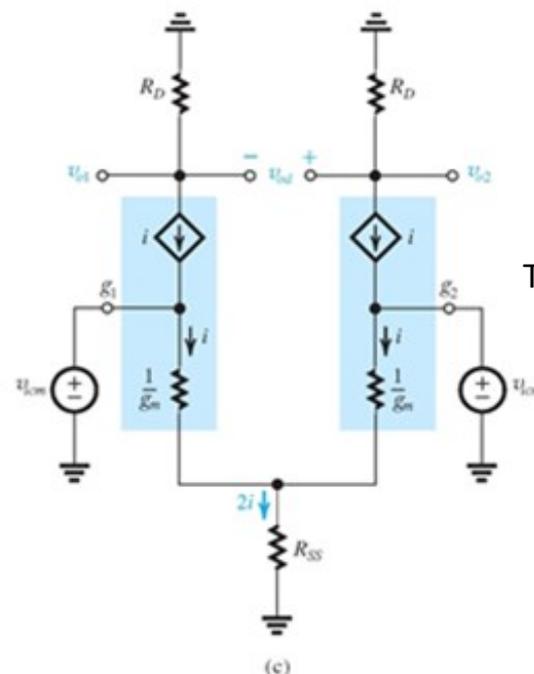
$$g_m = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} V_{ov} = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

■ 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

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

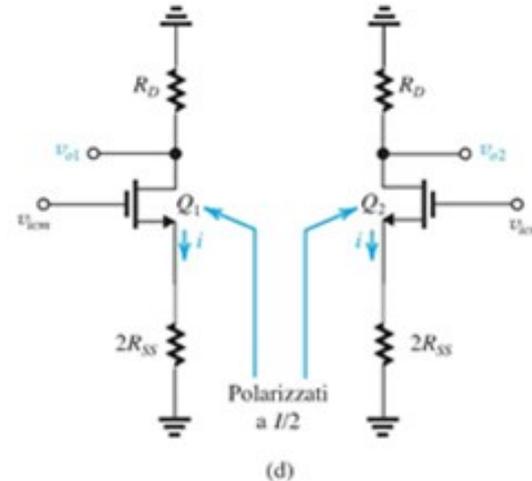
$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1} = 0 \quad (8.75)$$

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

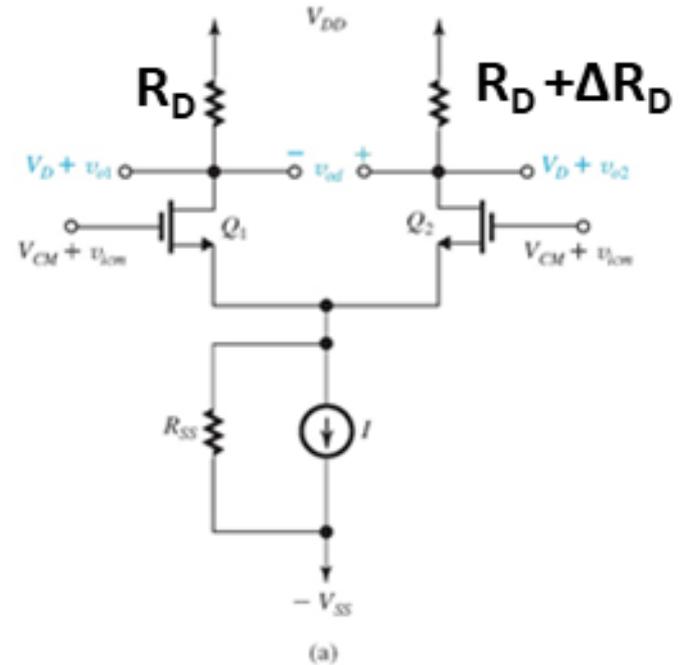
**NON IDEALITA':**

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

**(2)  $R_D$  NON PERFETTAMENTE UGUALI**

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

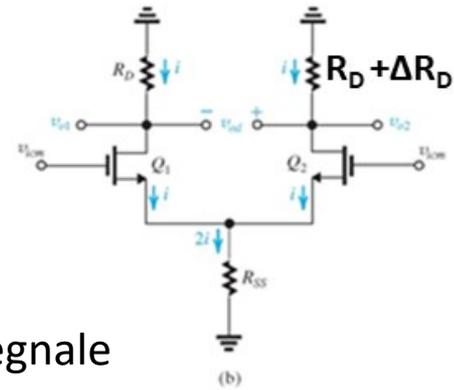
Analisi a piccolo segnale  
modo comune



# 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**

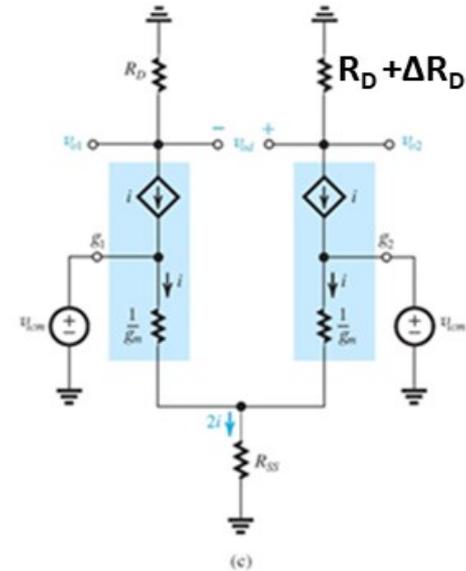
**Q1: ( $R_D$ )      Q2: ( $R_D + \Delta R_D$ ) (mismatch)**

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

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

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

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



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

# REIEZIONE DEL MODO COMUNE NON IDEALITA':

## (1) GENERATORE DI CORRENTE NON IDEALE

## (2) $R_D$ NON PERFETTAMENTE UGUALI

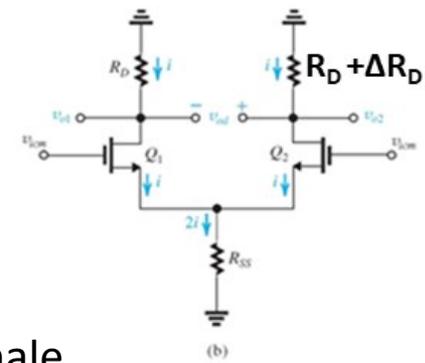
Q1: ( $R_D$ )      Q2: ( $R_D + \Delta R_D$ )

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

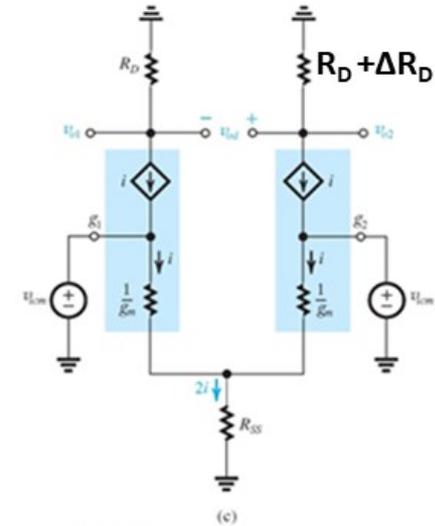
$$A_{cm} \equiv \frac{v_{od}}{v_{icm}} = -\frac{\Delta R_D}{2R_{SS}} \quad (8.79)$$

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

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



Analisi a piccolo segnale  
modo comune



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

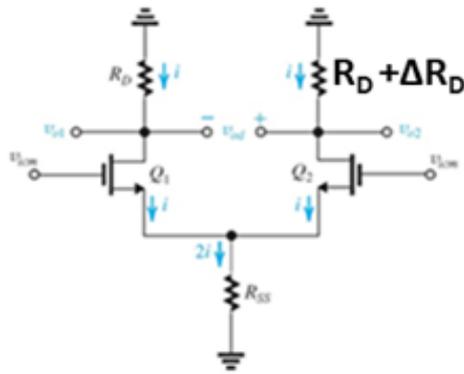
$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \quad (8.82)$$

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

# 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

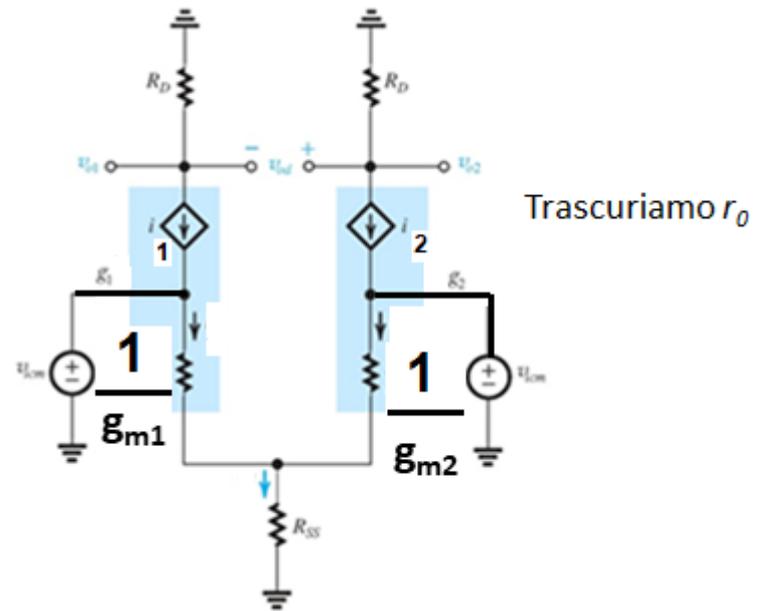
Transistori NMOS

■ 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

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

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

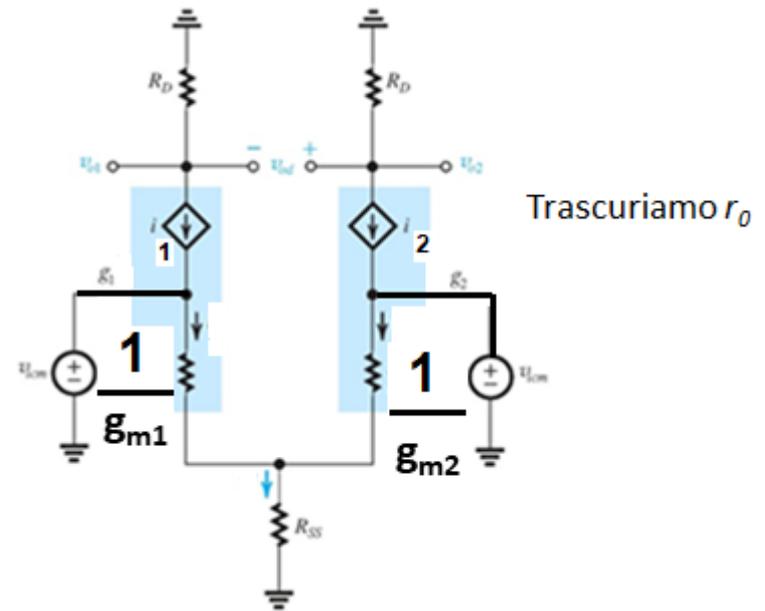
$$i_{D1} (1/g_{m1}) - i_{D2} (1/g_{m2}) = 0$$

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

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

# 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)

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

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

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

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

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

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

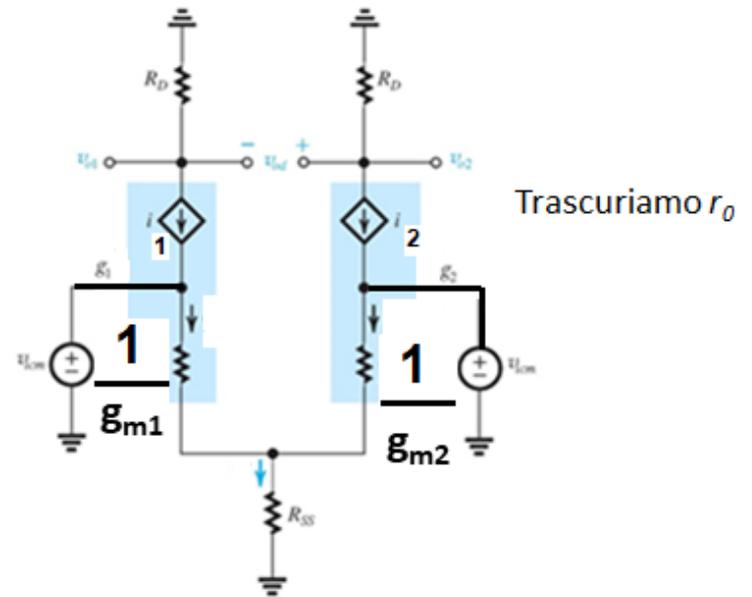
$$v_{icm} = i_{D1} (1/g_{m1}) + (i_{D2} + i_{D1}) R_{SS}$$

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

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

# 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)

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

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

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

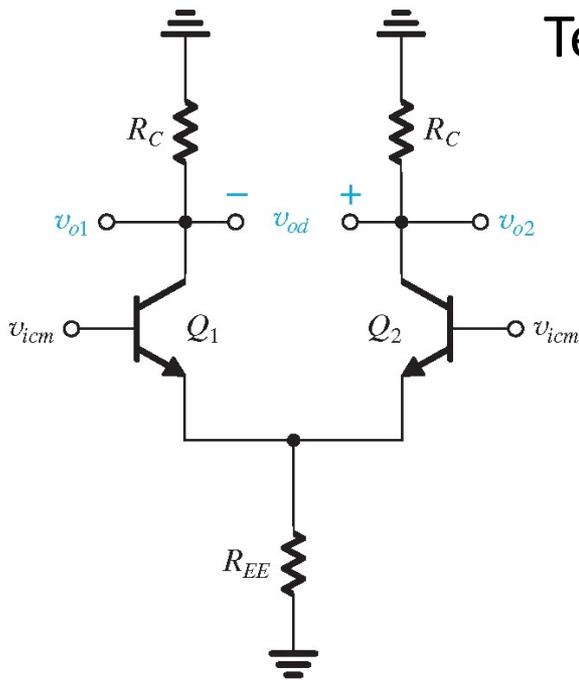
$$v_{o1} = -g_{m1} \frac{v_{id}}{2} R_D \quad (8.31)$$

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

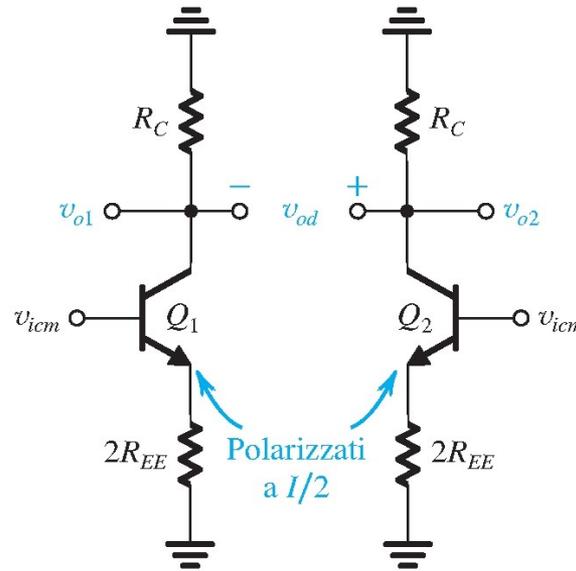
$$A_d = (R_D / 2) * (g_{m1} + g_{m2}) = (R_D / 2) * (2g_m + \Delta g_m) \simeq (R_D / 2) * 2g_m = R_D g_m$$

$$A_d = R_D g_m$$

# Tecnologia BJT



(a)



(b)

## REIEZIONE DEL MODO COMUNE

**H<sub>p</sub>: matching perfetto fra i due lati**

**NON IDEALITA':  
GENERATORE DI CORRENTE  
NON IDEALE (R<sub>EE</sub> 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.

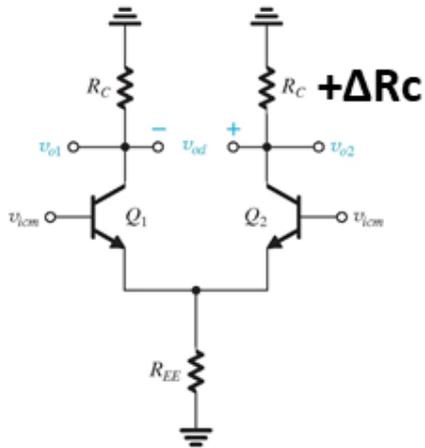
$$v_{o1} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + 2R_{EE}} v_{icm} \quad (8.91)$$

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

Trascuriamo  $r_o$

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

# Tecnologia BJT



## Consideriamo un mismatch $\Delta R_C$

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

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

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

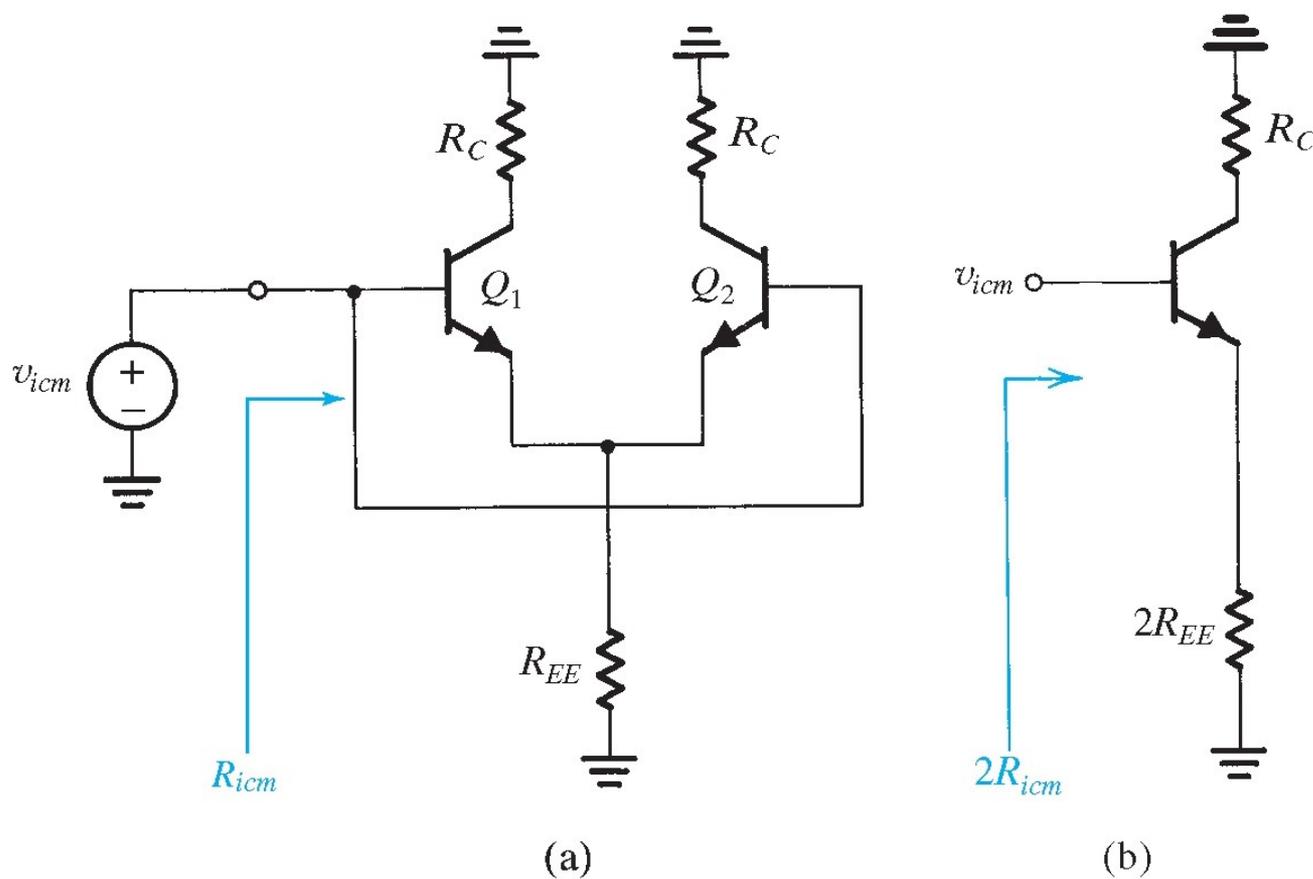
( $\alpha \sim 1$  e  $r_e \ll 2R_{EE}$ )

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

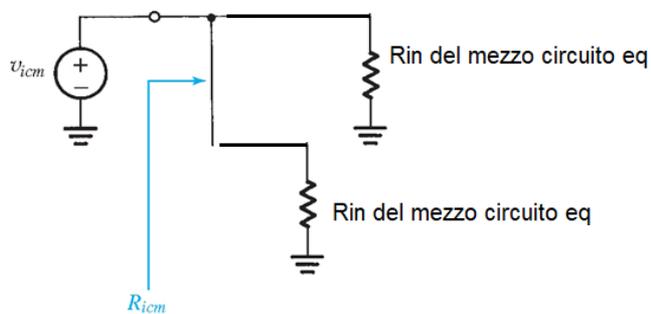
Ricordiamo che:  $A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_m R_C \quad (8.68)$

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

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

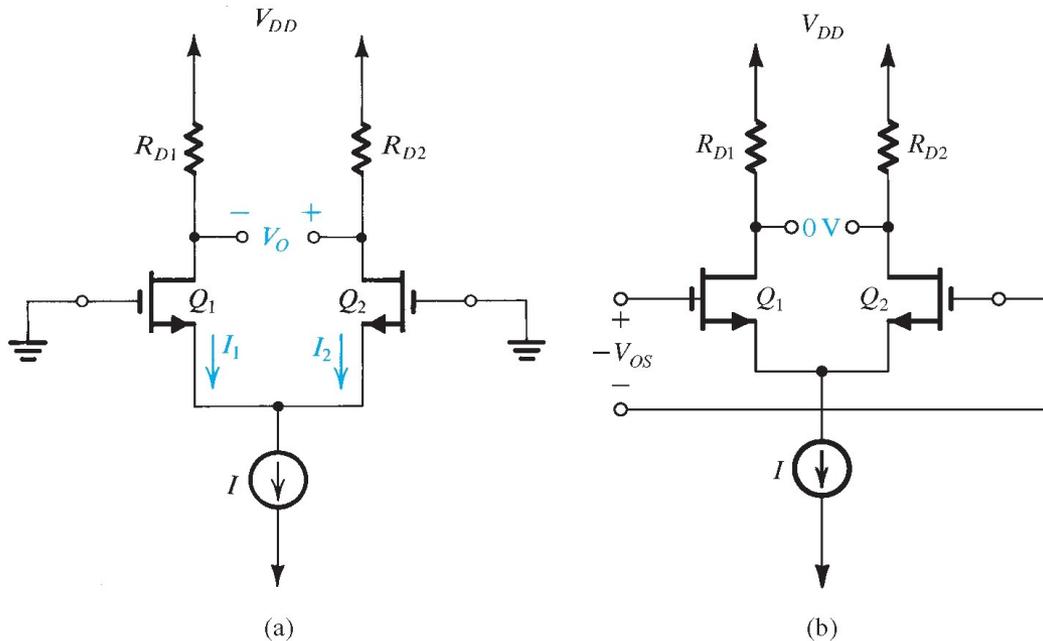


**Figura 8.27** (a) Definizione di resistenza di ingresso di modo comune  $R_{icm}$ . (b) Il semi-circuito equivalente di modo comune.



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

# 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  $V_O$ .

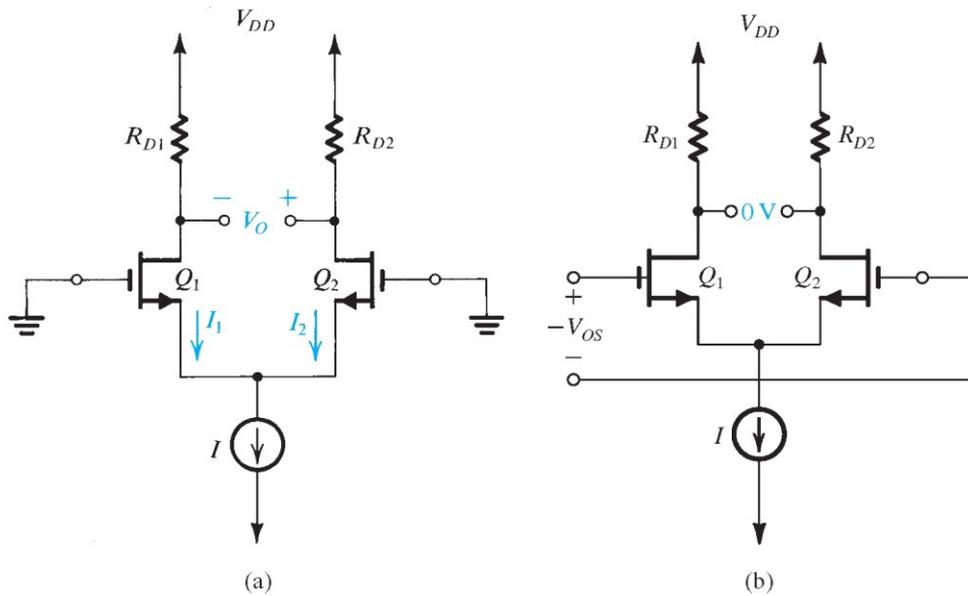
## LE PRINCIPALI CAUSE DEL MISMATCH SONO TRE:

- 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  $V_o$ .

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

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

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

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

NON Consideriamo un mismatch TRA Q1 E Q2

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

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

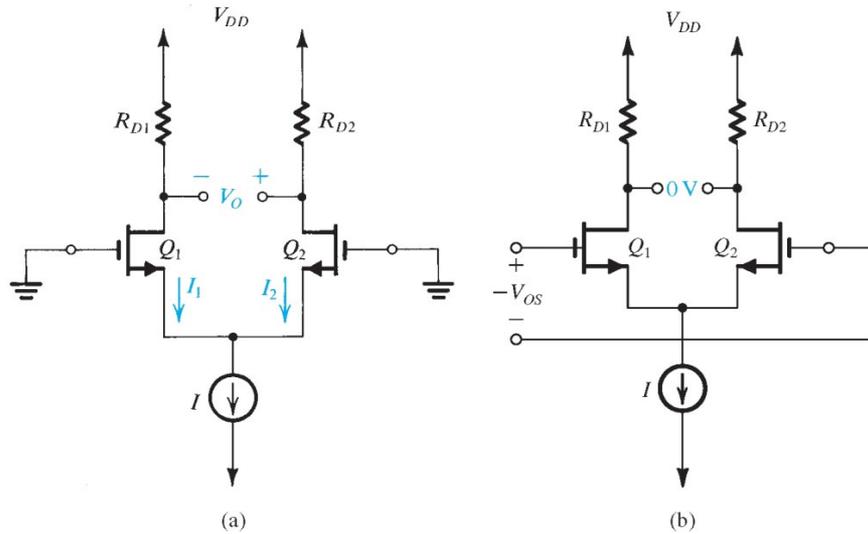
$$V_{D1} = V_{DD} - \frac{I}{2} \left( R_D + \frac{\Delta R_D}{2} \right)$$

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

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

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

# 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  $V_O$ .

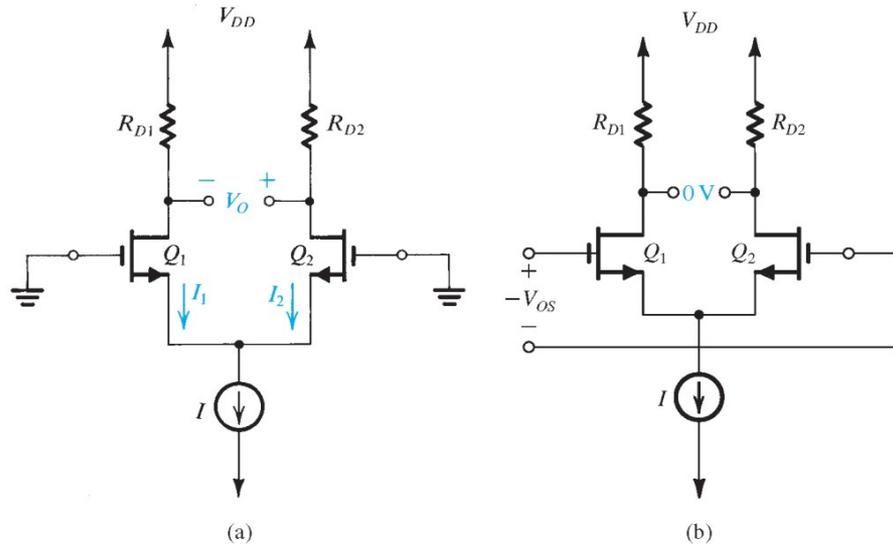
$$\frac{V_{OV}}{2} = 0.1 \text{ V}$$

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

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

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

# 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  $V_O$ .

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

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

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

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

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

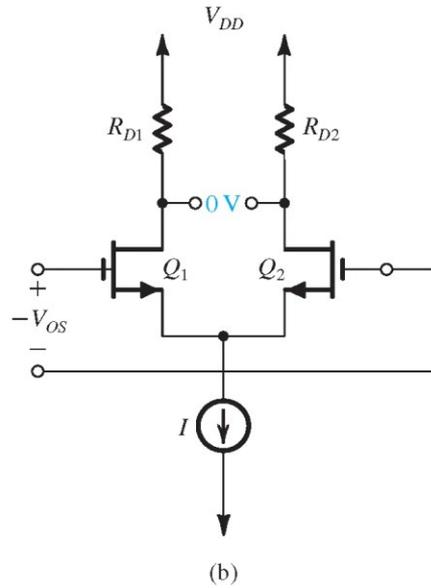
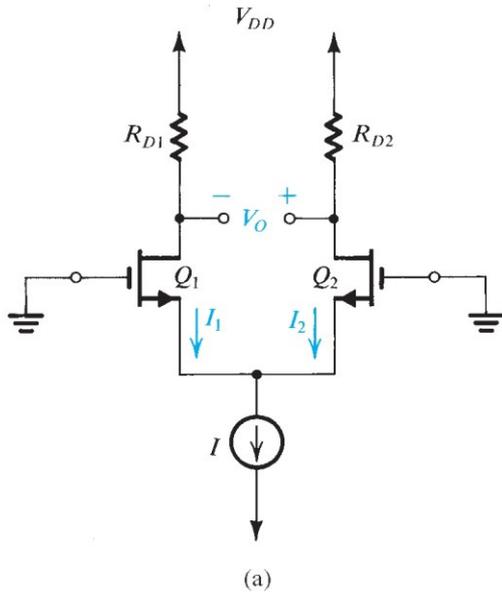
$$g_m = \frac{I_D}{V_{OV}/2} \quad (7.41) \quad i_{D1} = i_{D2} = \frac{I}{2} \quad (8.20)$$

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

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

## 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  $V_o$ .

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

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

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

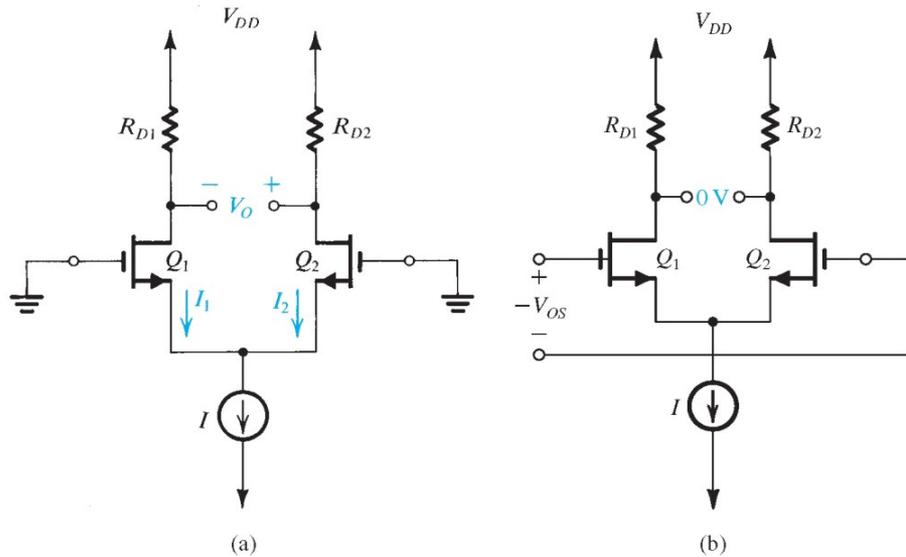
$$\Delta I = \frac{I}{2} \frac{\Delta V_t}{V_{GS} - V_t} \cdot 2 = \frac{I}{2} \frac{\Delta V_t}{V_{OV}} \cdot 2$$

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

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

## Offset in DC - TOTALE

# Mismatch complessivo (Q1, Q2, R<sub>D</sub>)



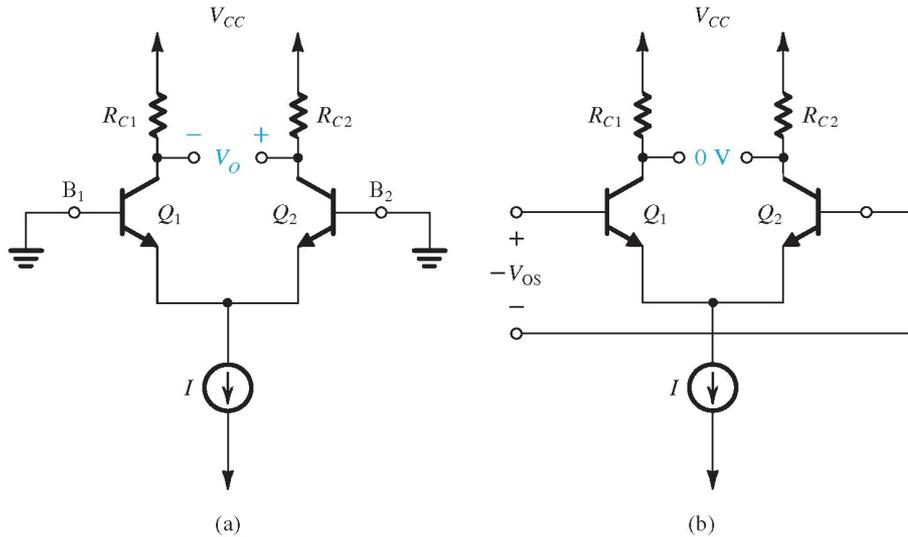
**Figura 8.28** (a) La coppia differenziale MOS con entrambi gli ingressi a massa. A causa del mismatch dei dispositivi e dei resistori, compare una tensione dc  $V_o$  finita. (b) L'applicazione ai terminali di ingresso di una tensione eguale all'offset di tensione di ingresso  $V_{os}$ , ma con polarità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

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

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

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

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

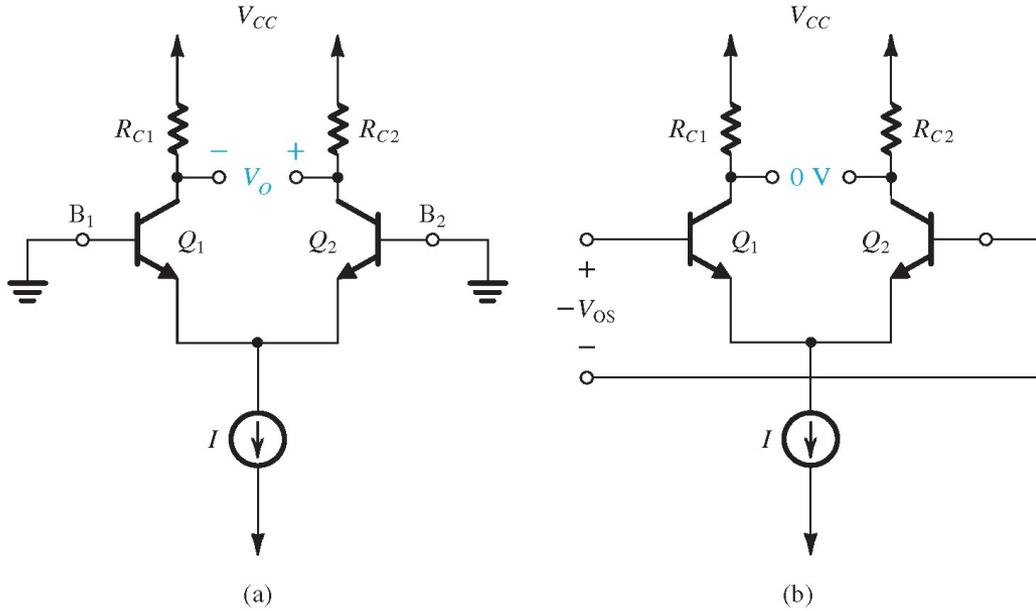
$$V_{OS} = \frac{\alpha (I/2) (\Delta R_C)}{A_d} \quad (8.113)$$

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

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.

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

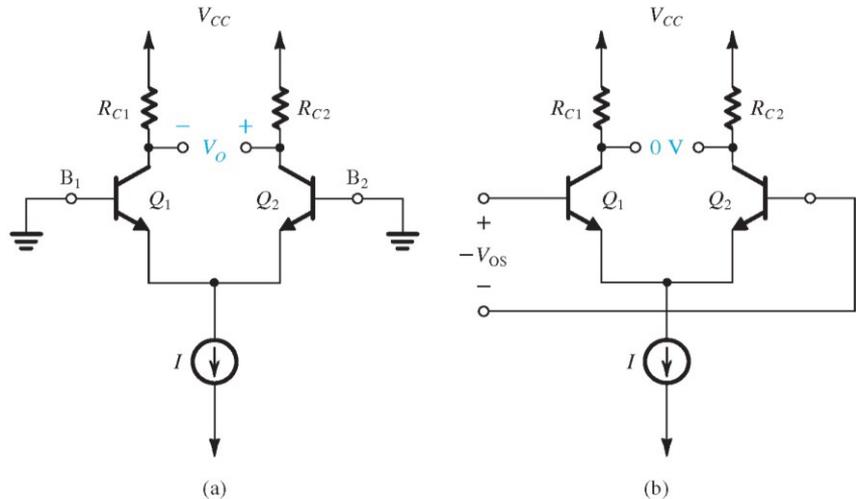
$$|V_{os}| = V_T \left( \frac{\Delta I_S}{I_S} \right) \quad (8.119)$$

**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

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

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

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

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

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

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

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

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

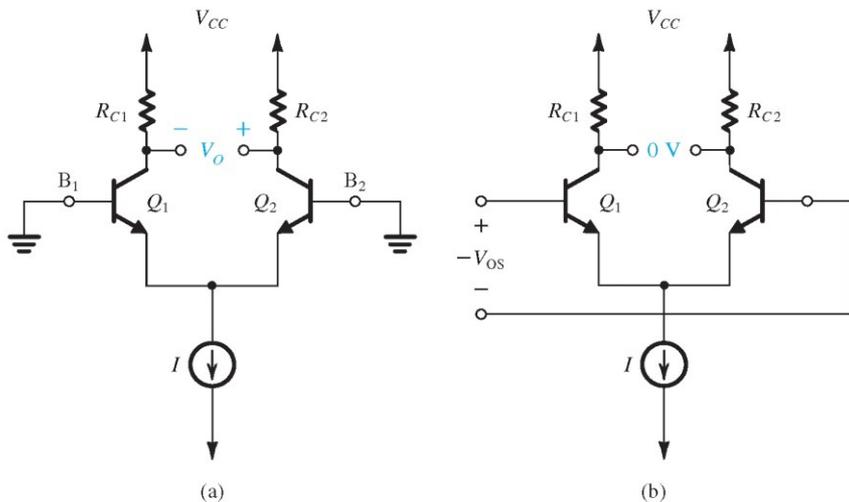
$$I_{OS} = I_B \left( \frac{\Delta\beta}{\beta} \right) \quad (8.127)$$

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



**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  $V_{OS} \equiv V_o / A_d$  di polarità opposta, ai terminali d'ingresso riduce  $V_o$  a zero.

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

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

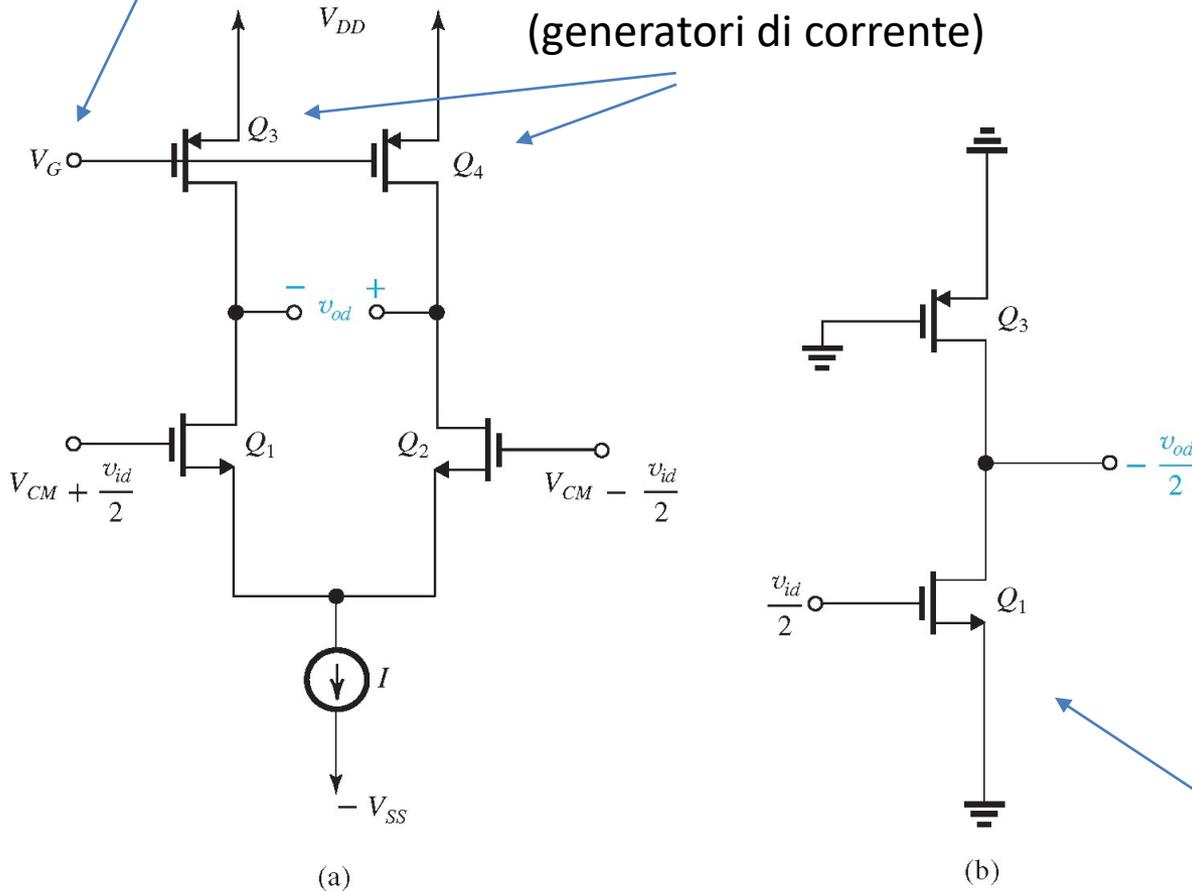
$$V_{OS} = \sqrt{\left( V_T \frac{\Delta R_C}{R_C} \right)^2 + \left( V_T \frac{\Delta I_S}{I_S} \right)^2} \quad (8.120)$$

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

# Amplificatore differenziale con carichi attivi

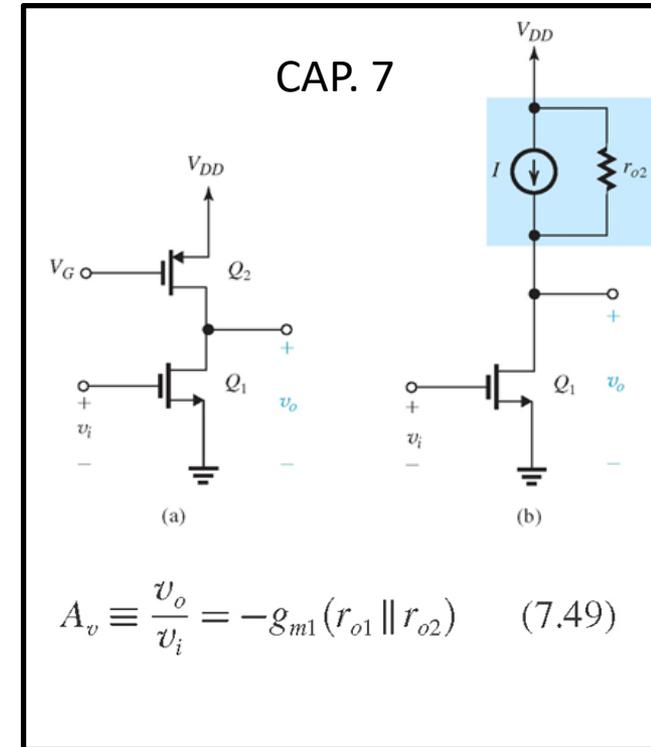
## Tecnologia MOS

$V_G$  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

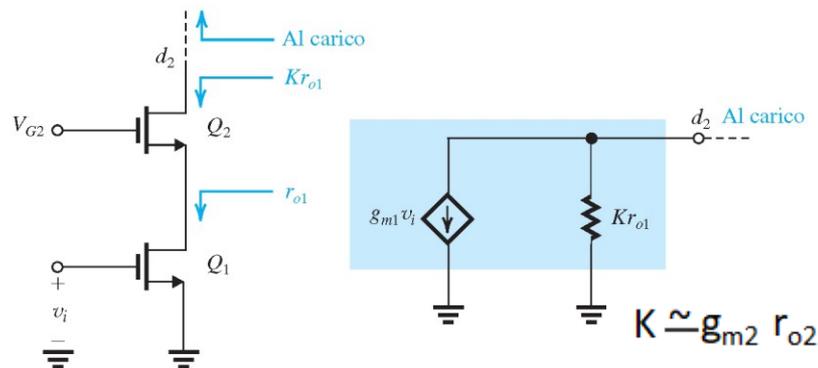
## Tecnologia MOS

(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"



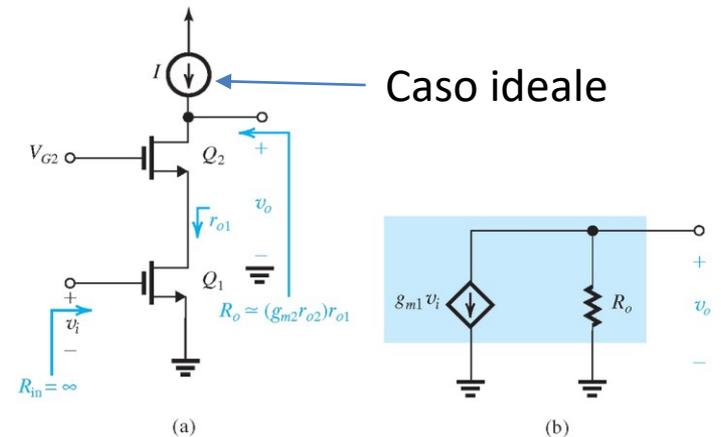
**Figura 7.29** La funzione di buffer di corrente, illustrata in Fig. 7.17(b), è implementata mediante un transistore,  $Q_2$ , in configurazione CG.  $V_{G2}$  è la tensione di polarizzazione dc. Il circuito equivalente di uscita indica che il transistore CG lascia passare la corrente  $g_{m1} v_i$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

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

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

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

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



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

# 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)

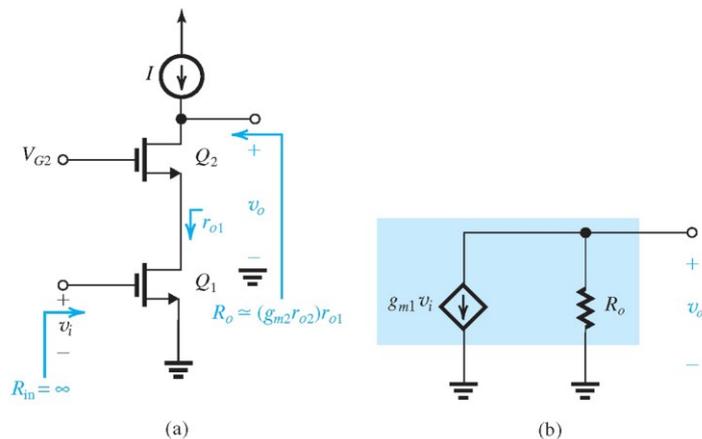


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

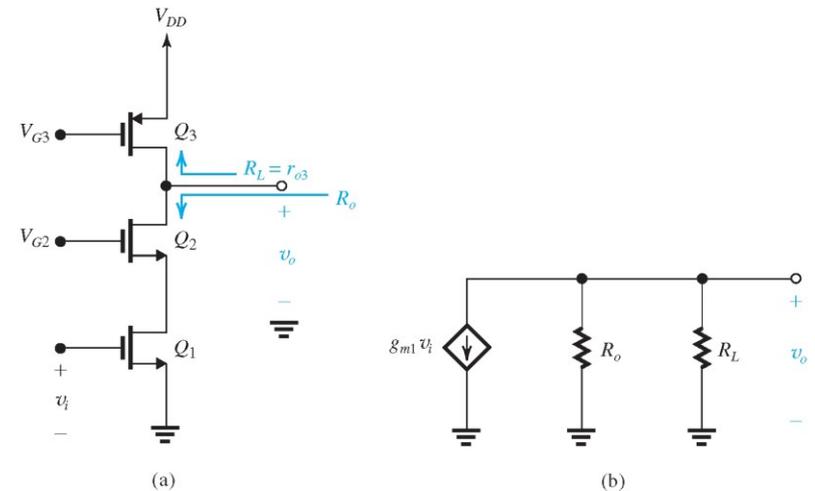


Figura 7.31 (a) Un amplificatore cascode MOS caricato con un generatore di corrente semplice PMOS  $Q_3$ . (b) Circuito equivalente all'uscita dell'amplificatore.

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

(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

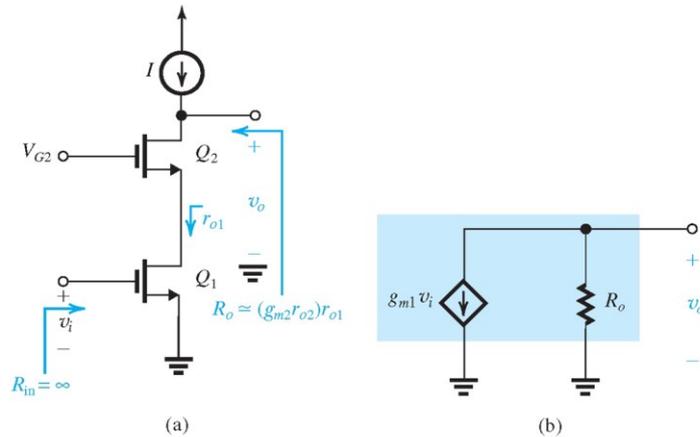


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

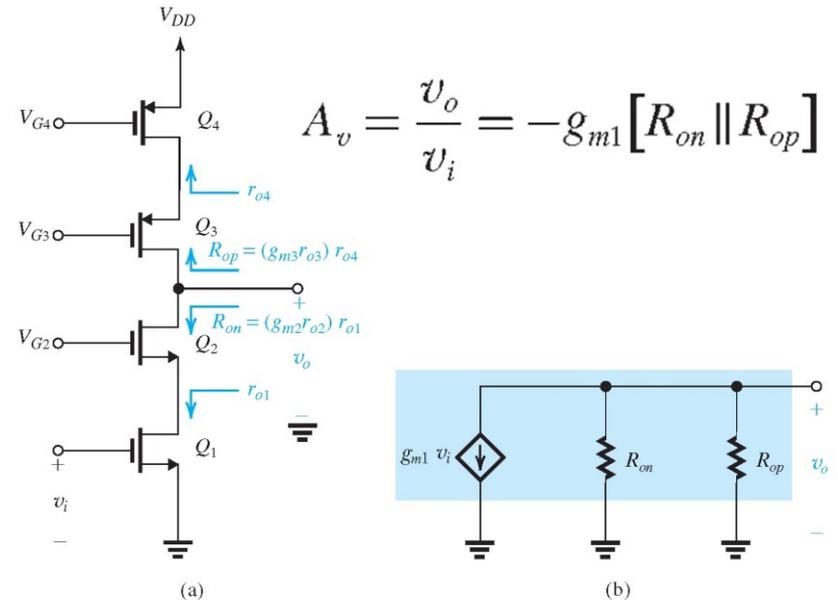


Figura 7.33 Un amplificatore cascode con generatore di corrente cascode di carico.

## Uso di un generatore di corrente cascode

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

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

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

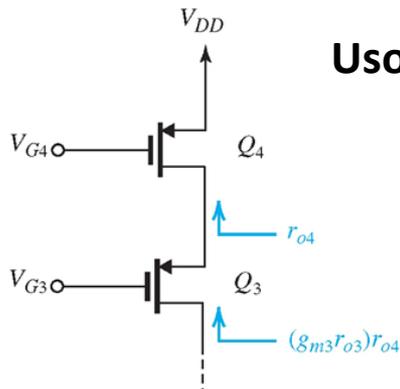


Figura 7.32 Impiego di un transistor cascode  $Q_3$  per aumentare la resistenza di uscita del generatore di corrente  $Q_4$ .

# Amplificatore differenziale cascode Tecnologia MOS

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

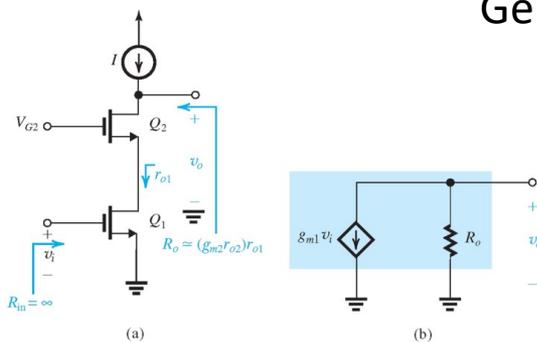


Figura 7.30 (a) Un amplificatore cascode MOS con un generatore di corrente ideale di carico; (b) rappresentazione circuitale equivalente dell'uscita del cascode.

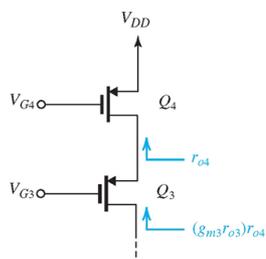
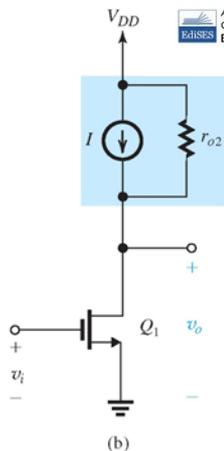
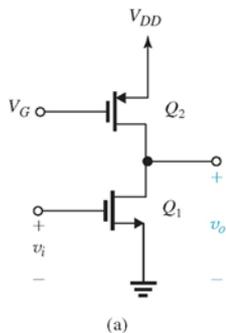


Figura 7.32 Impiego di un transistor cascode  $Q_3$  per aumentare la resistenza di uscita del generatore di corrente  $Q_4$ .

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



Generatori di corrente

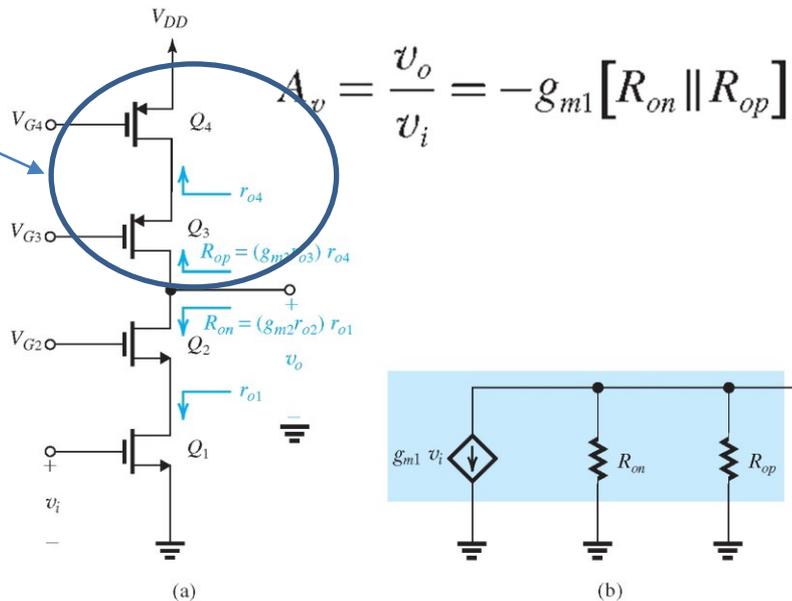
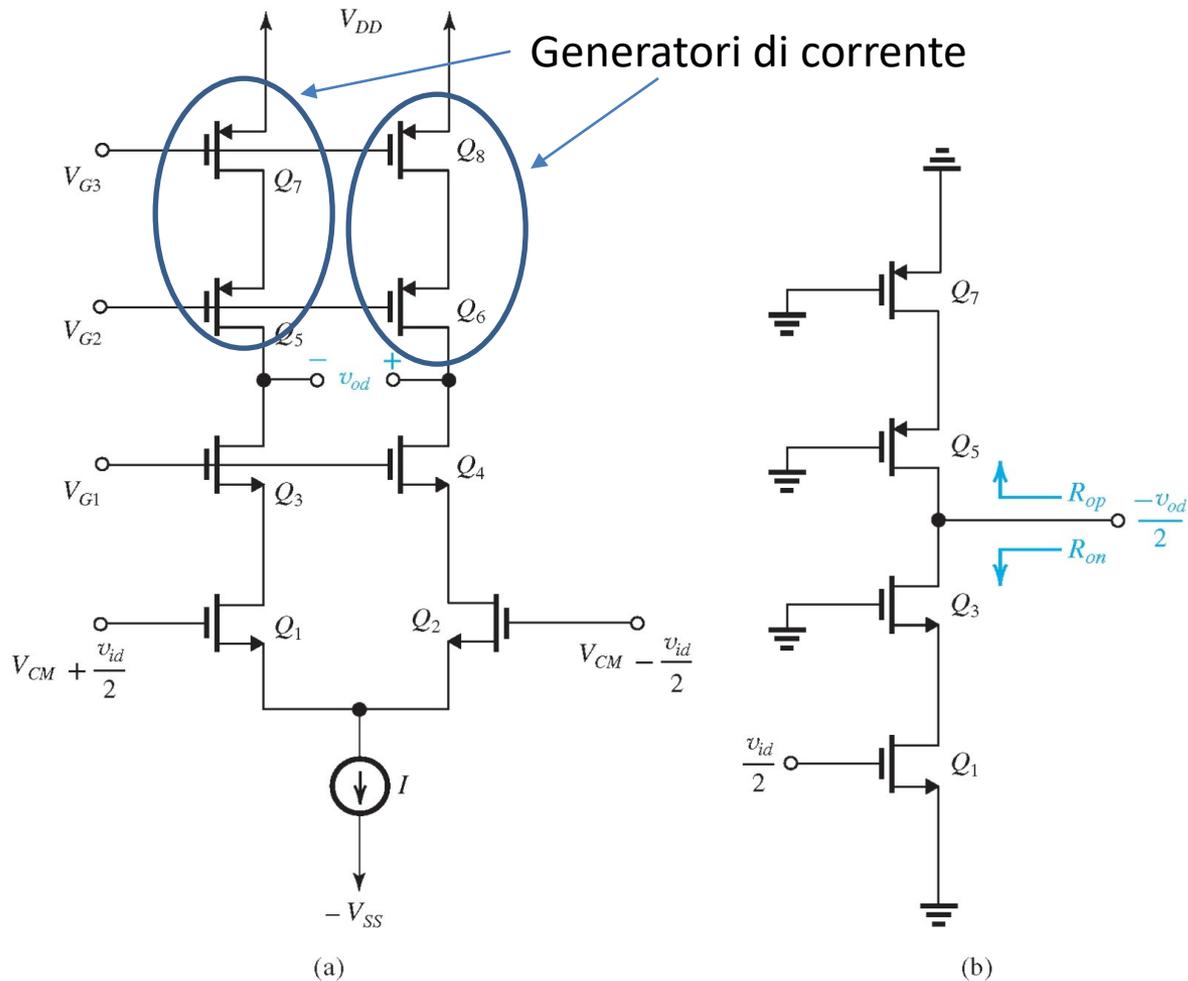


Figura 7.33 Un amplificatore cascode con generatore di corrente cascode di carico.

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

(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

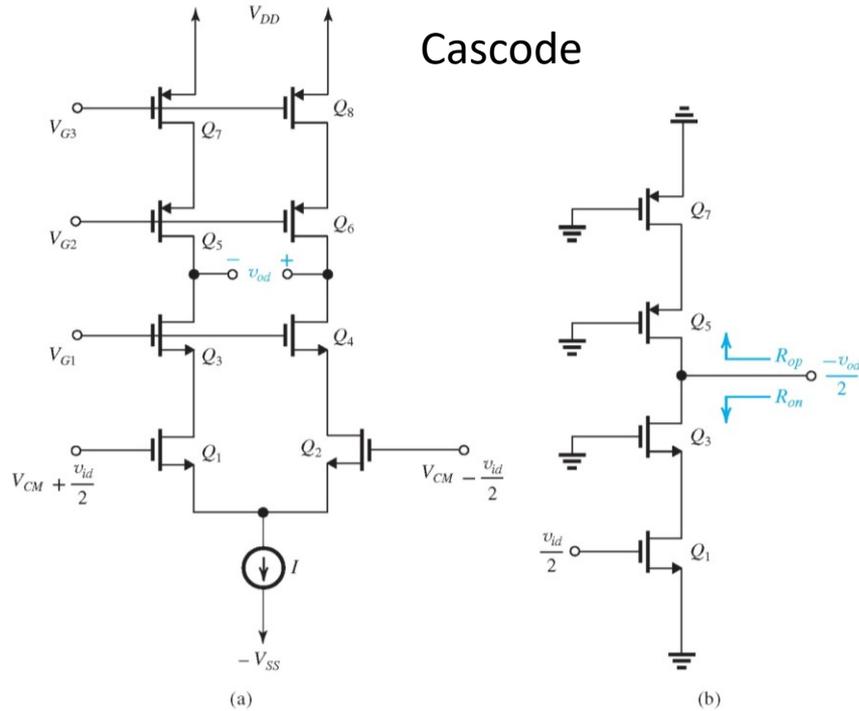


Figura 8.13 (a) Amplificatore differenziale cascode; (b) il corrispondente semi-circuito di modo differenziale.

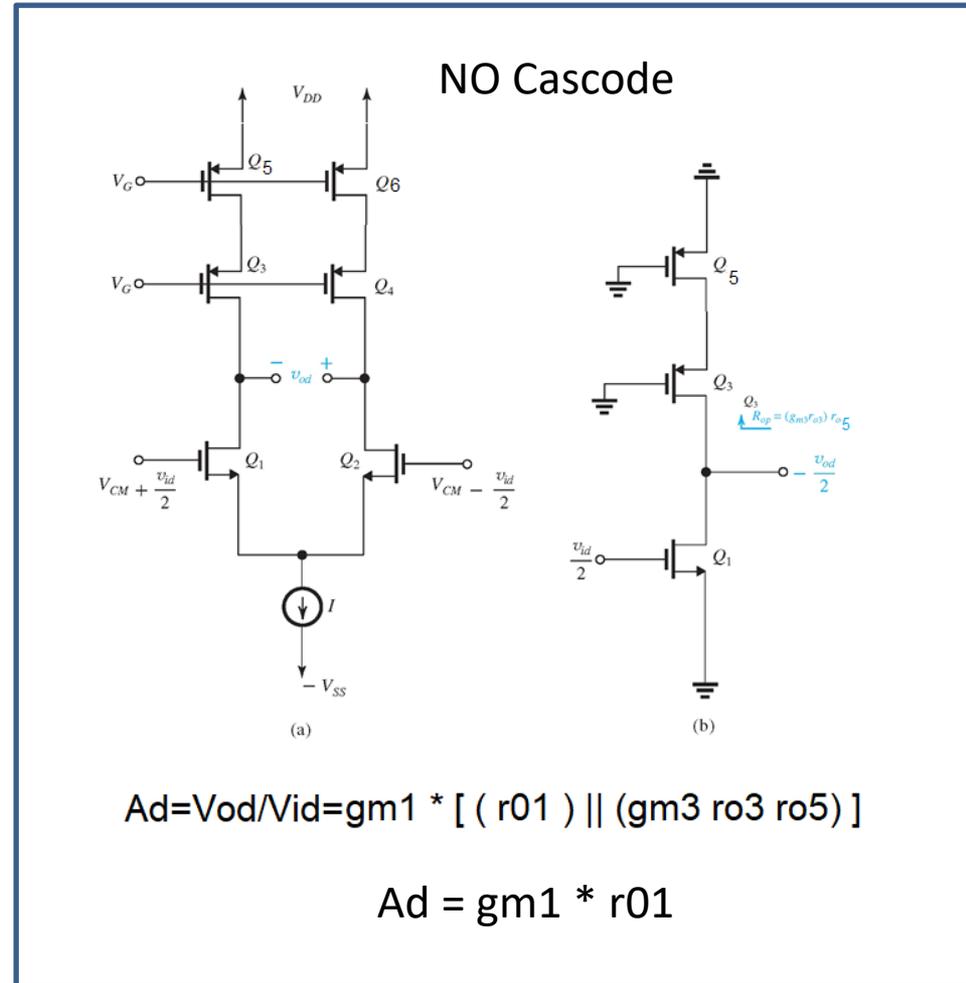
$$A_d \equiv \frac{v_{od}}{v_{id}} = g_{m1} (R_{on} \parallel R_{op}) \quad (8.38)$$

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

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

considerando i transistori circa uguali

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



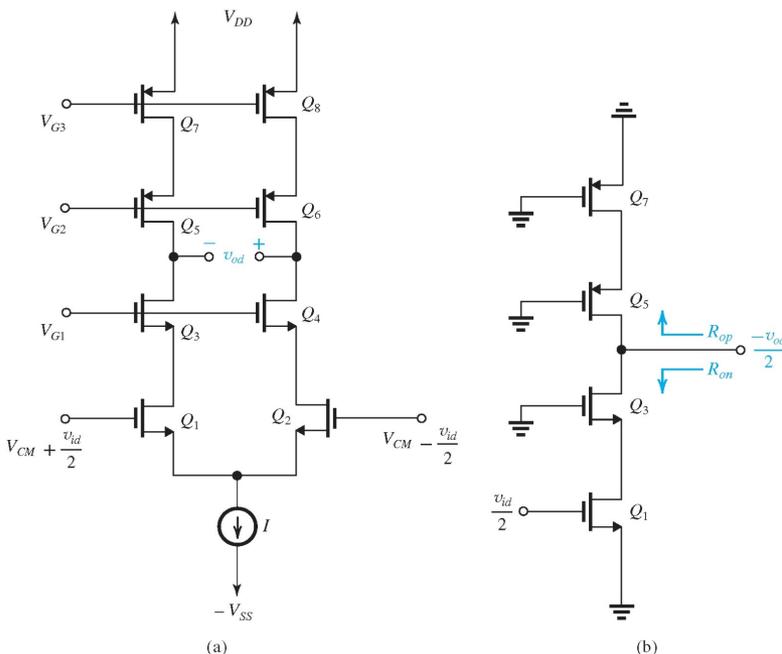
$$A_d = v_{od}/v_{id} = g_{m1} * [ ( r_{o1} ) \parallel ( g_{m3} r_{o3} r_{o5} ) ]$$

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

# ESERCIZIO

8.6 L'amplificatore differenziale cascode di Fig. 8.13(a) è fabbricato in una tecnologia 0.18  $\mu\text{m}$  CMOS per la quale  $\mu_n C_{ox} = 4\mu_p C_{ox} = 400 \mu\text{A/V}^2$ ,  $|V_t| = 0.5 \text{ V}$ , 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.  $(W/L)_{1,2,3,4} = 12.5$ ;  $(W/L)_{5,6,7,8} = 50$ ;  $A_d = 648 \text{ V/V}$



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

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

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

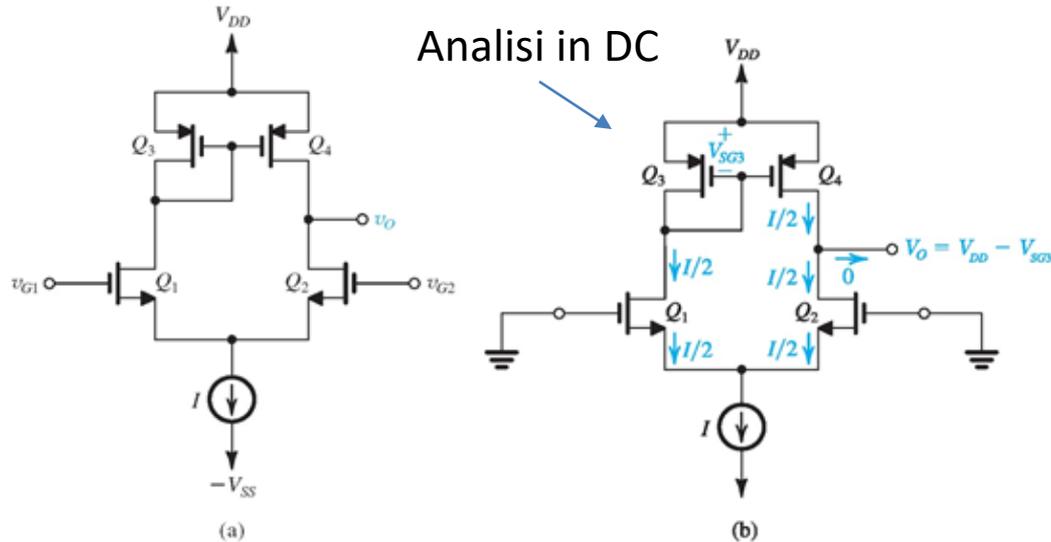
$$V_A = V'_A L = 10 * (2 * 0.18) = 3.6 \text{ V} \quad r_0 = V_A / I_D = 0.036 \Omega$$

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

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

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  $Q_2$

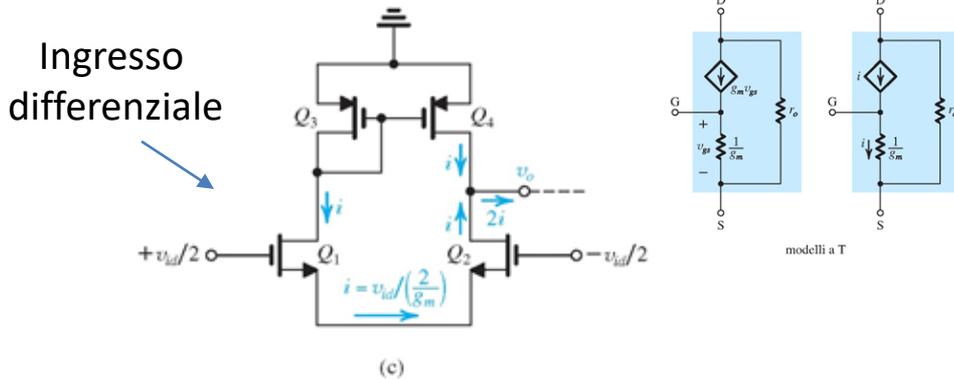
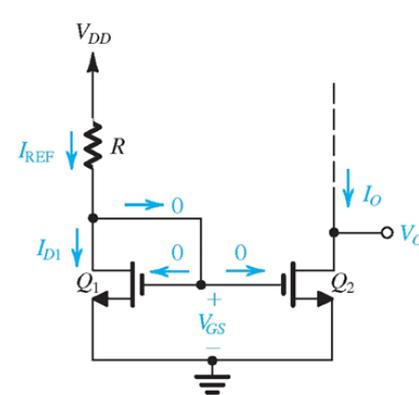


Figura 8.32 (a) La coppia differenziale MOS con carico attivo. (b) Il circuito all'equilibrio, assumendo un matching perfetto. (c) Il circuito con l'applicazione di un segnale di modo differenziale in ingresso, trascurando le  $r_o$  di tutti i transistori.

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

## Ricordiamo lo specchio di corrente



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

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

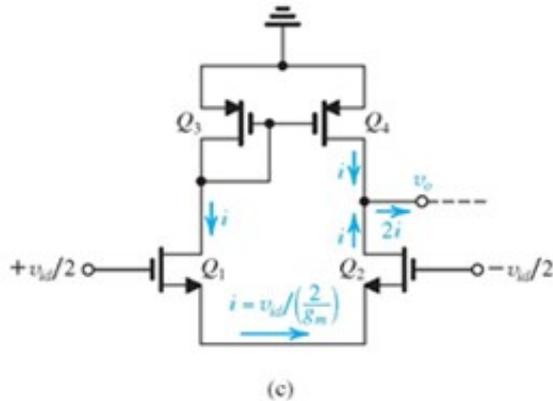
$$I_O = I_{D2} = \frac{1}{2} k'_n \left( \frac{W}{L} \right)_2 (V_{GS} - V_{tn})^2$$

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

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

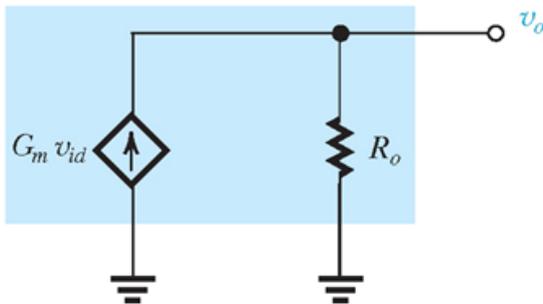
## VALORE FINITO DELLA $r_o$



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:



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

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

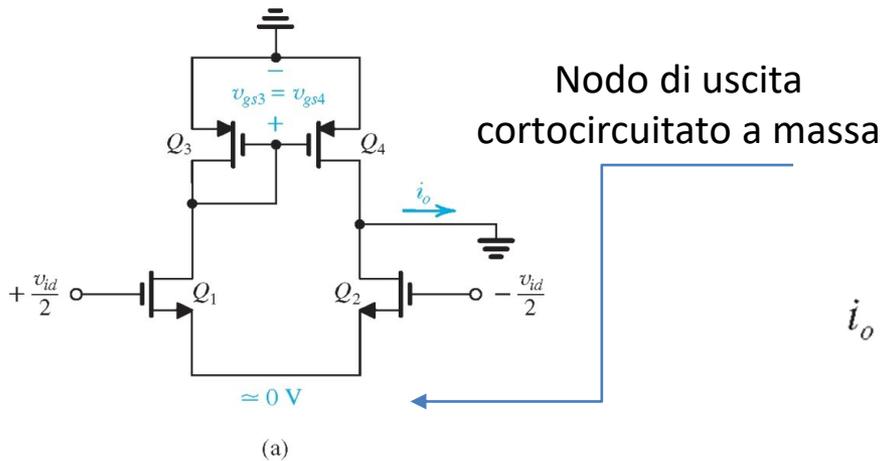
$$A_d \equiv \frac{v_o}{v_{id}} = G_m R_o = g_{m1,2} (r_{o2} \parallel r_{o4}) \quad (8.130)$$

**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  $r_o$



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

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

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

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

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

$$g_{m1} = g_{m2} = g_m \text{ e } g_{m4} = g_{m3}$$

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

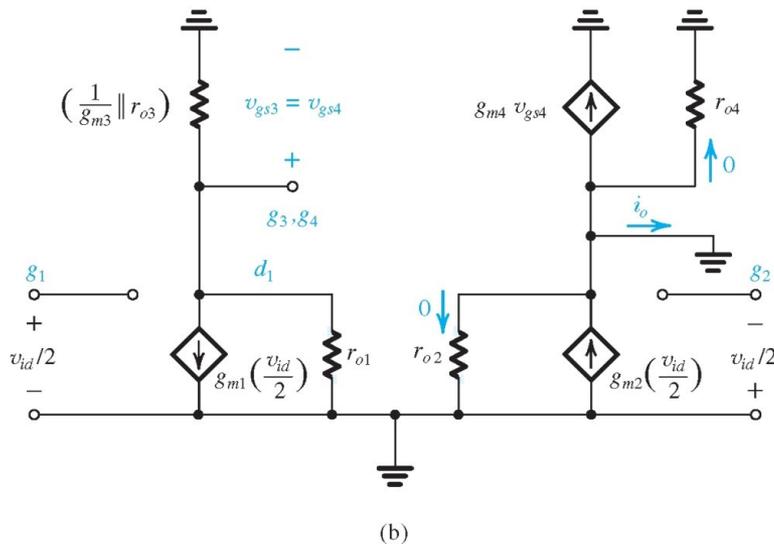


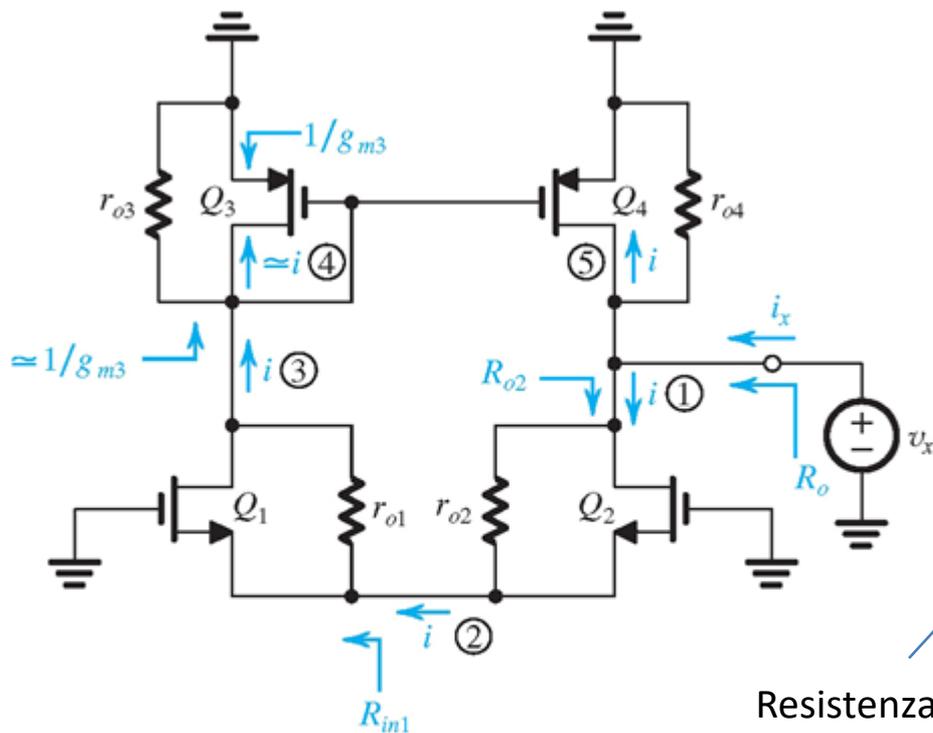
Figura 8.34 Determinazione della transconduttanza di cortocircuito  $G_m \equiv i_o / v_{id}$

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  $r_o$

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

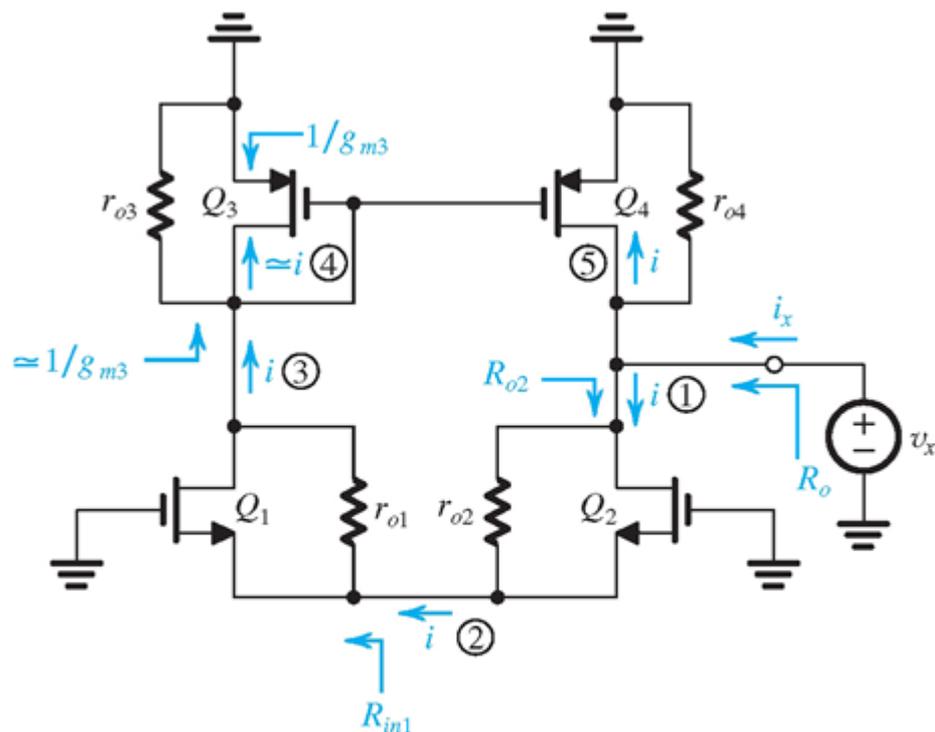


Figura 8.35 Circuito per la valutazione di  $R_o$ .

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

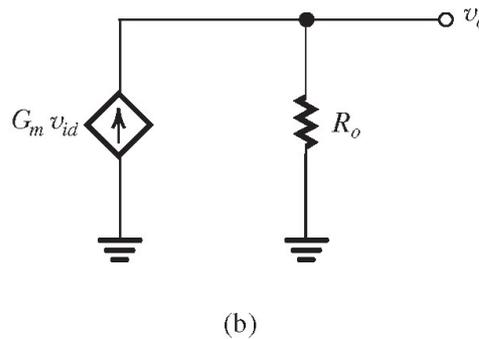
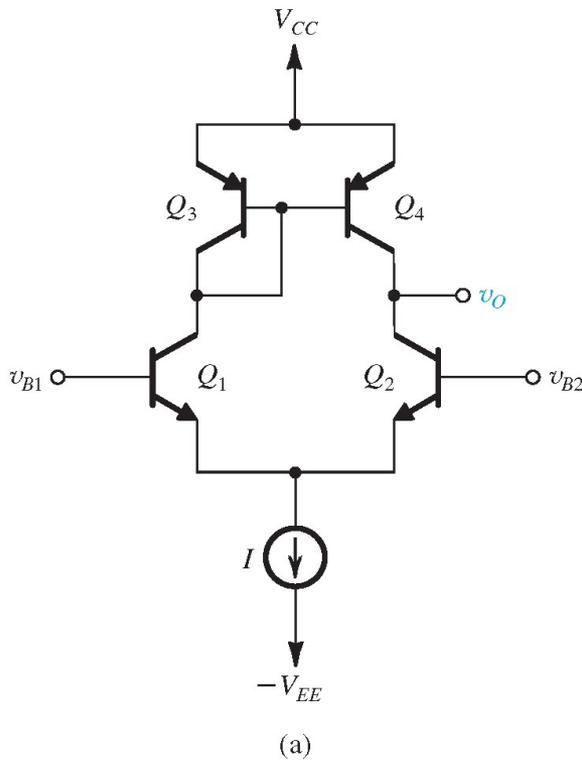
$\beta$  infinito

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

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

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

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



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

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  $v_{id} \equiv v_{B1} - v_{B2}$ .

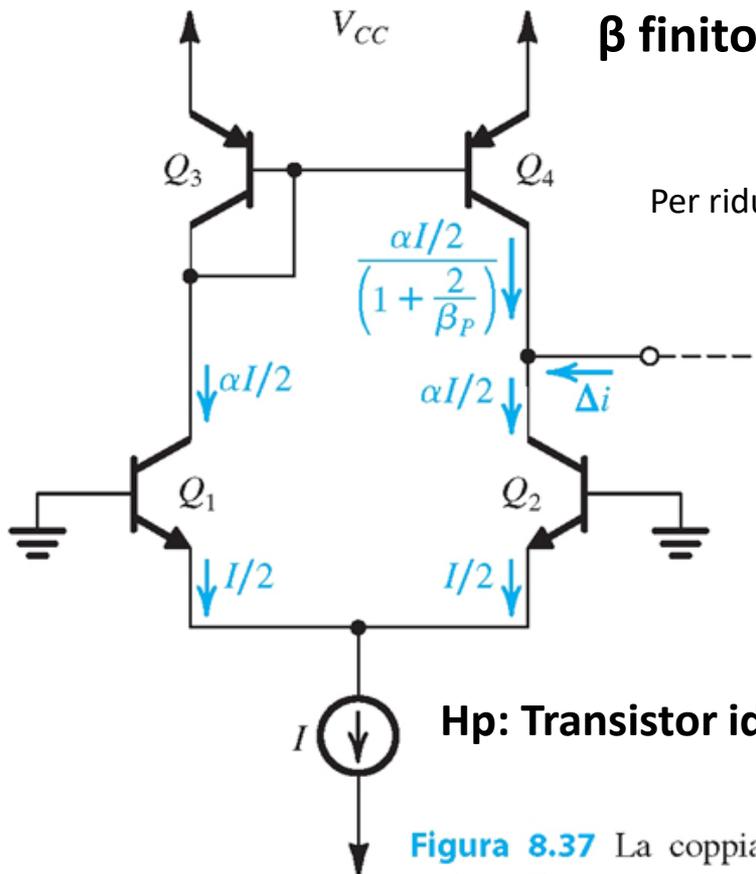
# Amplificatore differenziale con carichi attivi

## Tecnologia BJT – offset di tensione sistematico in ingresso

(Non presente nella versione MOS)

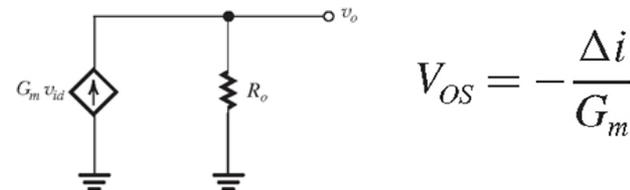
$$\frac{I_4}{I_3} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta_P}} \quad (8.142) \quad I_4 = \frac{\alpha I/2}{1 + \frac{2}{\beta_P}} \quad (8.143)$$

Dovuto allo Specchio di corrente con  $\beta$  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



$$V_{OS} = -\frac{\Delta i}{G_m}$$

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

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

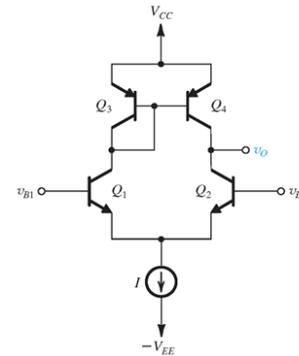
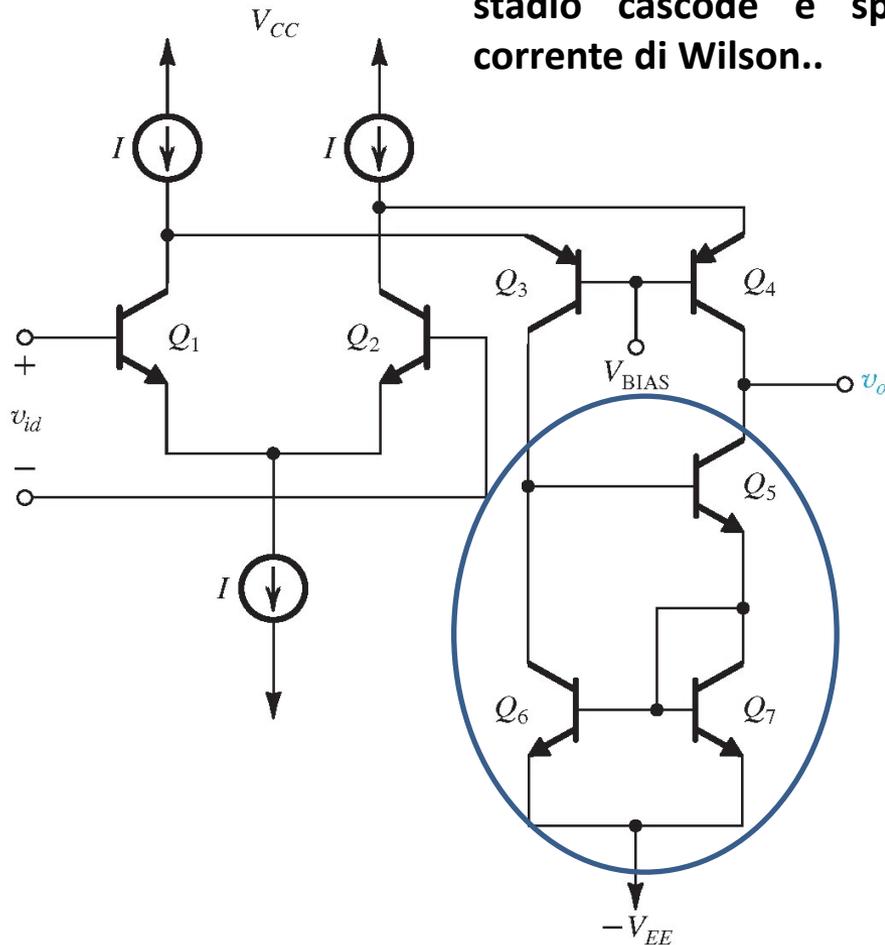
**Figura 8.37** La coppia differenziale a BJT con carico attivo presenta un offset di tensione sistematico in ingresso dovuto all'errore nel rapporto di trasferimento dello specchio di corrente.

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

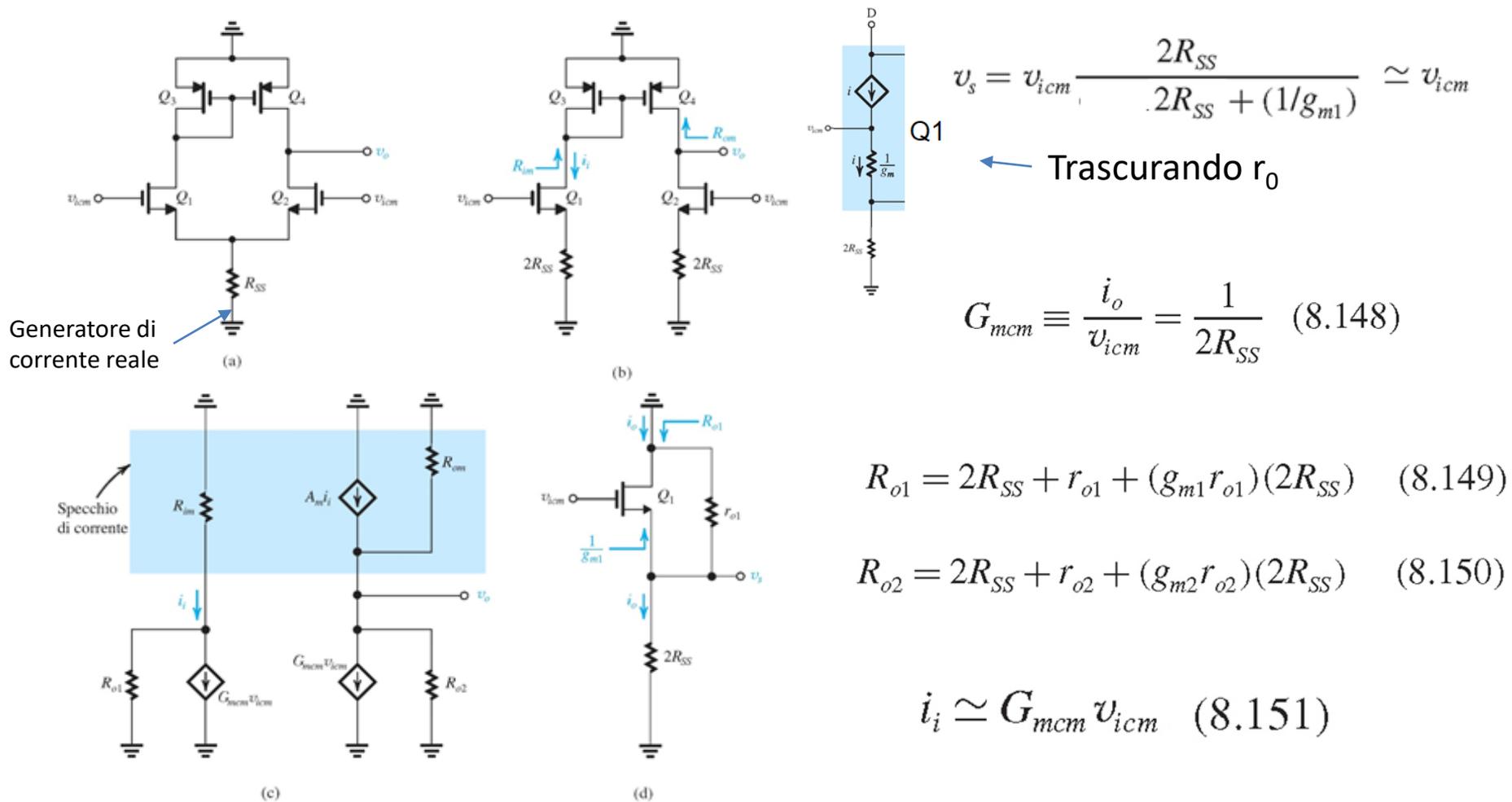
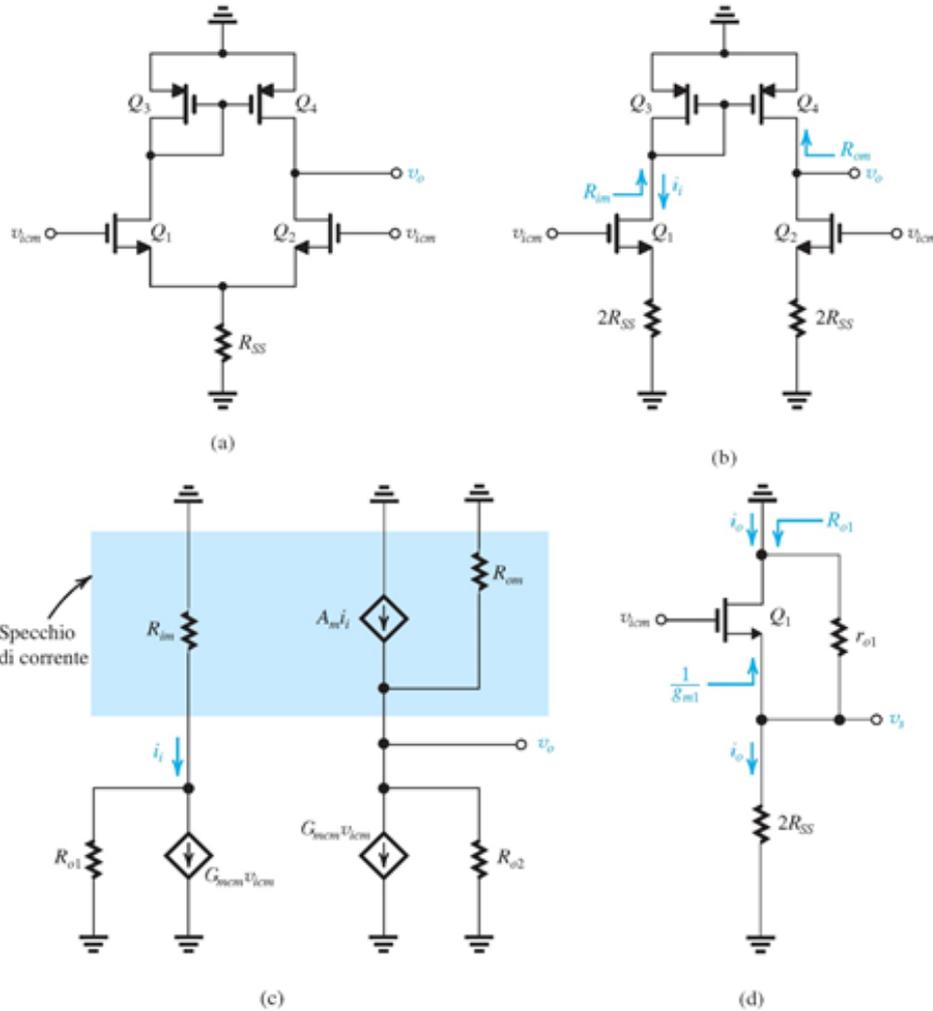


Figura 8.39 Analisi dell'amplificatore differenziale MOS con carico attivo per la valutazione del guadagno di modo comune.

# Amplificatore differenziale con carichi attivi

## Guadagno di modo comune e CMRR - MOS



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

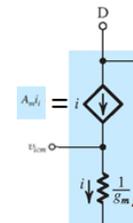
$$v_o = (A_m i_i - G_{mcm} v_{icm})(R_{om} \parallel R_{o2}) \quad (8.152)$$

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

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

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

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



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

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

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

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

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

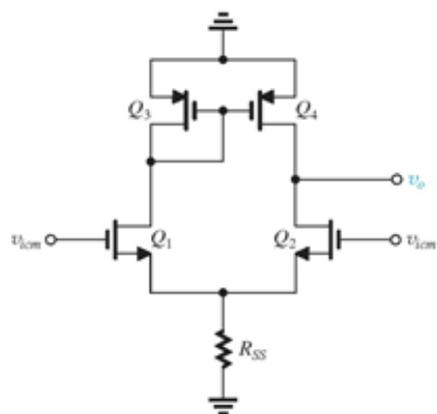
$$R_{om} = r_{o4} \quad (8.155)$$

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

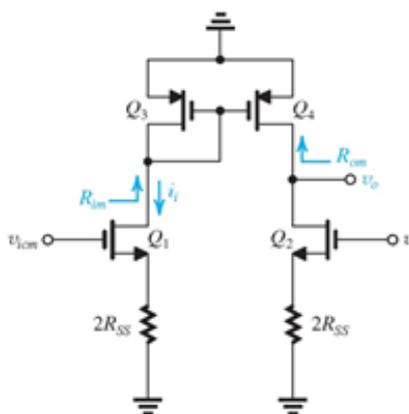
$$A_{cm} \simeq - \frac{1}{2g_{m3} R_{SS}} \quad (8.157)$$

# Amplificatore differenziale con carichi attivi

## Guadagno di modo comune e CMRR - MOS



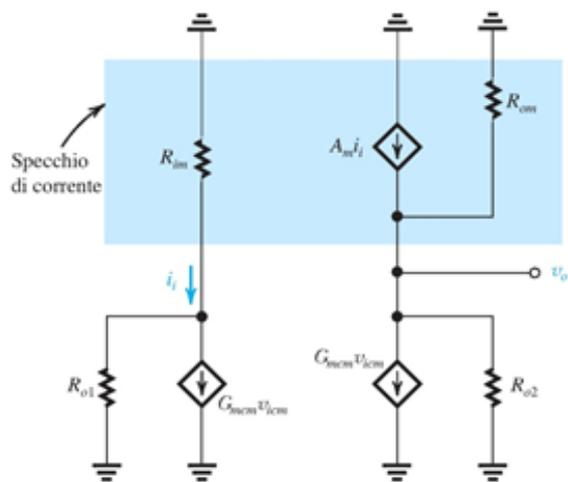
(a)



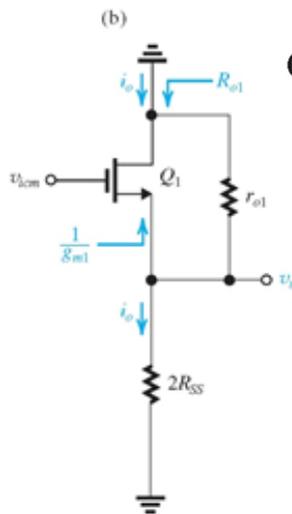
(b)

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

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



(c)



(d)

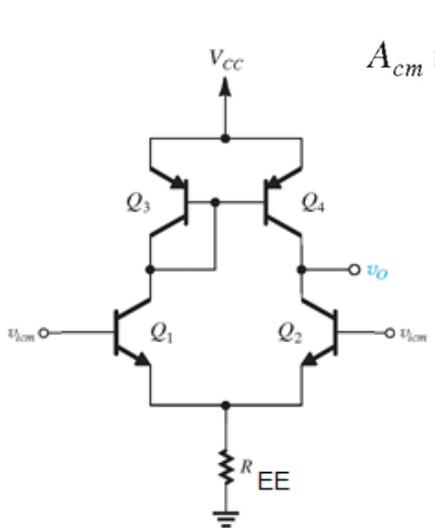
$$\text{CMRR} \equiv \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} = [g_m(r_{o2} \parallel r_{o4})][2g_{m3}R_{SS}] \quad (8.158)$$

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

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



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

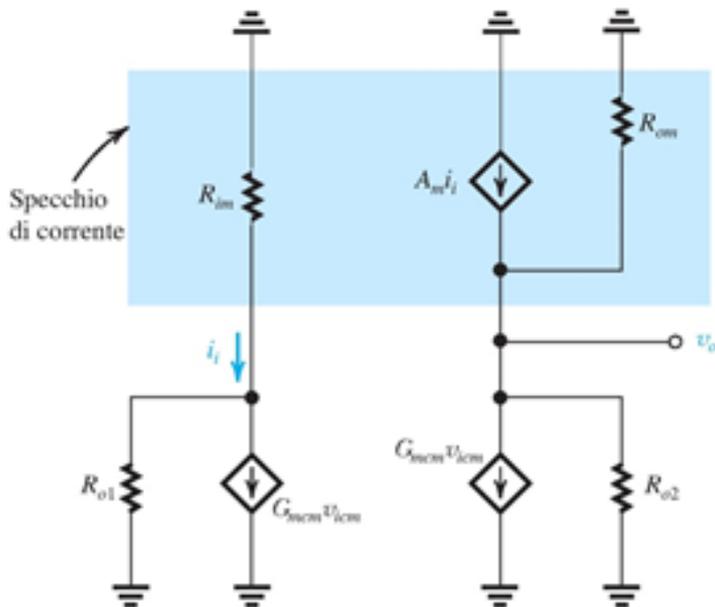
$$G_{mcm} = \frac{1}{2R_{EE}} \quad (8.160)$$

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

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

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

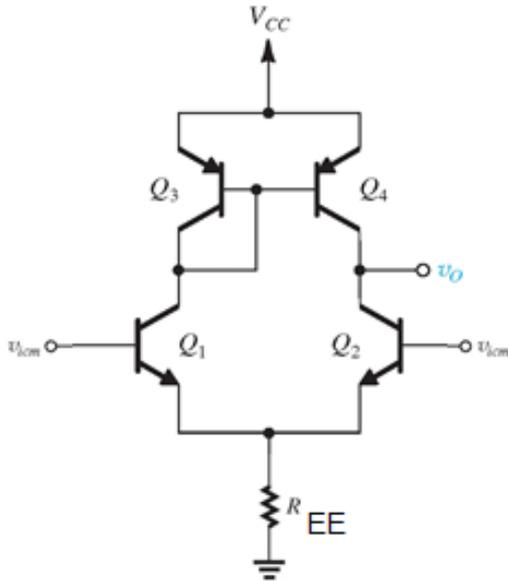
$$A_m = g_{m4}R_{im} \quad (8.164)$$



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

# 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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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)

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

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

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

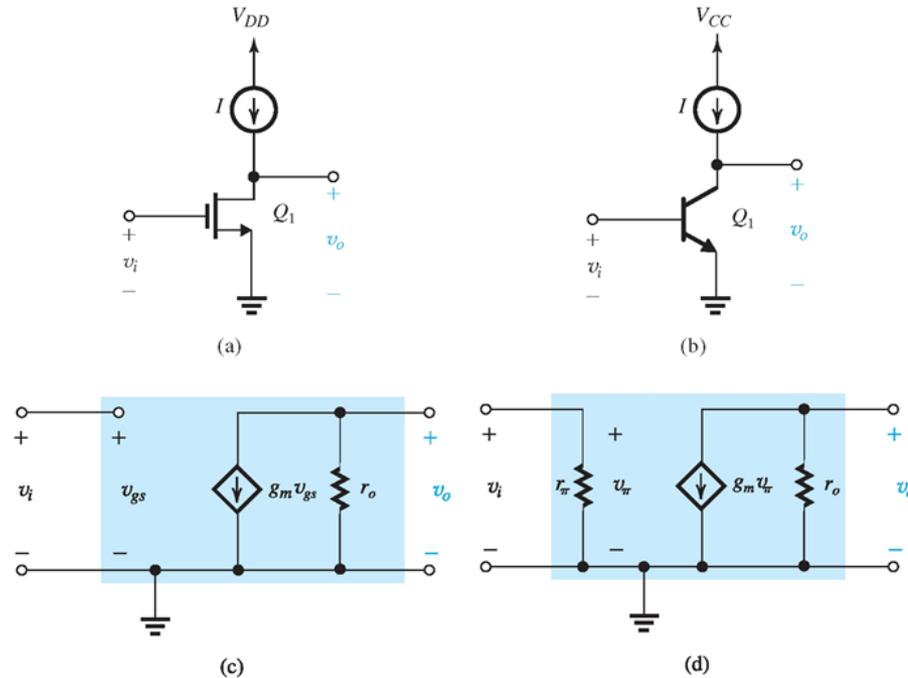
$$g_m = \frac{I_C}{V_T} \quad (7.38)$$

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

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

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)

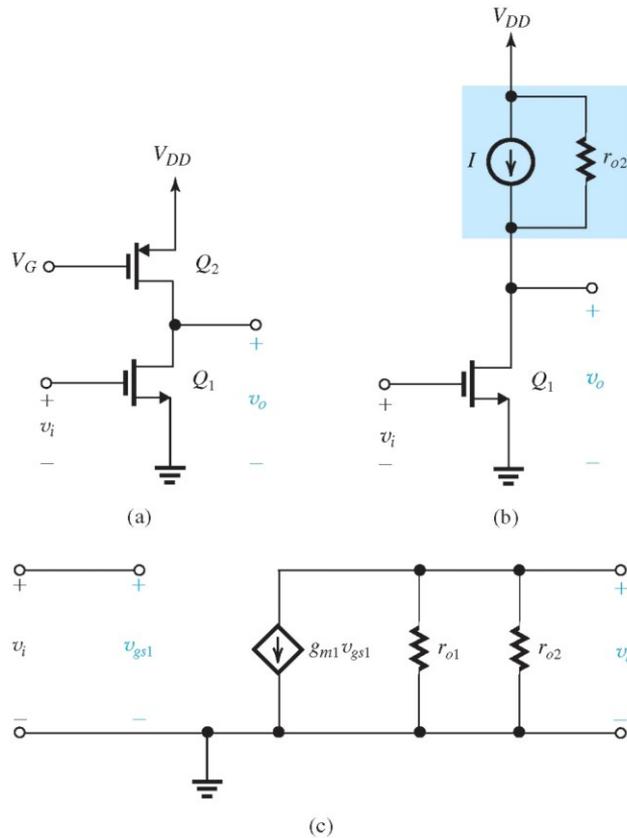


**Figura 7.13** Le celle di guadagno fondamentali degli amplificatori per CI: (a) amplificatore a source comune con generatore di corrente di carico (carico attivo); (b) amplificatore ad emettitore comune con generatore di corrente di carico (carico attivo); (c) circuito equivalente per piccolo segnale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



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

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

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

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

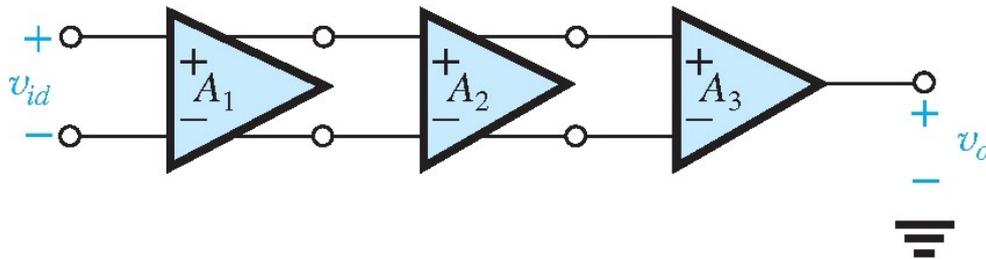
**Figura 7.15** (a) L'amplificatore CS con carico attivo implementato mediante un MOSFET a canale  $p$ ,  $Q_2$ ; (b) circuito con  $Q_2$  rappresentato mediante il suo modello equivalente per grande segnale; (c) circuito equivalente per piccolo segnale dell'amplificatore.

# 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



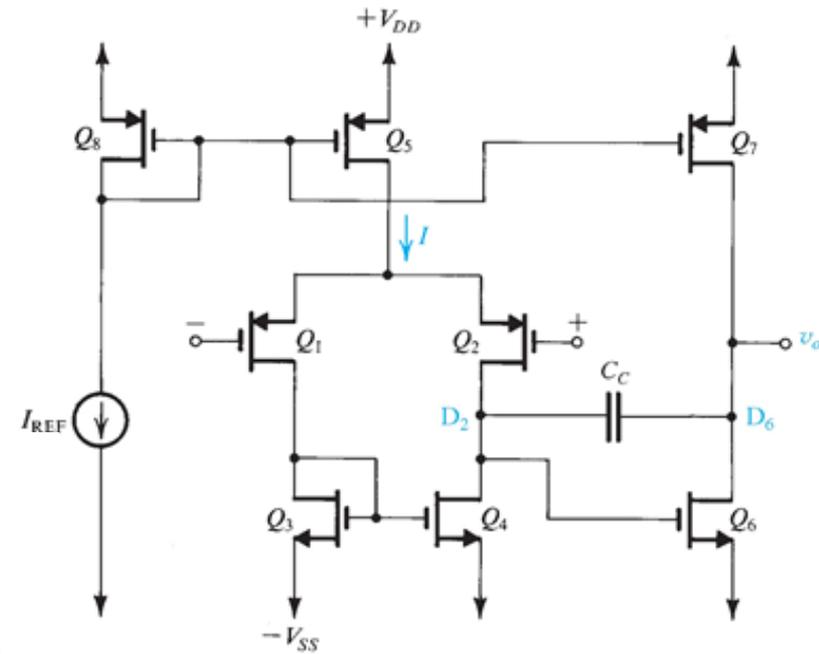
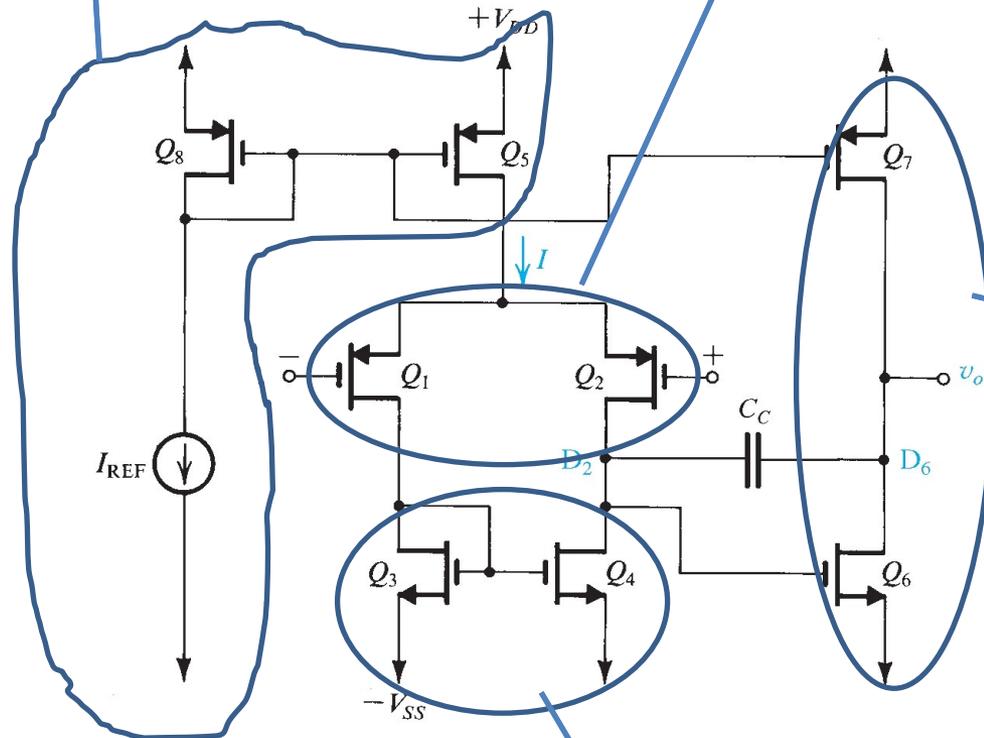
**Figura 8.30** Un amplificatore costituito da tre stadi, dei quali due ad ingresso ed uscita differenziali,  $A_1$  ed  $A_2$ , ed uno ad ingresso differenziale ed uscita singola (single-ended),  $A_3$ .

# Amplificatori multistadio

a due stadi (MOS)

Generatore di corrente

Coppia differenziale (PMOS)



Secondo stadio

Source comune (Q6) con carico attivo (Q7)

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

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

$$A = A_1 A_2$$

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

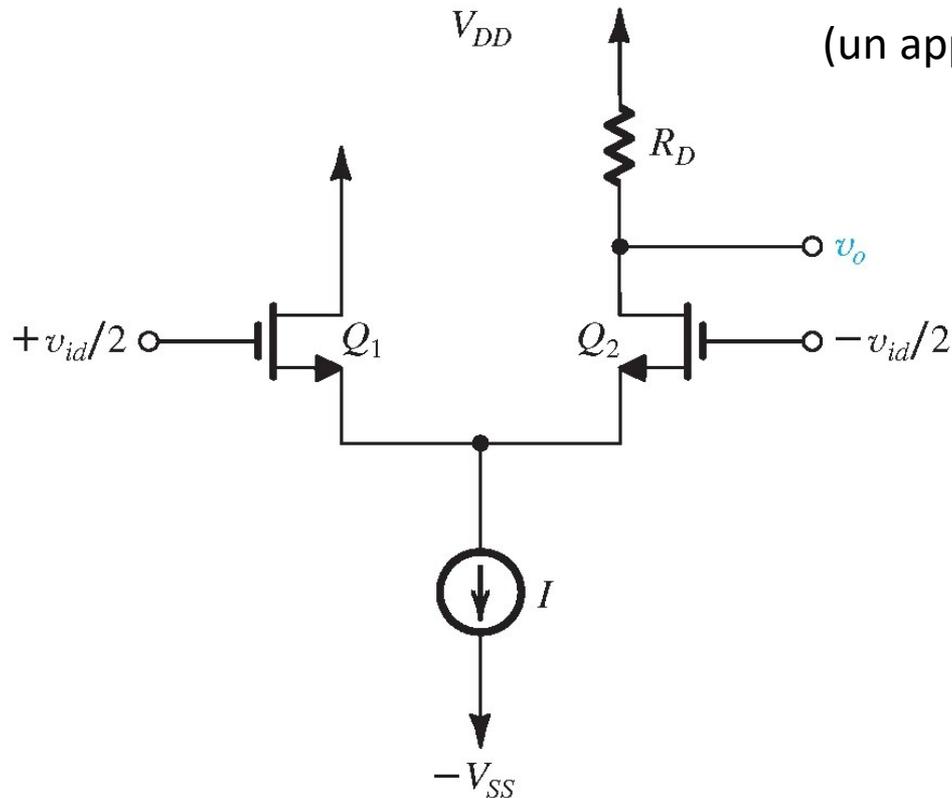
Carico attivo (NMOS)

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)

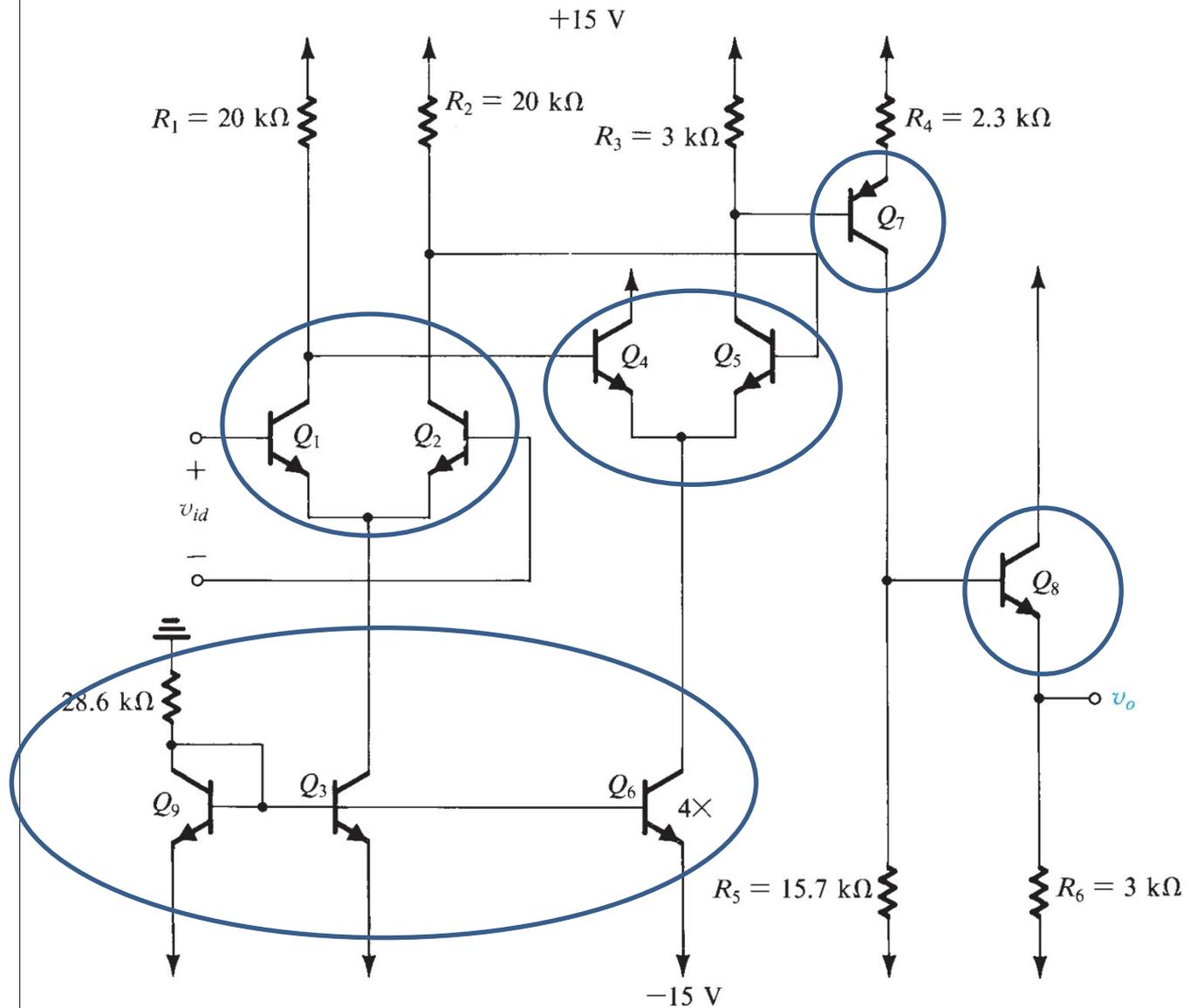


Figura 8.41 Un amplificatore operazionale bipolare a quattro stadi.

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

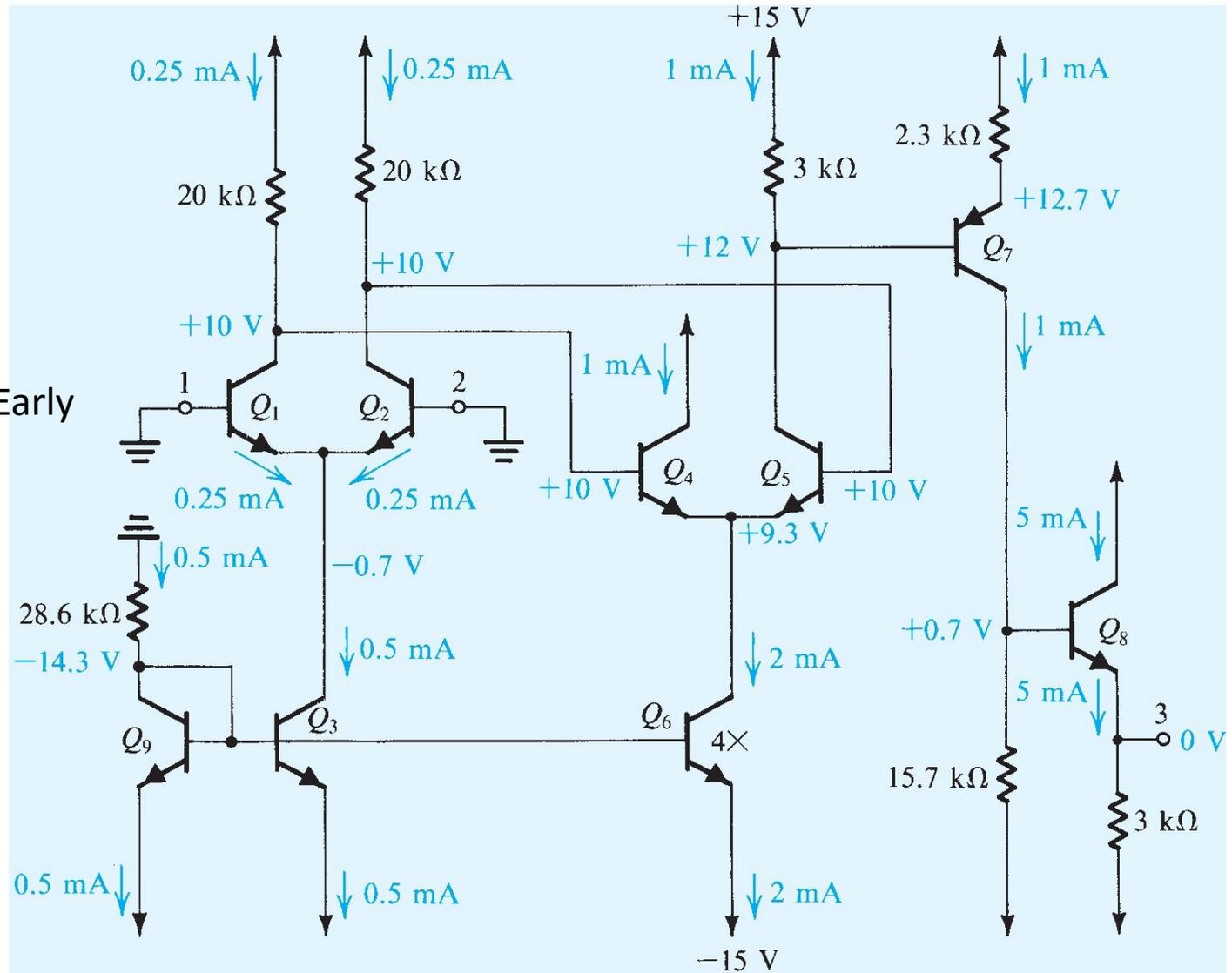


Figura 8.42 Circuito per l'Esempio 8.7.