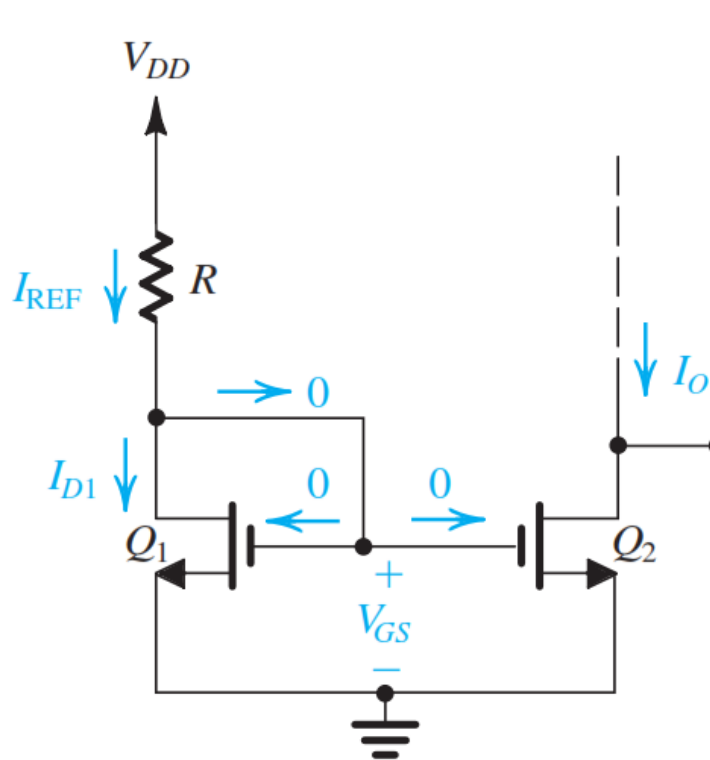


Amplificatori con carico attivo

Nei circuiti integrati non si possono utilizzare condensatori di bypass e resistori di valore elevato

- il circuito di polarizzazione DC che definisce il punto di lavoro viene sostituito da sorgenti di corrente (current mirror) ; un circuito a specchio di corrente NMOS assorbe corrente; uno a PMOS può fornire corrente; attraverso il sistema di «specchiatura» si possono alimentare tutti gli stadi di cui è composto un circuito integrato analogico
- il carico «attivo» rappresenta una resistenza dinamica di valore estremamente elevato (dell'ordine di $\text{M}\Omega$) senza richiedere alti valori di tensione di alimentazione e senza occupare troppa area sul chip di Si
- i vari stadi amplificatori sono connessi *direttamente* (senza condensatore di disaccoppiamento tra uno stadio e l'altro) : anche una tensione continua (DC) può essere amplificata

Current mirror (specchio di corrente)



Dato il circuito in figura, con $Q_1=Q_2$ e $k_n = 40 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0,4 \text{ V}$, $V_{DD} = 4 \text{ V}$, trovare il valore di R che permette di ottenere $I_{D1} = 80 \mu\text{A}$.

Qual è il limite alla tensione V_O da imporre per evitare che Q_2 passi dalla saturazione alla zona lineare ?

$$V_{OV} = (2I_{D1}/k_n)^{1/2} = (160/40)^{1/2} = 2 \text{ V}$$

$$V_{GS} = V_{OV} + V_T = 2 \text{ V} + 0.4 \text{ V} = 2.4 \text{ V}$$

$$R = (V_{DD} - V_{GS})/I_{D1} = (4 \text{ V} - 2.4 \text{ V})/(80 * 10^{-3} \text{ mA})$$

$$R = 1.6 \text{ V}/(8 * 10^{-2} \text{ mA}) = 20 \text{ k}\Omega$$

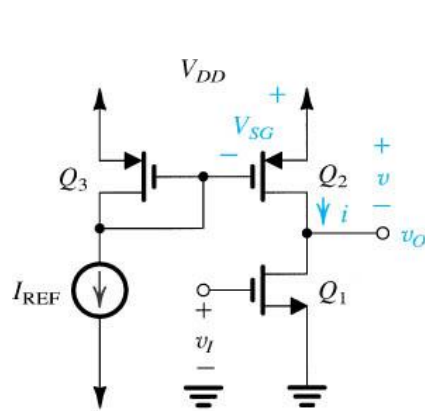
Per mantenere la saturazione $V_O > V_{GS2} - V_T = 2 \text{ V}$

Se la modulazione della lunghezza di canale non è trascurabile, $\lambda \neq 0$ e si tiene conto anche di una possibile differenza tra le dimensioni dei due transistor,

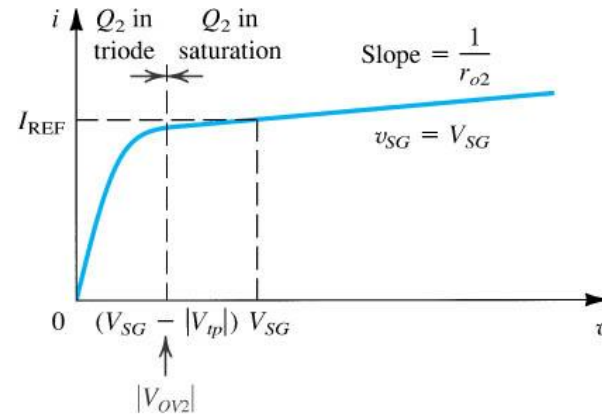
$$I_O = \frac{(W/L)_2}{(W/L)_1} I_{REF} (1 + \lambda(V_O - V_{GS}))$$

Quindi per distribuire correnti diverse basta cambiare il rapporto di W/L

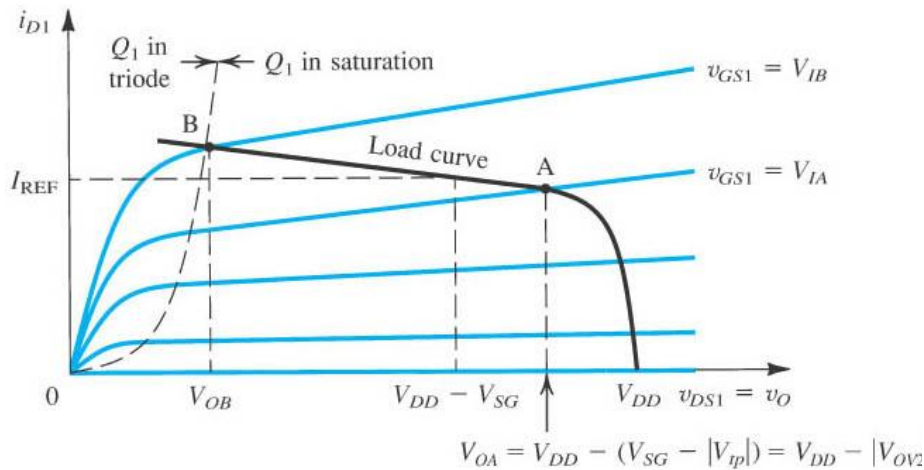
Amplificatore CMOS con carico current-mirror



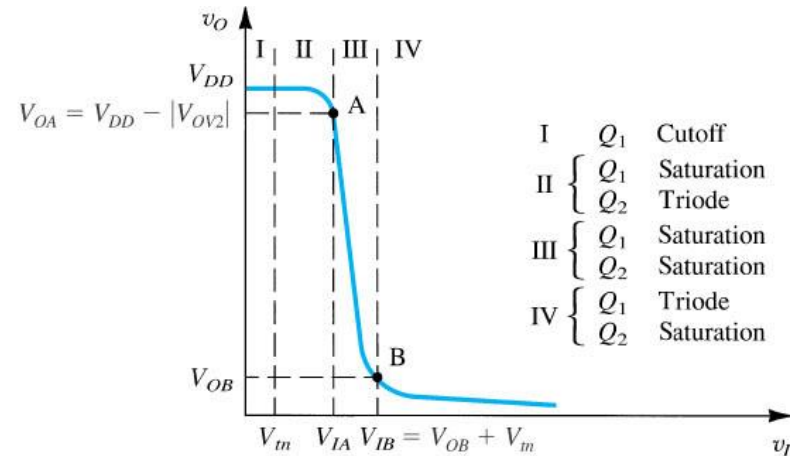
(a)



(b)



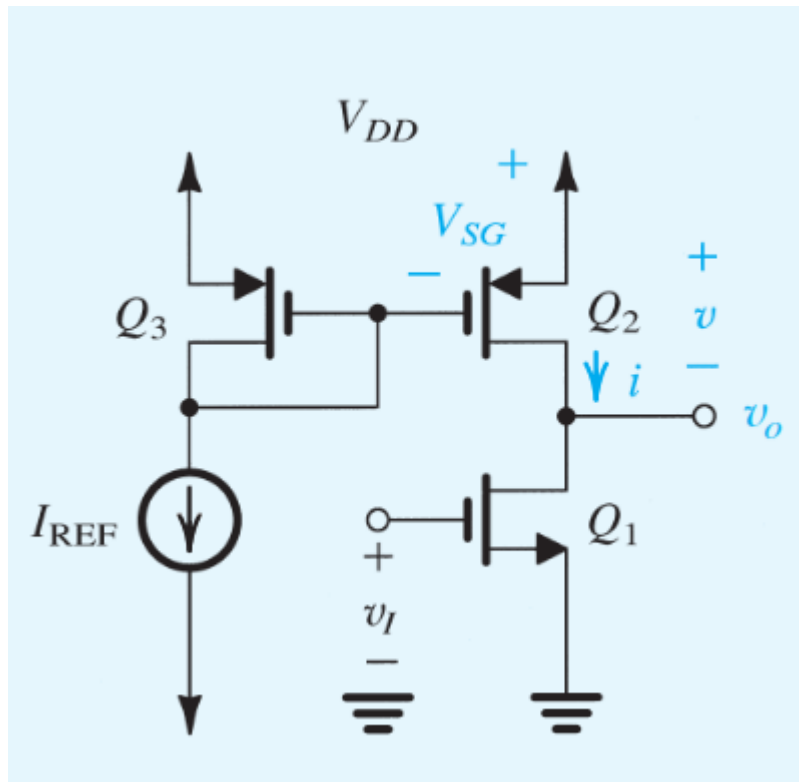
(c)



(d)

I	Q_1	Cutoff
II	$\left\{ \begin{array}{l} Q_1 \\ Q_2 \end{array} \right\}$	Saturation
III	$\left\{ \begin{array}{l} Q_1 \\ Q_2 \end{array} \right\}$	Saturation
IV	$\left\{ \begin{array}{l} Q_1 \\ Q_2 \end{array} \right\}$	Triode

amplificatore con carico attivo

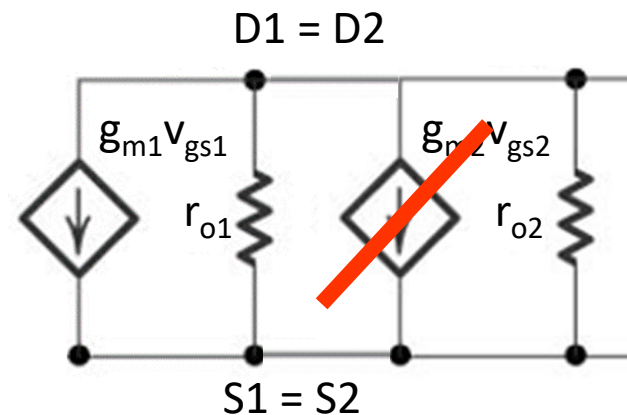


$v_{gs2} = 0$ perchè
la tensione al
gate di Q2 è una
tensione DC, costante

La resistenza di carico vista
da Q_1 è r_{o2}

Il guadagno dello stadio è

$$A_v = -g_m R_L = -g_m (r_{o1} \parallel r_{o2})$$



Amplificatore differenziale a MOS

Amplificatori differenziale a MOSFET

Negli esercizi considereremo due possibili schemi circuitali, nei quali la coppia differenziale *driver* del circuito è sempre rappresentata da transistor NMOS

a) con resistenza di source R_{SS} e carico resistivo al drain R_D e alimentazione duale

b) con carico resistivo al drain R_D e con una sorgente di corrente che sostituisce la resistenza di source R_{SS}
(varianti: R_{SS} sostituita da uno specchio di corrente NMOS in serie ai source della coppia differenziale, o da un singolo transistor NMOS con tensione di gate DC fissata)

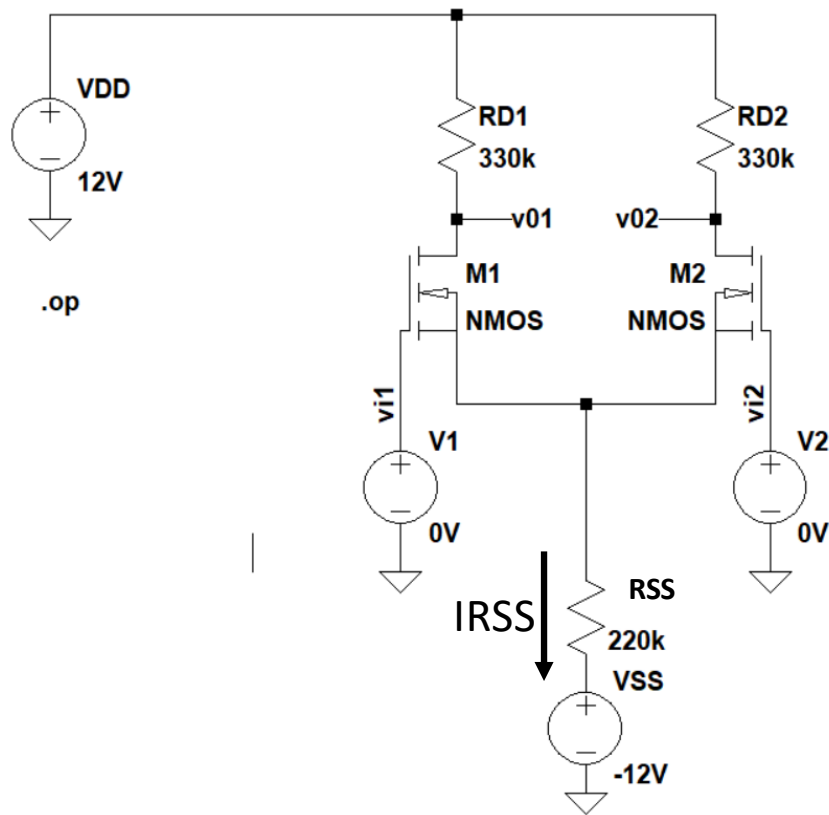
Nella simulazione SPICE considereremo un amplificatore differenziale NMOS con carico attivo al drain (specchio di corrente PMOS) e specchio di corrente NMOS che sostituisce la resistenza R_{SS}

Nella teoria considereremo anche l'amplificatore *cascade* con carico al drain rappresentato da una *serie* di transistor PMOS

Risoluzione degli esercizi con amplificatori differenziali

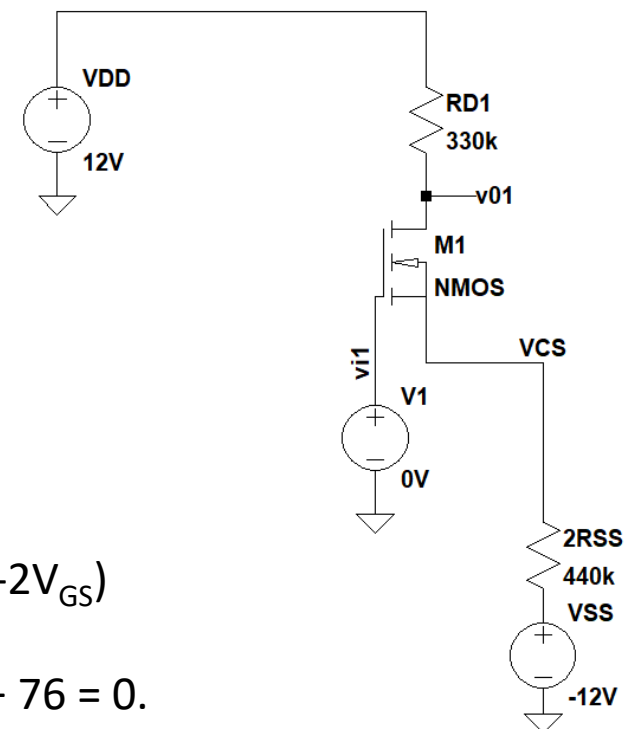
1. Per semplicità in questo corso si considerano solo amplificatori differenziali con carico di drain resistivo R_D (in altre parole la resistenza di drain NON viene sostituita, negli esercizi da risolvere analiticamente, da una sorgente di corrente (specchio di corrente) PMOS)
2. L'amplificatore base analizzato comprende una sola coppia differenziale, formata da due transistor NMOS. I source dei due transistor sono connessi assieme; i due source sono connessi all'alimentazione negativa VSS tramite una resistenza RSS oppure tramite un generatore di corrente realizzato con uno specchio di corrente PMOS.
3. Si utilizza una alimentazione duale (+VDD, -VSS). I valori delle resistenze, e/o della corrente fissata dai generatori di corrente polarizzano i due transistor in saturazione quando la tensione applicata ai due gate è 0 V (condizione di bilanciamento) .
4. Sotto l'ipotesi che i transistor e le resistenze di drain dei due rami siano identici, in condizioni di equilibrio ($V_{i1} = V_{i2}$) la corrente che scorre in ciascuno dei rami è pari a metà della corrente che scorre in RSS o della corrente erogata dal current mirror connesso al source. La polarizzazione DC, ovvero il punto di lavoro dell'amplificatore differenziale si calcola imponendo $V_{i1} = V_{i2} = 0$ V.

Amplificatore differenziale con resistenza di source



Gli NMOS hanno le seguenti caratteristiche:
 $k_n = 0.4 \text{ mA/V}^2$, $V_T = 1 \text{ V}$, $\lambda = 0.01 \text{ V}^{-1}$.

Il primo passo consiste nel calcolo del punto di lavoro. Poichè in ciascun ramo del circuito scorre una corrente pari a $(I_{RSS})/2$, correnti e tensioni possono essere calcolate considerando un «semi-circuito» a source comune con resistenza di source pari a $2R_{SS}$:



$$V_{GS} = V_G - V_S = -V_S$$

$$V_S = -12V + 2I_S R_{SS} = -12V + 2I_D R_{SS}$$

$$V_{GS} = 0 - V_S = 12V - 2I_D R_{SS} = 12V - 2(k_n R_{SS}/2)(V_{GS} - 1)^2$$

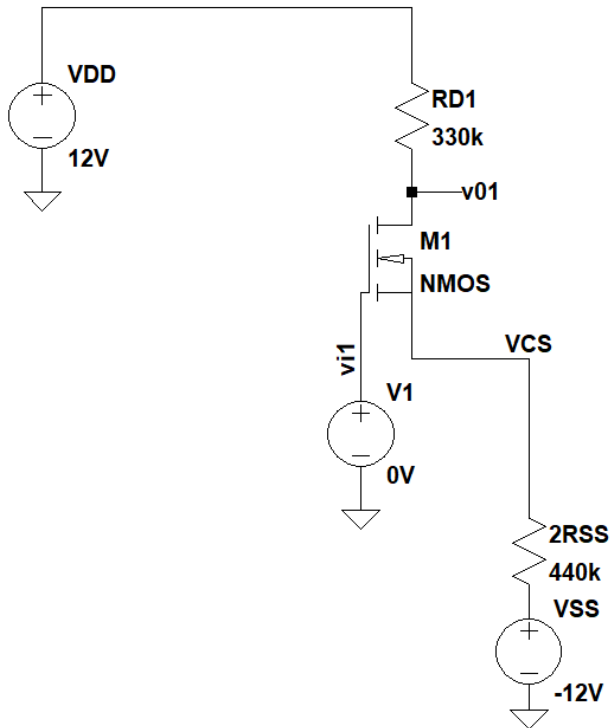
$$V_{GS} = 12V - 2(k_n R_{SS}/2)(V_{GS} - 1)^2 = 12V - 0.4 * 220 * (V_{GS}^2 + 1 - 2V_{GS})$$

$$V_{GS} = 12V - 88V_{GS}^2 - 88 + 176V_{GS}$$

$$0 = -76 - 88V_{GS}^2 + 175V_{GS};$$

$$88V_{GS}^2 - 175V_{GS} + 76 = 0.$$

Amplificatore differenziale con resistenza di source



Il guadagno di modo comune è pari a quello di un common source con resistenza di source pari a 2RSS (la corrente dei due rami si somma nella resistenza RSS)

$$88V_{GS}^2 - 175V_{GS} + 76 = 0.$$

$V_{GS} = 0.64$ (inaccettabile perchè $< V_T$)

$$V_{GS} = 1.35 \text{ V}, V_{OV} = V_{GS} - V_T = 0.35 \text{ V}$$

$$I_D = (1/2k_n)V_{OV}^2; = 0.5 * 0.4 * 0.35^2 = 0.0245 \text{ mA}$$

$$= 24.5 \mu\text{A} \text{ (senza effetto di modulazione di canale)}$$

$$V_{DS} = 12\text{V} - I_D R_D - I_D * 2R_{SS} + 12\text{V} = 12 - 24.5 * 10^{-3} * 330 - 24.5 * 10^{-3} * 440 + 12 = 24 - 8.09 - 10.78 = 5.13 \text{ V} > V_{OV}$$

I transistor sono effettivamente in saturazione.

Calcolo del guadagno differenziale A_d e del guadagno di modo comune A_{cm} (entrambi *single-ended*)

Calcolo i parametri per piccolo segnale:

$$r_o = 1/\lambda I_D = 1/(0.01 * 24.5 * 10^{-6}) = 4.08 \text{ M}\Omega \text{ che trascuro rispetto a } R_D$$

$$g_m = k_n(V_{GS} - V_T) = 0.4 (0.35) = 0.14 \text{ mS}$$

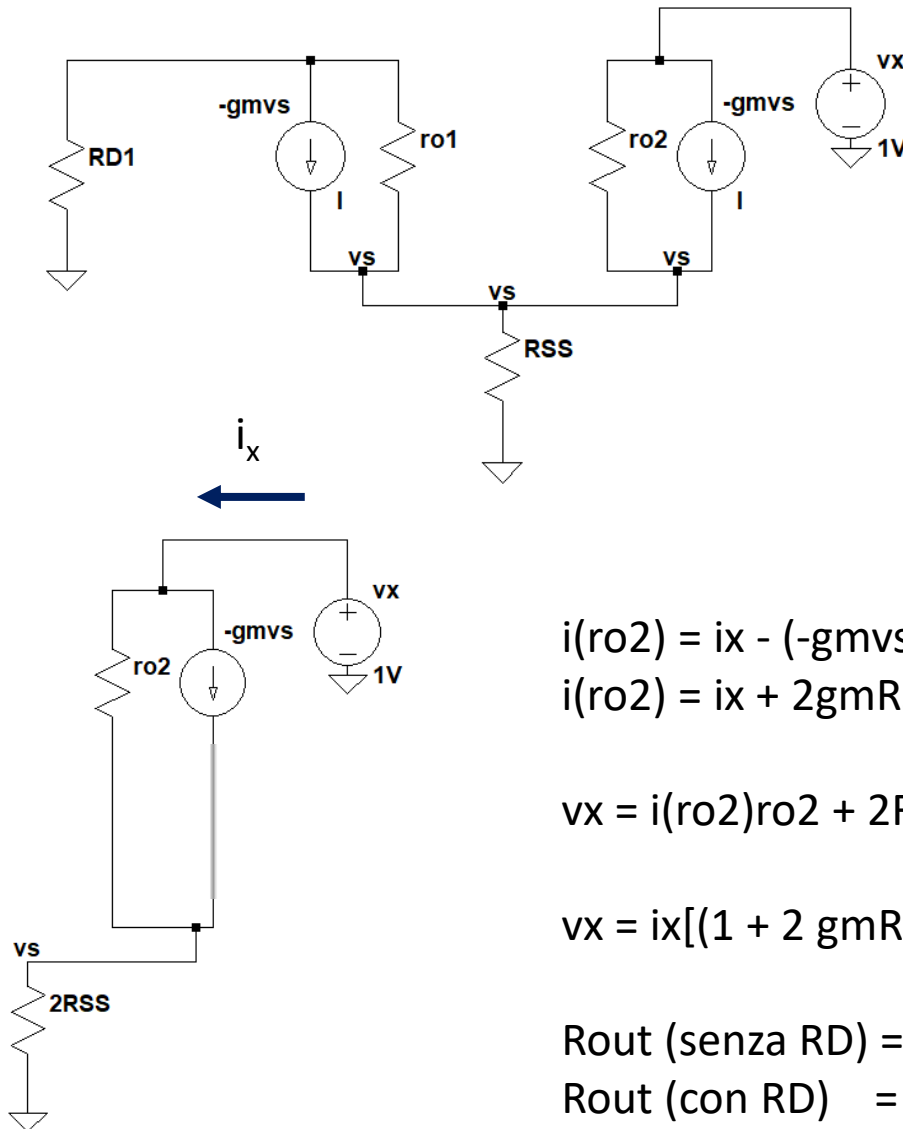
$$\text{Guadagno differenziale } A_d = g_m * (R_D/2) = 0.14 * 165 = 23.1$$

Guadagno di modo comune

$$A_{cm} = \frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} = \frac{0.14 * 165}{1 + 2 * 0.14 * 440} = \frac{23.1}{1 + 123.2} = 0.186; \text{CMRR} = 20\log(23.1/0.186) = 41.88 \text{ dB}$$

Amplificatore differenziale con R_{SS}

Resistenza di uscita single-ended $[(1+2g_m R_{SS})r_o+2R_{SS}]$



$$i(r_{o2}) = i_x - (-gm v_s); v_s = 2R_{SS} i_x$$

$$i(r_{o2}) = i_x + 2gm R_{SS} i_x$$

$$v_x = i(r_{o2}) r_{o2} + 2R_{SS} i_x$$

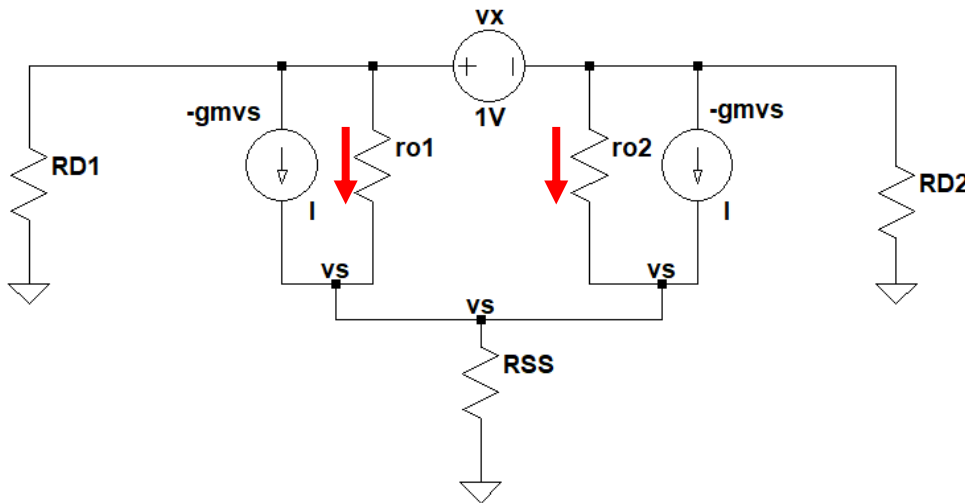
$$v_x = i_x [(1 + 2 gm R_{SS}) r_{o2} + 2R_{SS}]$$

$$R_{out} \text{ (senza } R_D) = (1 + 2 gm R_{SS}) r_{o2} + 2R_{SS}$$

$$R_{out} \text{ (con } R_D) = [(1 + 2 gm R_{SS}) r_{o2} + 2R_{SS}] // R_D$$

Amplificatore differenziale con R_{SS}

Resistenza di uscita differenziale = è quella «vista» tra le due uscite dell'amplificatore



La corrente i_x uscente dal generatore di test v_x deve essere uguale a quella entrante

A sinistra $i_x = -g_m v_s + i(r_{o1})$

A destra $i_x = g_m v_s - i(r_{o2})$

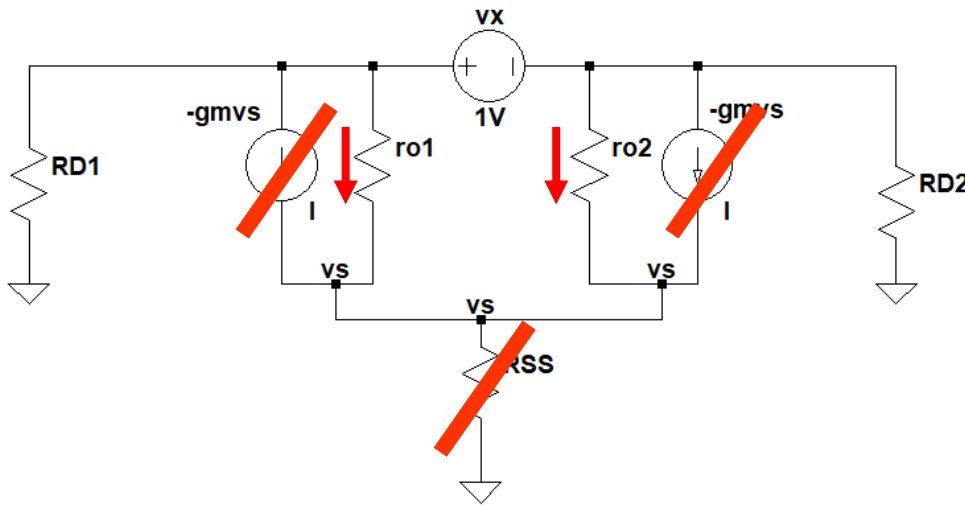
ma la differenza di potenziale su r_{o1} e r_{o2} è uguale e opposta, quindi $i(r_{o1}) = -i(r_{o2}) = k$
quindi da $i_x = -g_m v_s + k = g_m v_s + k$

si ha $g_m v_s = -g_m v_s \rightarrow g_m v_s = 0, v_s = 0 \text{ V}$.

Quindi R_{SS} e i due generatori di corrente si annullano e la resistenza di uscita differenziale vale $2 (r_o // R_D)$.

Amplificatore differenziale con R_{SS}

Resistenza di uscita differenziale = è quella «vista» tra le due uscite dell'amplificatore



La corrente i_x uscente dal generatore di test v_x deve essere uguale a quella entrante

A sinistra $i_x = -g_m v_s + i(r_{o1})$

A destra $i_x = g_m v_s - i(r_{o2})$

ma la differenza di potenziale su r_{o1} e r_{o2} è uguale e opposta, quindi $i(r_{o1}) = -i(r_{o2}) = k$
quindi da $i_x = -g_m v_s + k = g_m v_s + k$

si ha $g_m v_s = -g_m v_s \rightarrow g_m v_s = 0, v_s = 0 \text{ V}$.

Quindi R_{SS} e i due generatori di corrente si annullano e la resistenza di uscita differenziale vale $2 (r_o // R_D)$.

formulario

$$g_m = k_n(V_{GS} - V_T) = k_n V_{OV}$$

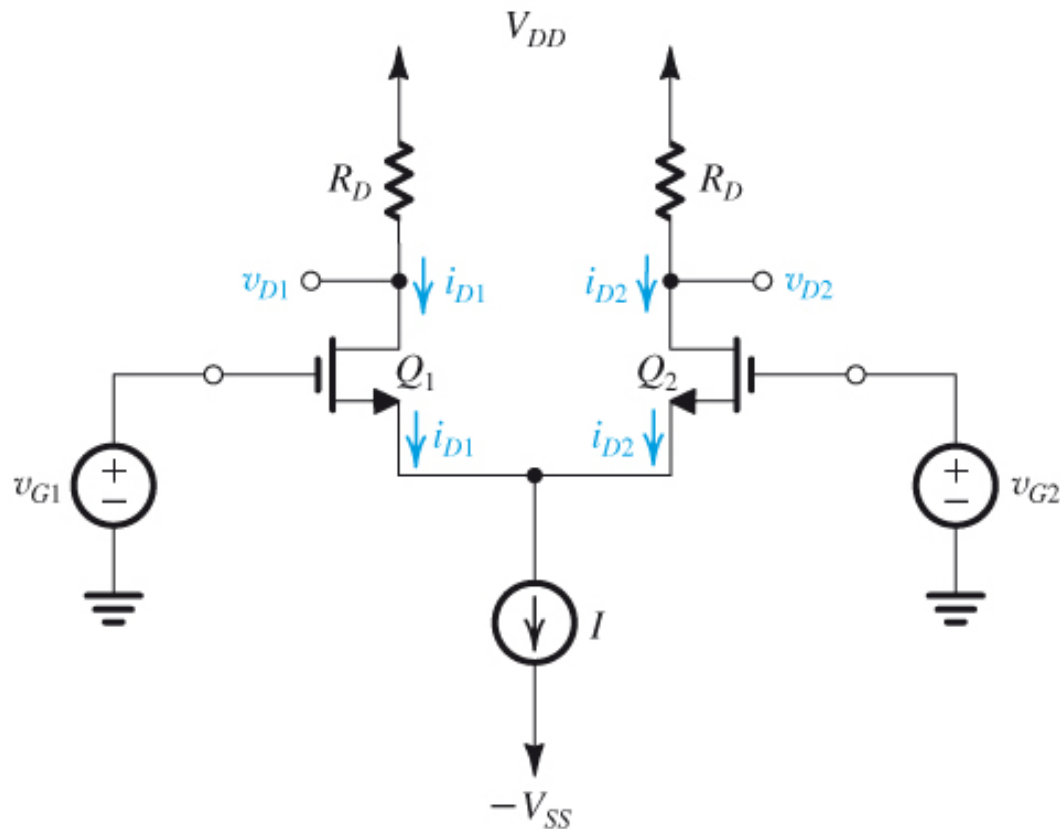
$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} = \frac{2I_D}{V_{OV}}$$

$$g_m = \sqrt{2k_n I_D} = \sqrt{2k'_n} \sqrt{W/L} \sqrt{I_D}$$

$$A_{cm} = \frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} \quad A_d = \frac{g_m R_D}{2}$$

$$CMRR = 20 \log \frac{|A_d|}{|A_{cm}|} \approx g_m R_{SS}$$

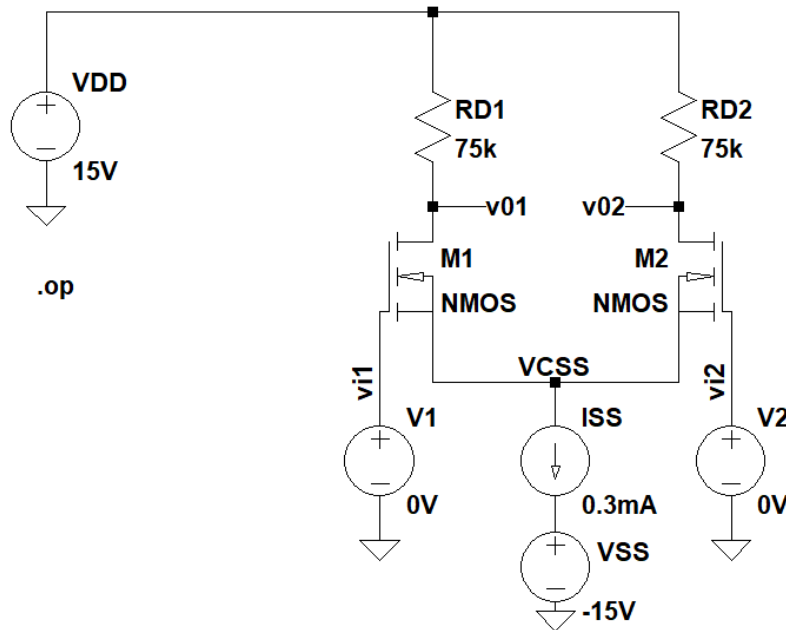
Doppio stadio CS con accoppiamento al source



Il circuito è simmetrico rispetto all'asse verticale. MOSFET e resistenze sono identici nei due rami.

Quando $v_{G1}=v_{G2}$ (DC), la corrente I si ripartisce in parti uguali nei due rami. quindi $i_{D1}=i_{D2}=I/2$.

Amplificatore differenziale con generatore di corrente



Nel circuito in figura i due MOS sono identici con $k_n = 0.4 \text{ mA/V}^2$ e $V_T = 1 \text{ V}$.

Se al posto della resistenza RSS c'è un generatore di corrente, il calcolo del punto a riposo in equilibrio con $V_{i1} = V_{i2} = 0 \text{ V}$ è molto più semplice:

a) la corrente di drain dei due transistor è pari a metà della corrente del generatore ISS

b) la tensione V_{OV} è data da

$$V_{OV} = V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D}{k_n}}$$

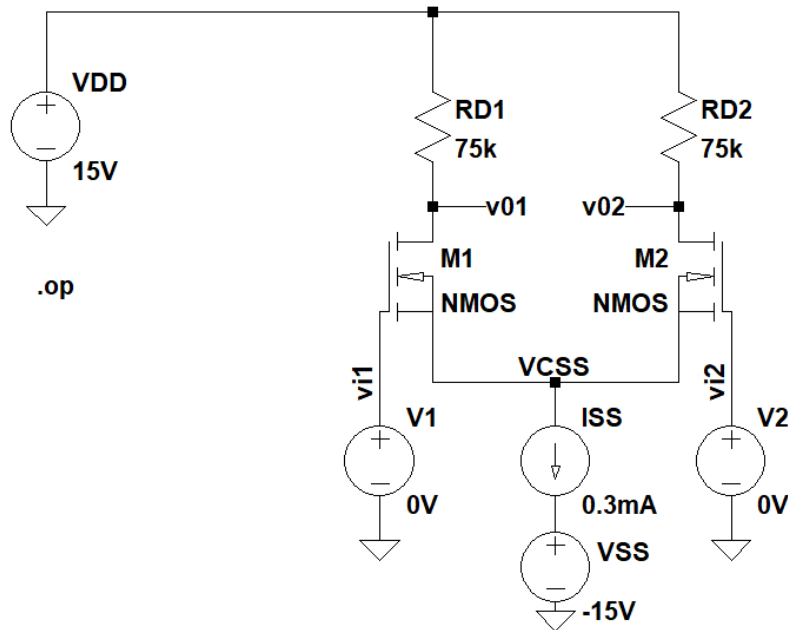
Nell'esempio $V_{OV} = (2 \cdot 0.15 / 0.4)^{-1/2} = 0.866 \text{ V}$

quindi $V_{GS} = -V_S = V_{OV} + V_T = 1.866 \text{ V}$

$V_D = 15 \text{ V} - I_D R_D = 15 \text{ V} - 150 \cdot 10^{-3} \cdot 75 = 15 - 11.25 = 3.75 \text{ V}$

$V_{DS} = V_D - V_S = 3.75 - (-1.866) = 5.616 \text{ V} > V_{OV}$ (saturazione OK)

Amplificatore differenziale con generatore di corrente



Analisi per piccolo segnale :

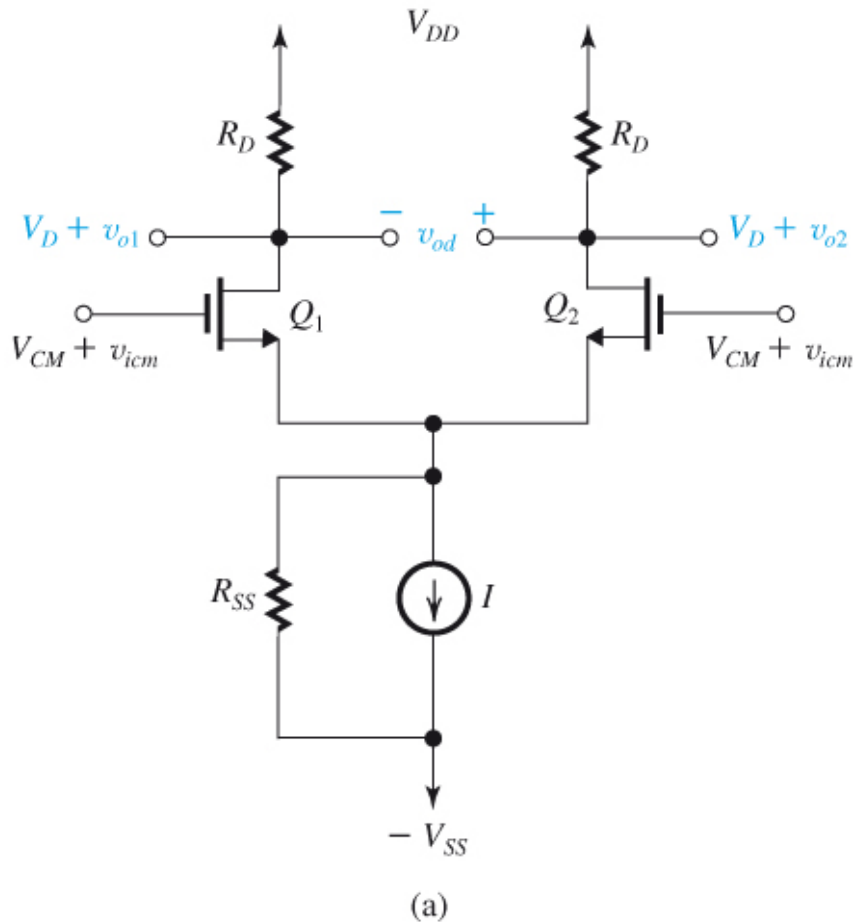
$$g_m = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_T} = \frac{2 \times 150 \times 10^{-6}}{0.866} = 0.346 \text{ mS}$$

$$A_d = g_m R_D / 2 = 0.346 * 75 / 2 = 12.795$$

$$A_{cm} = \frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}}$$

$A_{cm} = 0$ perchè la resistenza di Norton del generatore di corrente è infinita

Modello per piccolo segnale - modo comune



In questo amplificatore i due rami sono accoppiati attraverso un generatore di corrente di Norton con resistenza finita.

V_{CM} è una tensione DC di modo comune di polarizzazione. Se si usa una doppia polarizzazione ($+V_{DD}$, $-V_{SS}$), V_{CM} può essere 0 V.

v_{icm} è invece un *segnale* di modo comune

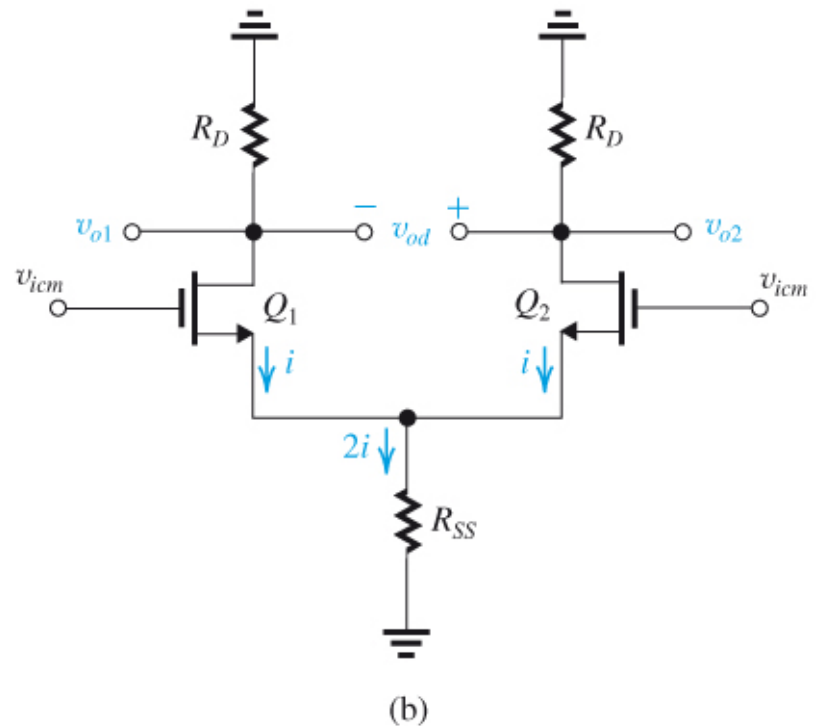
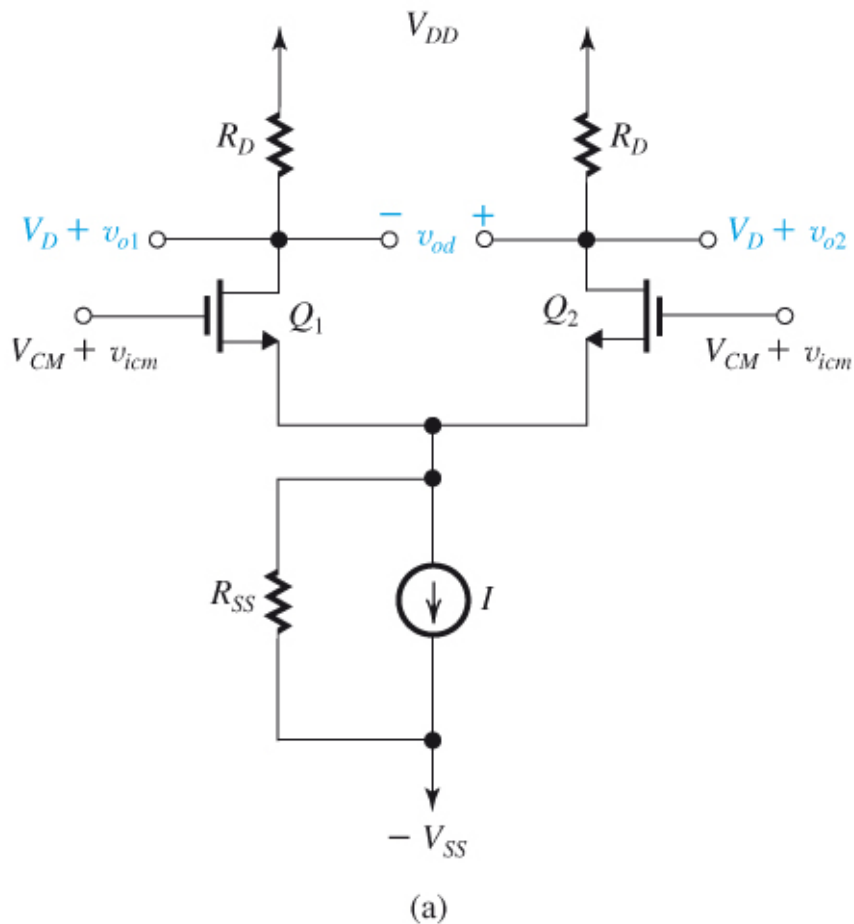
Possiamo considerare le uscite «single-ended»:

v_{o1} e v_{o2} rispetto a massa

oppure l'uscita differenziale

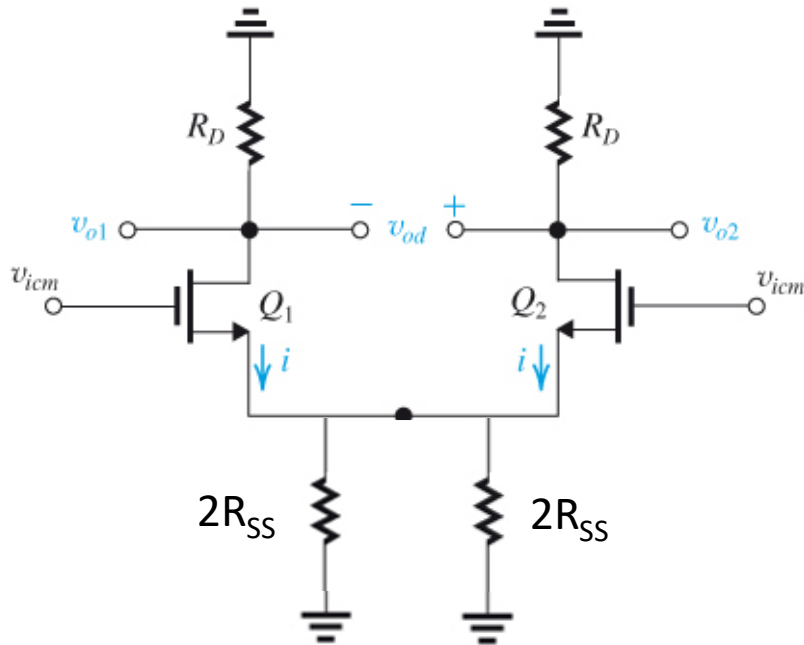
$$v_{od} = v_{o2} - v_{o1}$$

Modello per piccolo segnale - modo comune



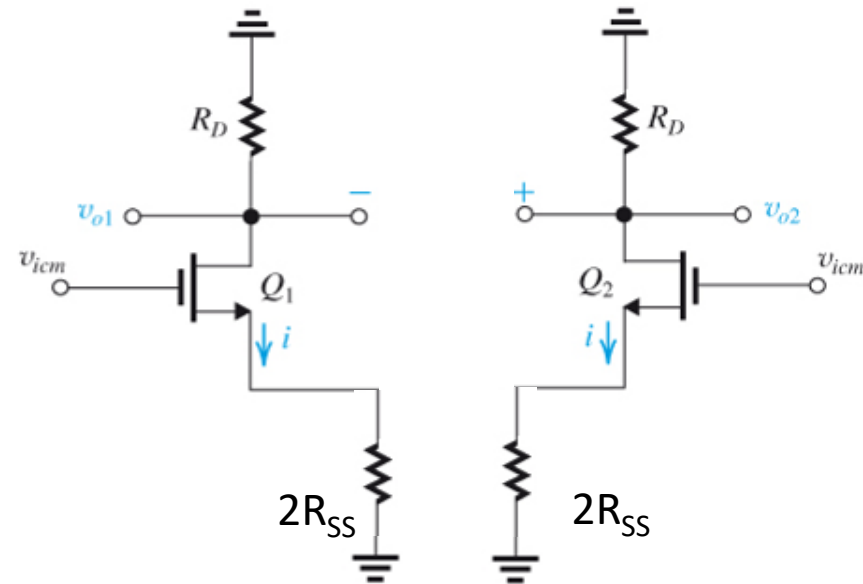
Nel circuito equivalente per piccolo segnale il generatore di corrente continua di polarizzazione sparisce. Rimane la resistenza equivalente R_{SS}

Calcolo del guadagno di modo comune



(b)

1. possiamo spezzare R_{SS} in due resistenze pari a $2R_{SS}$ in parallelo
2. poichè tra le due resistenze non scorre corrente, possiamo separare i due circuiti



$$v_{o2} = v_{o1} = -\frac{g_m R_D}{1 + 2g_m R_{SS}} v_{icm}$$

$$\approx -\frac{R_D}{2R_{SS}} v_{icm}$$

$$A_{cm}(\text{single ended}) \approx -\frac{R_D}{2R_{SS}}$$

$$A_{cd}(\text{differenziale}) = -\frac{v_{o2} - v_{o1}}{v_{icm}} = 0.$$

Calcolo del guadagno differenziale

2. partendo dalla condizione di bilanciamento,

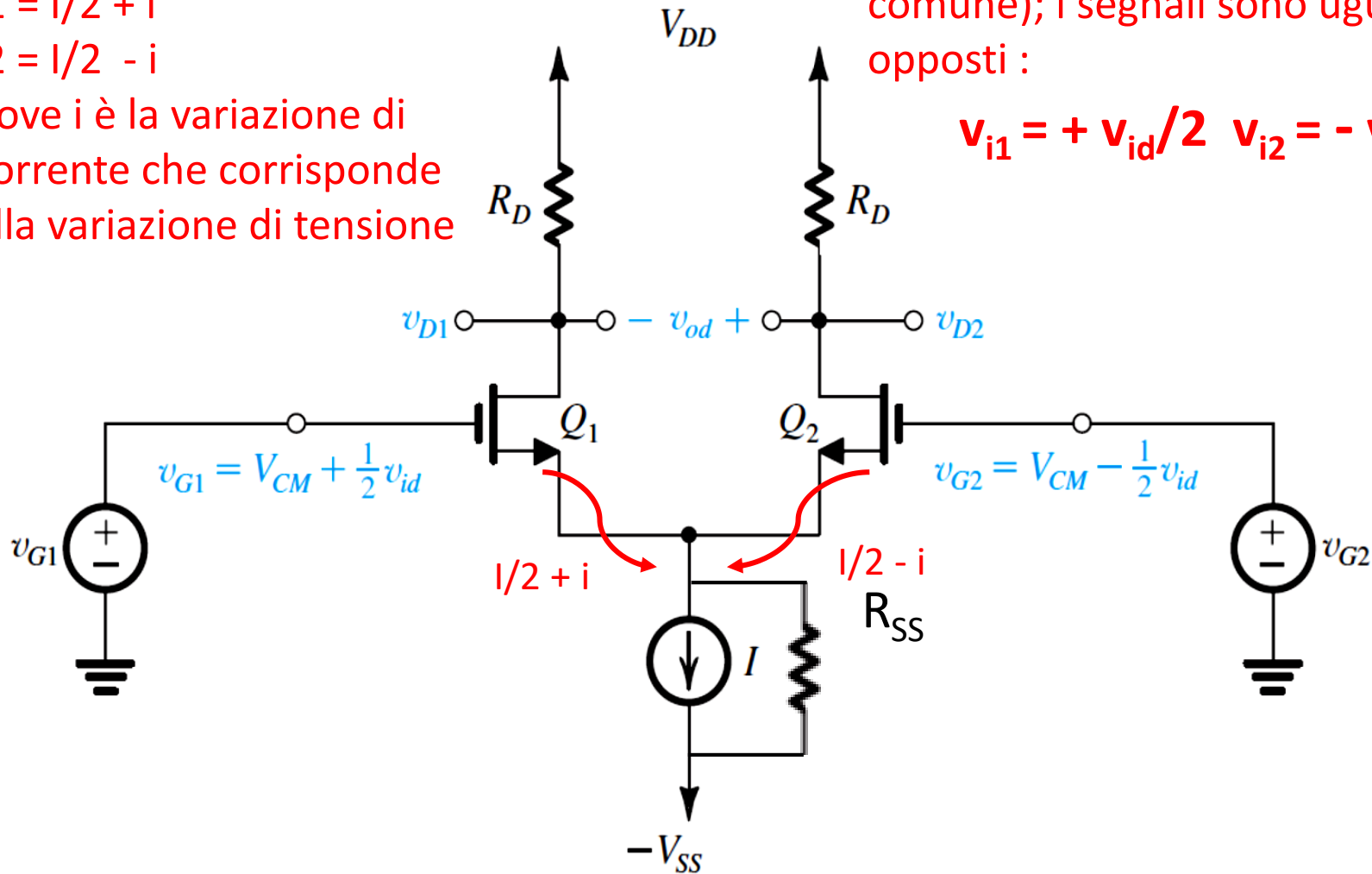
$$I_1 = I/2 + i$$

$$I_2 = I/2 - i$$

dove i è la variazione di corrente che corrisponde alla variazione di tensione

1. applico un segnale differenziale puro (senza componenti di modo comune); i segnali sono uguali e opposti :

$$v_{i1} = + v_{id}/2 \quad v_{i2} = - v_{id}/2$$



Calcolo del guadagno differenziale

2. partendo dalla condizione di bilanciamento,

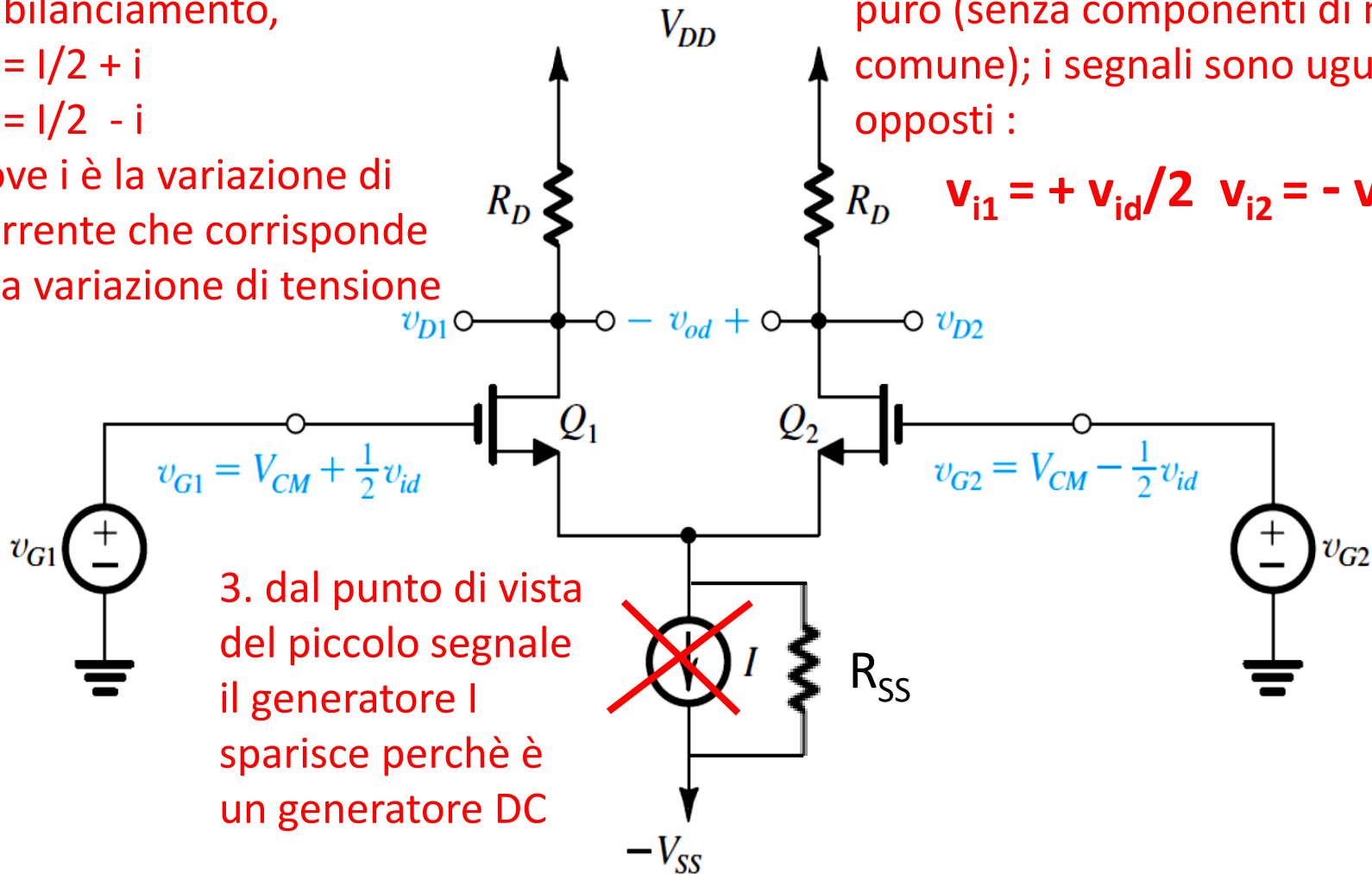
$$I_1 = I/2 + i$$

$$I_2 = I/2 - i$$

dove i è la variazione di corrente che corrisponde alla variazione di tensione

1. applico un segnale differenziale puro (senza componenti di modo comune); i segnali sono uguali e opposti :

$$v_{i1} = + v_{id}/2 \quad v_{i2} = - v_{id}/2$$



3. dal punto di vista del piccolo segnale il generatore I sparisce perchè è un generatore DC

Calcolo del guadagno differenziale

2. partendo dalla condizione di bilanciamento,

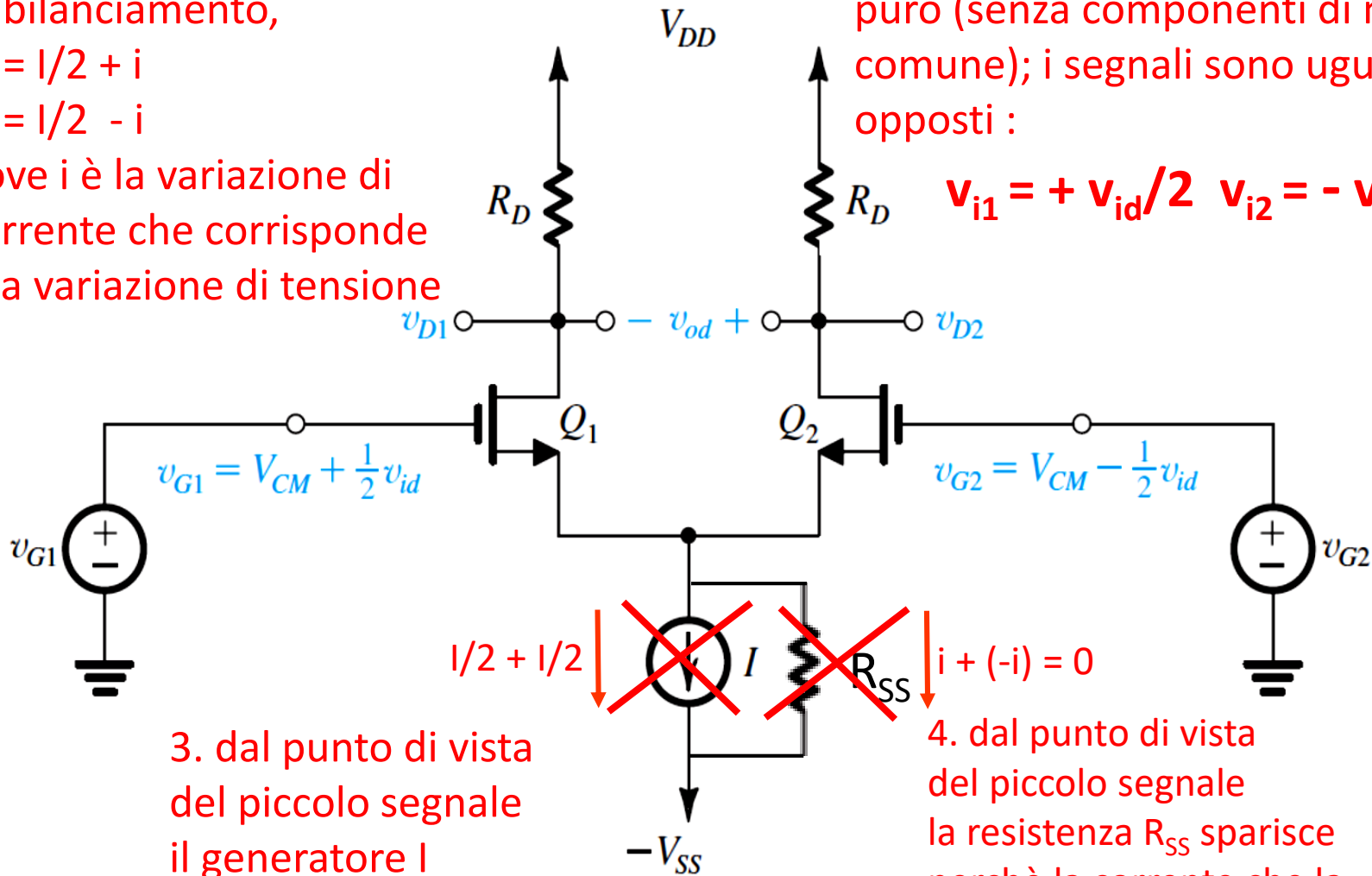
$$I_1 = I/2 + i$$

$$I_2 = I/2 - i$$

dove i è la variazione di corrente che corrisponde alla variazione di tensione

1. applico un segnale differenziale puro (senza componenti di modo comune); i segnali sono uguali e opposti :

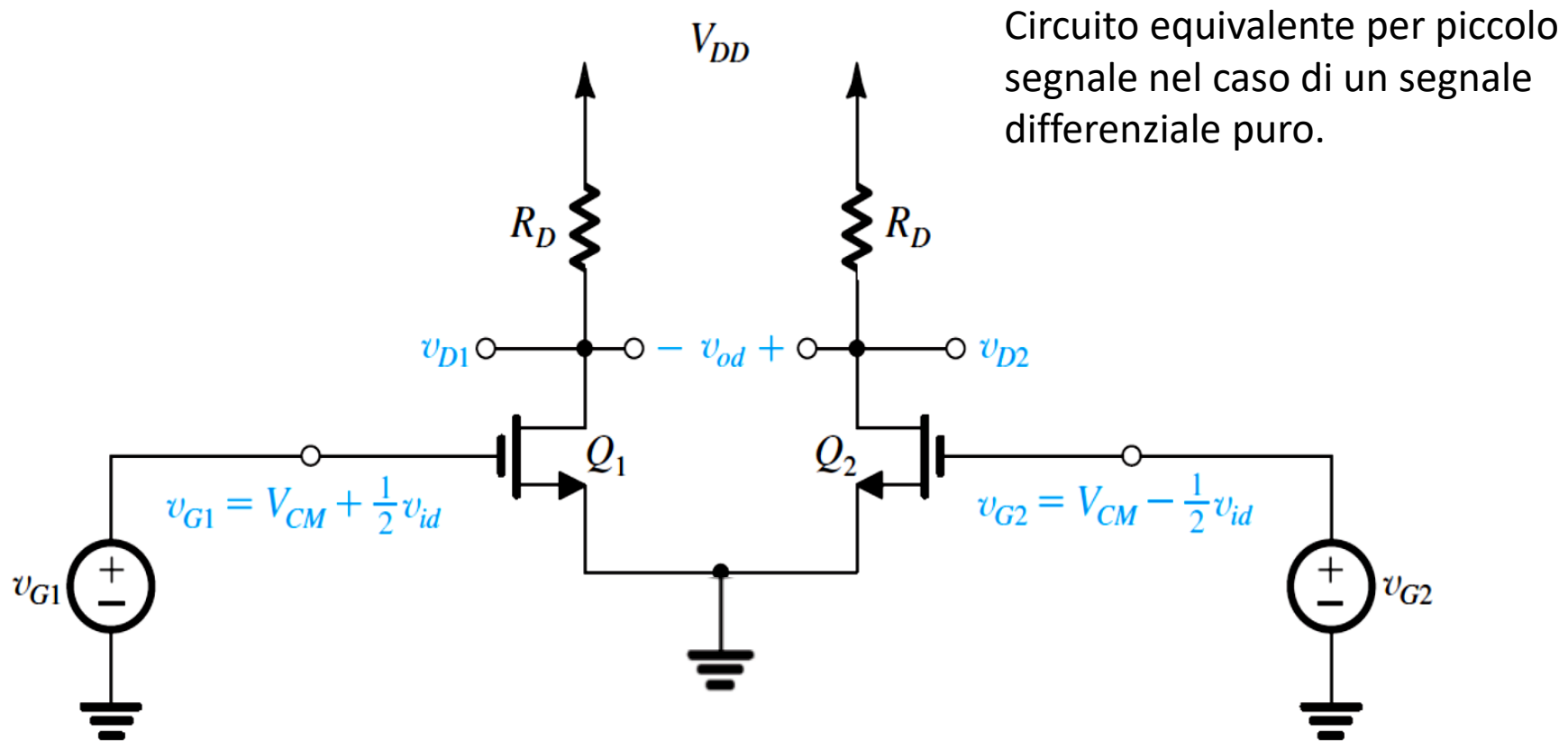
$$v_{i1} = + v_{id}/2 \quad v_{i2} = - v_{id}/2$$



3. dal punto di vista del piccolo segnale il generatore I sparisce perchè è un generatore DC

4. dal punto di vista del piccolo segnale la resistenza R_{SS} sparisce perchè la corrente che la attraversa è nulla: $i + (-i) = 0$.

Calcolo del guadagno differenziale



Ciascun ramo rappresenta un amplificatore a source comune con source a massa ($R_S=0$). Quindi :

$$v_{o1} = -g_m R_D (v_{id}/2) \text{ e } Ad(\text{single-ended}) = v_{o1}/v_{id} = -(g_m R_D)/2; \quad v_{o2}/v_{id} = +(g_m R_D)/2$$

$$Ad(\text{differenziale}) = (v_{o2} - v_{o1})/v_{id} = g_m R_D$$

Fattore di reiezione di modo comune

Riassumendo, possiamo ricordare che con ingresso e uscita differenziali:

$$v_{od} = (v_{od2} - v_{od1}) = A_{dd} v_{id} + A_{cd} v_{icm}$$

$$v_{ocm} = (v_{od2} + v_{od1})/2 = A_{dc} v_{id} + A_{cc} v_{icm}$$

dove A_{dd} = guadagno differenziale con uscita differenziale etc.

Se il circuito è perfettamente simmetrico, $A_{dc} = A_{cd} = 0$.

Se invece l'ingresso è differenziale e l'uscita è single-ended,

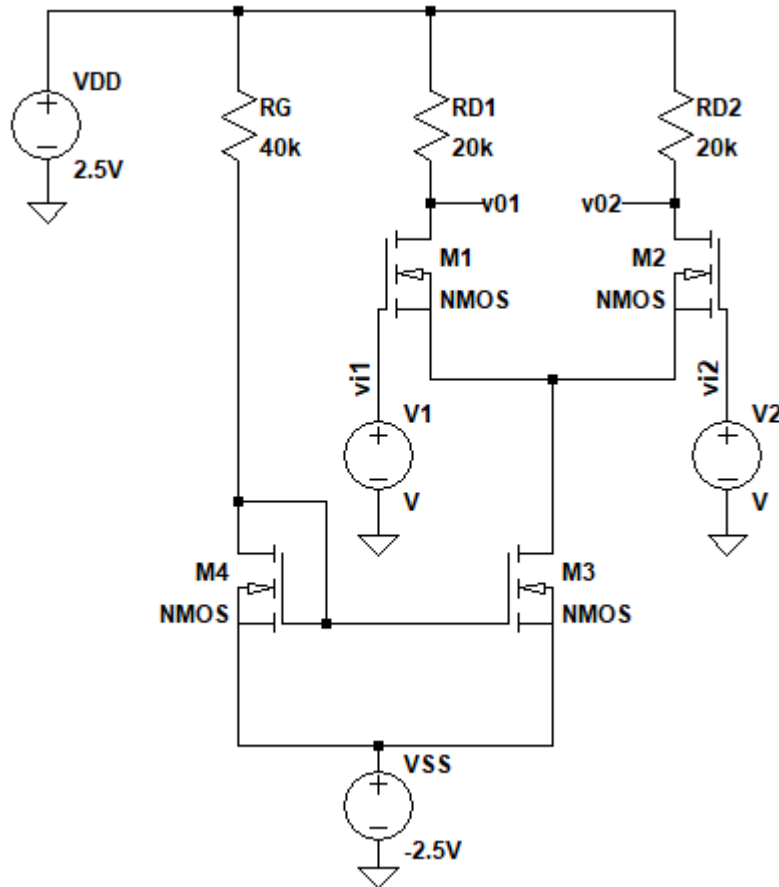
$$A_d = -g_m R_D / 2 \text{ (amplificatore senza } R_S)$$

$$A_c \cong -R_D / 2R_{SS} \text{ (amplificatore con } R_S) - \text{approssimabile cos\`i se } g_m R_{SS} \gg 1$$

$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log (|A_d| / |A_c|) = 20 \log [(g_m R_D / 2) / R_D / 2R_{SS}]$$

$$= 20 \log (g_m R_{SS}) \text{ ovvero } 20 \log (g_m r_o) \text{ nel caso di un carico attivo.}$$

amplificatore differenziale con generatore di corrente current-mirror



* circuiti\differentiale con carico attivo

M1 v01 vi1 N001 N001 NMOS12 L=0.8 W=20

M2 v02 vi2 N001 N001 NMOS12 L=0.8 W=20

M4 N002 N002 N003 N003 NMOS34 L=0.8 W=5.6

M3 N001 N002 N003 N003 NMOS34 L=0.8 W=5.6

RG COM N002 40k

RD1 COM v01 20k

RD2 COM v02 20k

*V1 vi1 0 0V

*V2 vi2 0 0V

V1 vi1 0 SINE(0 1m 100k 0)

V2 0 vi2 SINE(0 1m 100k 0)

VDD COM 0 2.5V

VSS N003 0 -2.5V

.model NMOS12 NMOS VTO=0.7V KP=200U LAMBDA=0.1

.model NMOS34 NMOS VTO=0.7V KP=200U LAMBDA=0.1

.model PMOS PMOS

Analysis requests

*calculate characteristics

*.OP

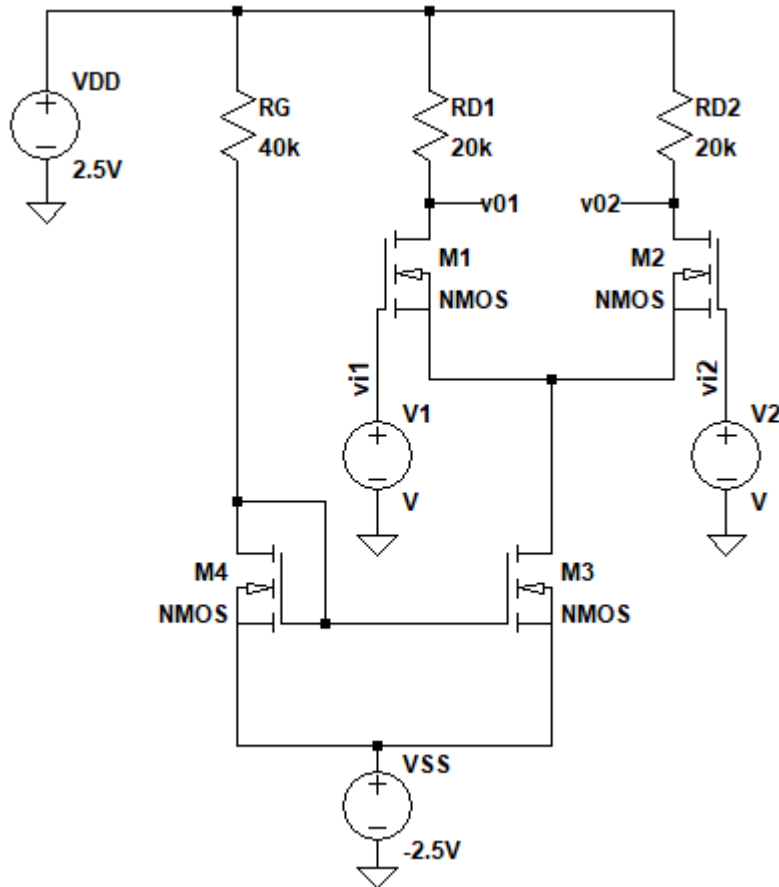
.TRAN 0u 25u 0 0.5u

*.DC vi1 0V +10m .1m

.backanno

.end

amplificatore differenziale con generatore di corrente current-mirror



a) Si calcola la corrente del current mirror con i W e L opportuni

$$I_{D4} \rightarrow V_{DD} - V_{SS} = I_{D4} * R_G + V_{GS4}$$

$$I_{D4} = (K_{n4}/2) * (V_{GS4} - V_T)^2$$

$$\text{nmos}_{3,4} : L=0.8 \text{ W}=5.6 \text{ k}'_n = 200 \mu\text{A}/\text{V}^2, V_T = 0.7 \text{ V}$$

$$5\text{V} = I_{D4} * 40\text{k} + V_{GS4}$$

$$5\text{V} = 0.5 * (k'_n * W/L * (V_{GS} - V_T)^2 * 40\text{k} + V_{GS}$$

$$5\text{V} = 0.5 * (200 * 10^{-3}) * (5.6/0.8) * (V_{GS} - 0.7)^2 * 40\text{k} + V_{GS}$$

$$5\text{V} = 0.5 * (200 * 10^{-3}) * 7 (V_{GS}^2 + 0.49 - 1.4V_{GS}) * 40\text{k} + V_{GS}$$

$$5\text{V} = 28V_{GS}^2 + 13.72 - 39.2V_{GS} + V_{GS}$$

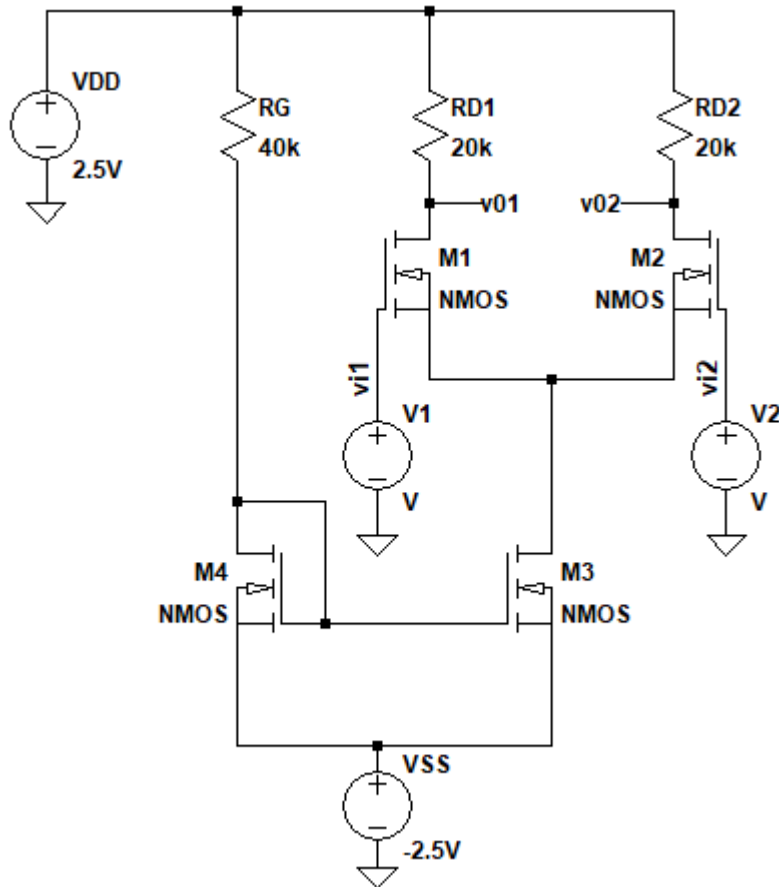
$$0 = 28 * V_{GS}^2 - 38.2 * V_{GS} + 8.72;$$

$$V_{GS} = 1.074 \text{ V}; V_{GS} - V_T = 0.374 \text{ V}$$

$$I_{D4} = k'_n/2 * (W/L) * (0.374)^2 = 98 \mu\text{A}$$

b) La corrente della coppia differenziale è la metà
 $I_{D1,2} = 98/2 = 49 \mu\text{A}$

amplificatore differenziale con generatore di corrente current-mirror



**b) La corrente della coppia differenziale è la metà
 $I_{D1,2} = 98/2 = 49 \mu A$**

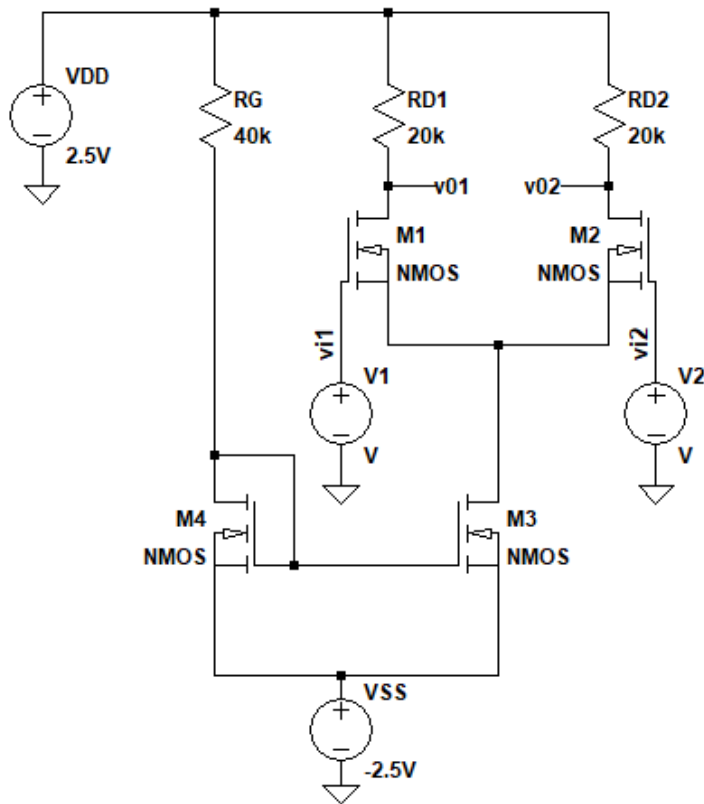
Calcolo il valore di $V_{OV1,2}$ corrispondente:

$$V_{OV1,2} = \sqrt{\frac{2I_D}{k_n}} = \sqrt{\frac{98 \times 10^{-6}}{200 \times 10^6 \times 20/0.8}} = 0.14 V$$

$$V_{GS1,2} = V_{OV1,2} + V_T = 0.7 + 0.14 = 0.84 = -V_S$$

$$\begin{aligned} V_{DS1,2} &= V_{DD} - 20 * I_D - V_S \\ &= 2.5 - 20 * 49 \times 10^{-3} + 0.84 \\ &= 2.5 - 0.98 + 0.84 = 2.36 V > V_{OV} \\ &\text{ saturazione OK.} \end{aligned}$$

amplificatore differenziale con generatore di corrente current-mirror



$$g_{m1,2} = \sqrt{2k'_n(W/L)I_D} =$$

$$\sqrt{2 * 200 * 10^{-3} (20/0.8) 49 * 10^{-3}}$$

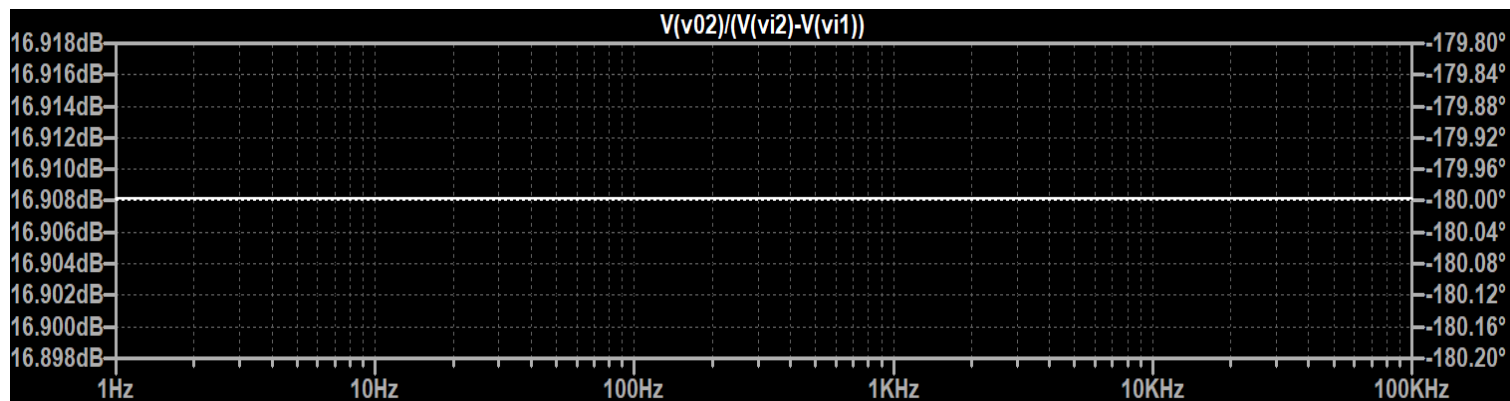
$$= \sqrt{49 * 10^{-2}}$$

$$g_{m1,2} = 7 * 10^{-1} = 0.7 \text{ mS}$$

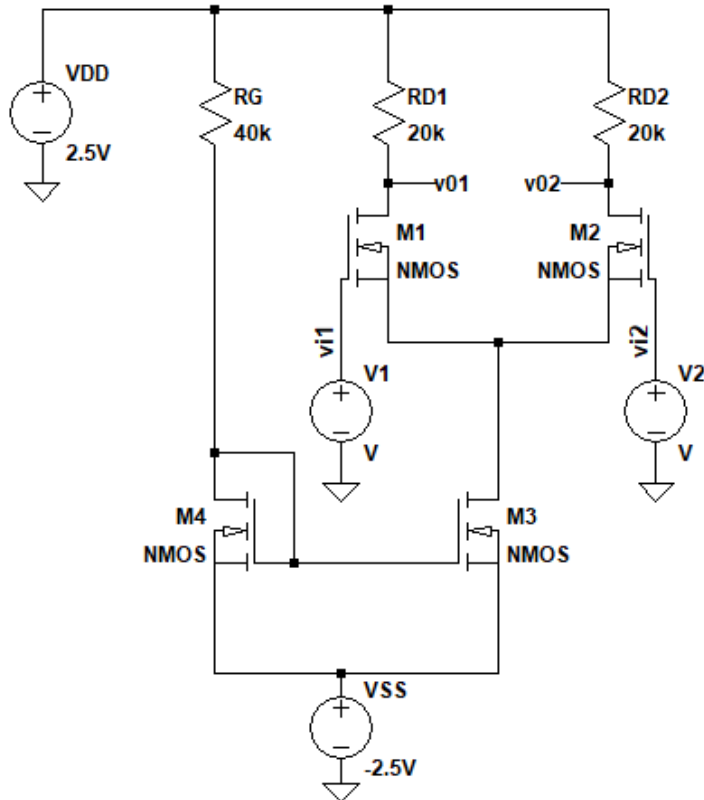
$$|A_d| = \frac{1}{2} g_m R_D = 0.7 * 20/2 = 7 \text{ V/V}$$

$$20 \log 7 = 16.9 \text{ dB}$$

$$|A_{cm}| = \frac{g_{m1,2} R_D}{1 + 2g_{m1,2} r_{03}}$$



amplificatore differenziale con generatore di corrente current-mirror



$$g_{m1,2} = 7 * 10^{-1} = 0.7 \text{ mS}$$

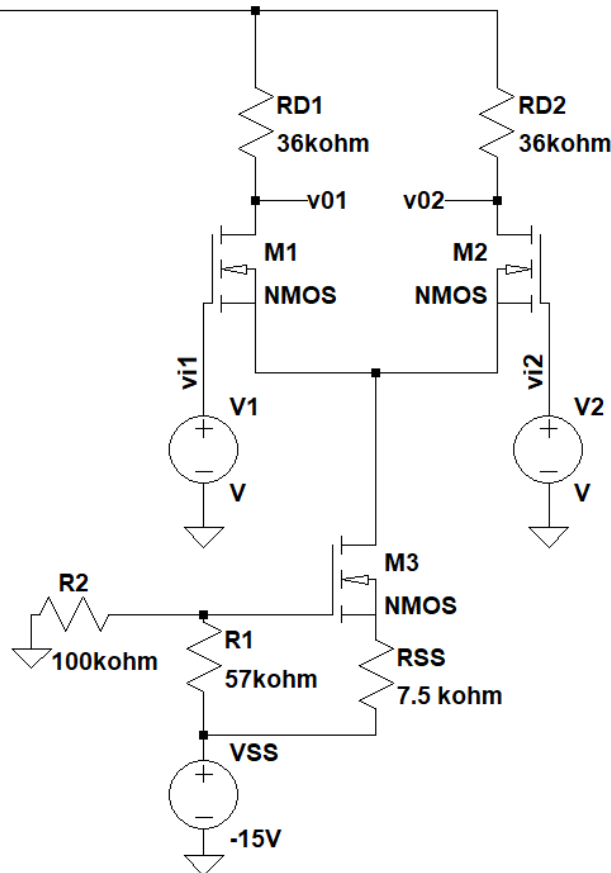
$$r_{03} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.1 \times 94 \times 10^{-6}} = 102 \text{ k}\Omega$$

$$|A_{cm}| = \frac{g_{m1,2} R_D}{1 + 2g_{m1,2} r_{03}} = < \frac{0.7 \times 20}{1 + 2 \times 0.7 \times 102}$$

$$\frac{0.7 \times 20}{1 + 2 \times 0.7 \times 102} = \frac{14}{143.8} = 1.014$$

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{A_{cm}} \right) = 20 \log \frac{7}{1.014} = 16.8 \text{ dB}$$

amplificatore differenziale con carico attivo al source



1. Quali sono i punti di lavoro dei transistor M1, M2, M3 se $k_n = 400 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{Tn} = 1 \text{ V}$, $\lambda = 0.02 \text{ V}^{-1}$?

2. Calcolare il guadagno differenziale e il guadagno di modo comune

a) Trasformo il generatore V_{SS} in un generatore di Thevenin V_{GG} per trovare V_G di M3

$$V_{GG} = V_{SS} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -15 \frac{100}{100 + 57} = -9.55 \text{ V}$$

$$R_{EQ} = 100\text{k}\Omega || 57\text{k}\Omega = 36.3 \text{ k}\Omega$$

$$V_G = V_{EQ}$$

$$V_{GS3} = V_{G3} - V_{S3} = -9.55 - I_{D3}R_{SS} - V_{SS}$$

$$V_{GS3} = -9.55 - \frac{k_n}{2} (V_{GS3} - V_T)^2 R_{SS} + 15$$

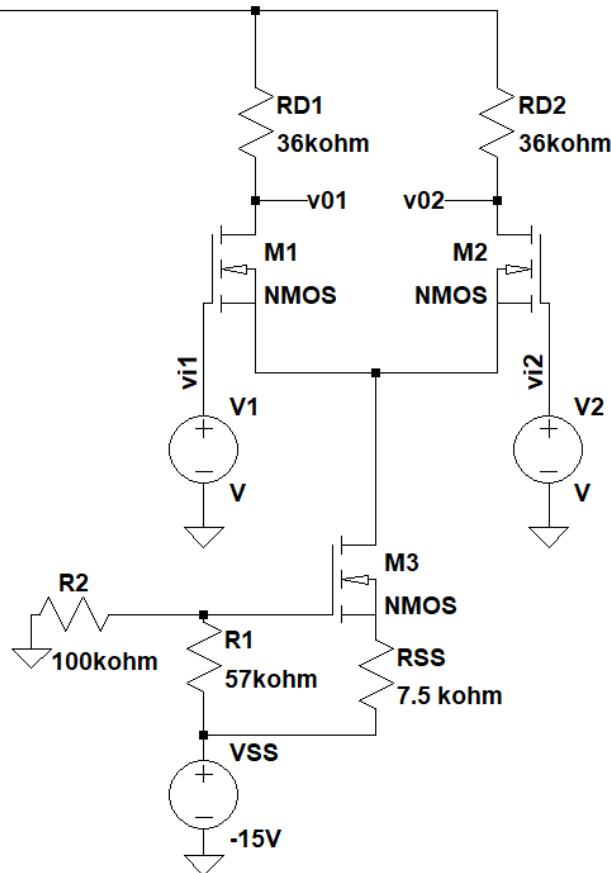
$$V_{GS3} = 5.45 - 0.2(V_{GS3} - 1)^2 7.5$$

$$V_{GS3} = 5.45 - 1.5V_{GS3}^2 + 3V_{GS3} - 1.5$$

$$0 = -1.5V_{GS3}^2 + 2V_{GS3} + 3.95$$

$$0 = +1.5V_{GS3}^2 - 2V_{GS3} - 3.95$$

amplificatore differenziale con carico attivo al source



Quali sono i punti di lavoro dei transistor M1, M2, M3 se $k_n = 400 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_{Tn} = 1 \text{ V}$, $\lambda = 0.02 \text{ V}^{-1}$?

Calcolare il guadagno differenziale e il guadagno di modo comune

$$0 = +1.5V_{GS3}^2 - 2V_{GS3} - 3.95$$

Le soluzioni sono $V_{GS3} = -1.08 \text{ V}$ (impossibile) e

$$V_{GS3} = 2.42 \text{ V}$$

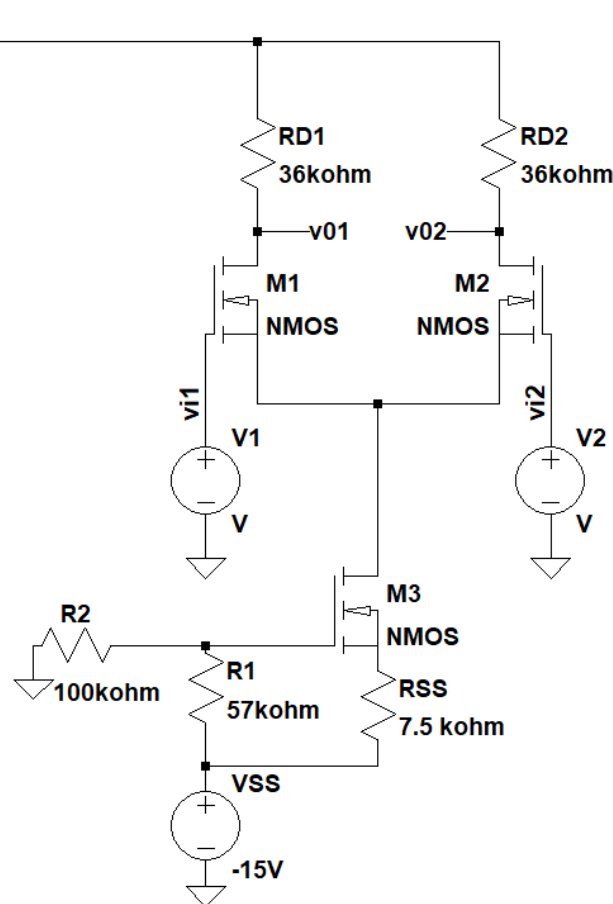
$$V_{OV3} = 1.42 \text{ V}$$

$$I_{D3} = (k_n/2) * V_{OV}^2 = 0.2(1.42)^2 = 0.403 \text{ mA}$$

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3}/2$$

$$V_{GS1} = 1 + \sqrt{\frac{2I_D}{k_n}} = 1 + \sqrt{\frac{2 \times 0.2015}{0.4}} = 2.004 \text{ V}$$

amplificatore differenziale con carico attivo al source



$$V_{GS1} = 1 + \sqrt{\frac{2I_D}{k_n}} = 1 + \sqrt{\frac{2 \times 0,2015}{0.4}} = 2.004 \text{ V}$$

$$V_{DS3} = -V_{S1} - V_{S3} = -V_{GS1} - 7.5I_{D3} - (-15 \text{ V}) = -2.004 - 7.5 \times 0.403 + 15 \text{ V} = -2.004 - 3.0225 + 15 \text{ V} = 9.97 \text{ V}$$

$$V_{DS1} = V_{DS2} = V_{D1} - V_{S1} = 15 - 36I_{D1} - (-V_{GS1}) = 15 - 36 \times 0.2015 + 2.004 = 9.75 \text{ V}$$

Punti di lavoro: 1,2) 0.201 mA, 9.75 V, 2.004 V
3) 0.403 mA, 9.97 V, 2.42 V

$$r_{o3} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.02 \times 0.403} = 124 \text{ k}\Omega$$

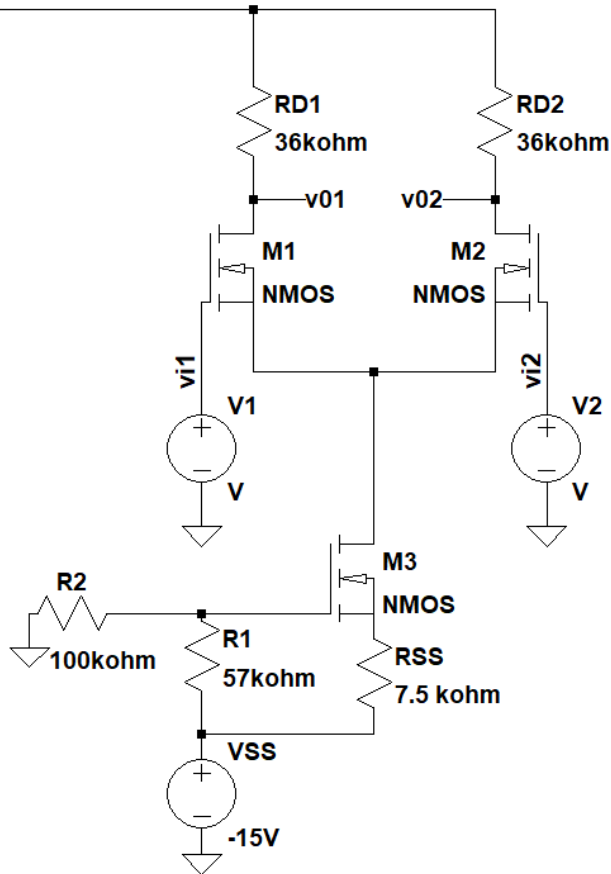
$$R_{out3} = r_{o3}(1 + g_{m3}R_{SS})$$

$$g_{m3} = 2I_D/V_{OV} = 2 \times 403 \times 10^{-3} / 1.42 = 0.567 \text{ mS}$$

$$R_{out3} = 124(1 + 0.567 \times 7.5) = 651 \text{ k}\Omega$$

Rout3 rappresenta la resistenza di source equivalente per piccolo segnale di M1-M2

amplificatore differenziale con carico attivo al source



$$r_{o3} = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{1}{0.02 * 0.403} = 124 \text{ k}\Omega$$

$$R_{out3} = r_{o3}(1 + g_{m3}R_{SS})$$

$$g_{m3} = 2I_D/V_{OV} = 2*0.403 \times 10^{-3}/1.42 = 0.567 \text{ mS}$$

$$R_{out3} = 124(1+0.567*7.5)=651 \text{ k}\Omega$$

Rout3 rappresenta la resistenza di source
equivalente per piccolo segnale di M1-M2

Calcolo del guadagno differenziale

$$g_{m1} = 2I_{D1}/V_{OV1} = 403 \cdot 10^{-3} / 1.004 = 0.401 \text{ mS}$$

$$|Ad| = g_{m1}(R_D//r_{o1})/2 \approx g_{m1} R_D/2 = 0.401 * 36/2 = 7.22$$

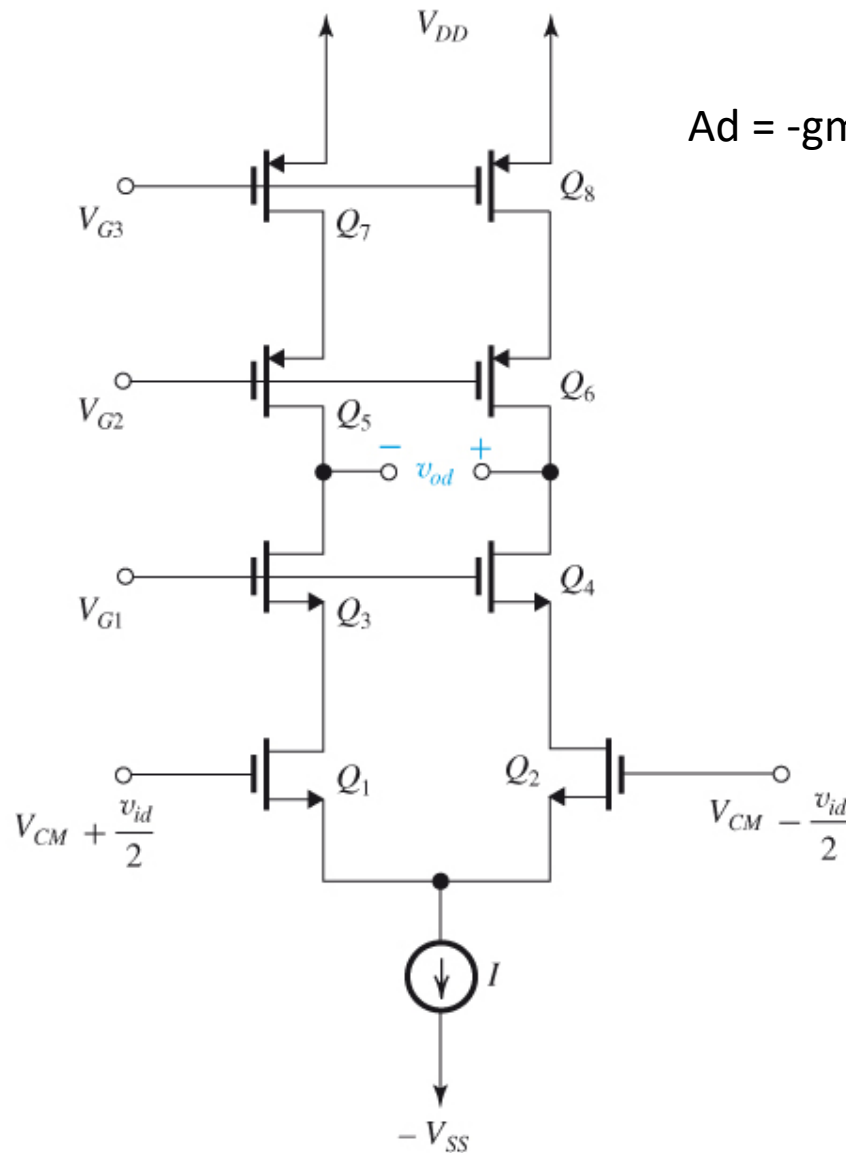
Calcolo approssimato del guadagno di modo comune

$$|A_{cm}| = R_D / 2R_{out3} = 36 / 1302 = 0.02765$$

$$\text{CMRR} = 20 \log 7.22/0.02765 = 48.33 \text{ dB}$$

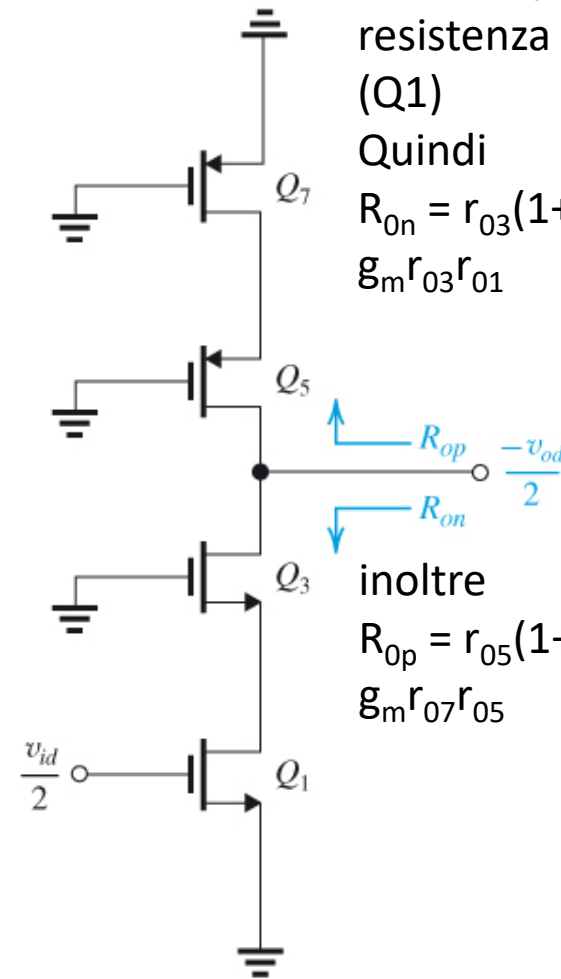
$$\text{CMRR} = 20 \log (g_{m1} R_{\text{out}3}) = 20 \log 0.401 * 651 = 48.33$$

Amplificatore «cascode»



(a)

$$A_d = -g_m(R_{On} \parallel R_{Op})$$



(b)

Ron è la resistenza di uscita di un source comune (Q3) con resistenza di source (Q1)

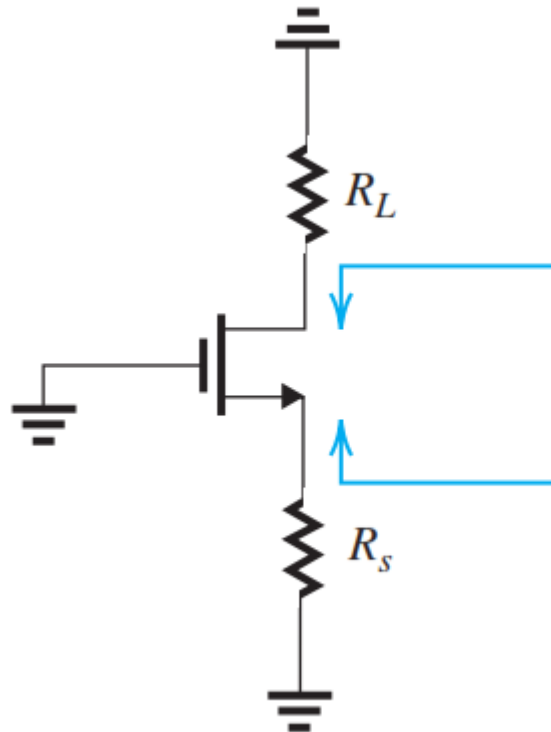
Quindi

$$R_{on} = r_{o3}(1 + g_{m3}r_{o1}) \approx g_{m3}r_{o3}r_{o1}$$

inoltre

$$R_{op} = r_{o5}(1 + g_{m5}r_{o7}) \approx g_{m5}r_{o5}r_{o7}$$

transistor MOS come carico



$$R_{\text{out}} = r_o + R_s + g_m r_o R_s \\ \approx r_o + (g_m r_o) R_s$$

$$R_{\text{in}} = \frac{r_o + R_L}{1 + g_m r_o} \\ \approx \frac{1}{g_m} + \frac{R_L}{g_m r_o}$$