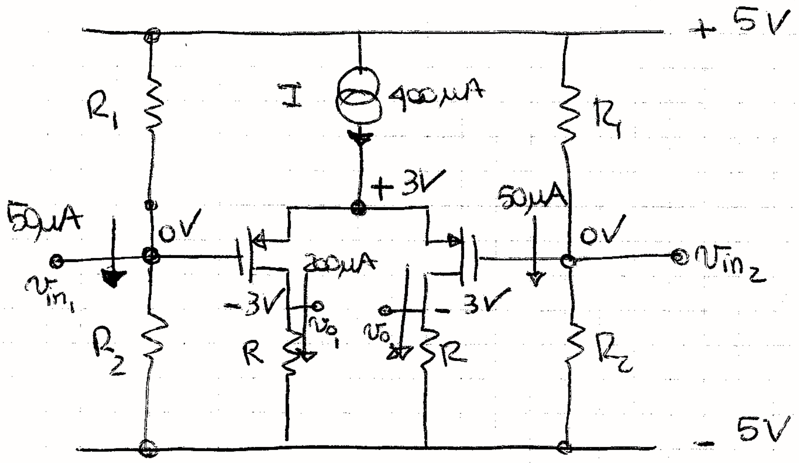
STADIO DIFFERENZIALE A MOSFET

(A) GENERATORE DI CODA IDEALE



$|V_{Tp}| = 1V$

$k_p = 50\ \mu A/V^2$

$R_1 = R_2 = 100k\Omega$

$R = 10k\Omega$

$I = 400\mu A$

(1) POLARIZZAZIONE

I due partitori identici fissano il potenziale del gate dei due transistori alla stessa tensione ⇒ poiché il nodo di source è in comune, i due transistori hanno la stessa V_{GS} ⇒ portano la stessa corrente, pari a metà della corrente I erogata dal generatore di coda

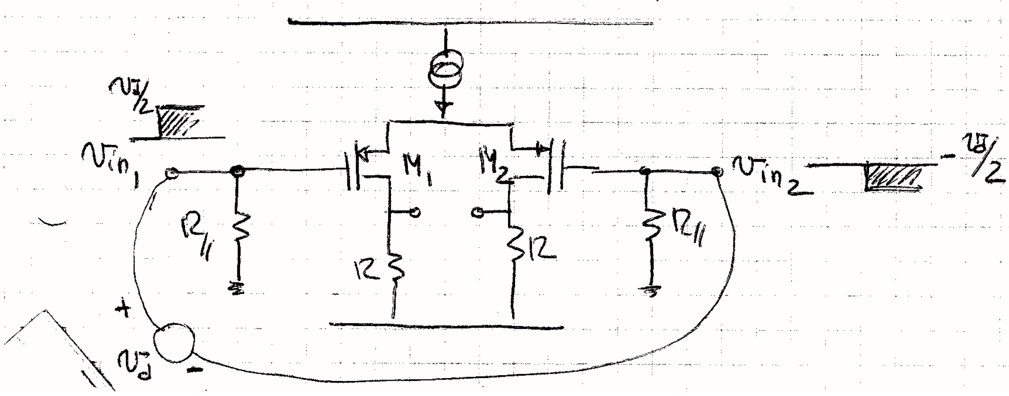
↳ stadio perfettamente simmetrico

$$g_m = 2k(V_{GS}-V_T) = \frac{2I_d}{V_{OV}} = \frac{I}{V_{OV}} = \frac{400\mu A}{2V} = 200\ \mu A/V$$

$$\Downarrow\ 1/g_m = 5k\Omega$$

Tutti i MOSFET lavorano correttamente in saturazione

(2) COMPORTAMENTO SU SEGNALE DIFFERENZIALE



$R_{//} = R_1 // R_2 = 50k\Omega$

A causa del segnale differenziale v_d applicato la v_{gs} di M1 aumenta, poiché aumenta il potenziale del gate di M1 rispetto a quello del gate di M_2, facendo aumentare la corrente in M_1 - Contemporaneamente la corrente in M_2 diminuisce della stessa quantità poiché la somma delle correnti in M_1 ed M_2 deve essere uguale a I

↳ poiché, su piccolo segnale, $i_d = g_m v_{gs}$ e le g_m dei due MOSFET sono identiche ⇒ i due segnali v_{gs_1} e v_{gs_2} devono essere dello stessa ampiezza ma opposti

↳ $v_{gs_1} = +\frac{v_d}{2}$; $v_{gs_2} = -\frac{v_d}{2}$

$$v_{o_1} = -g_m R \frac{v_d}{2}$$
$$v_{o_2} = +g_m R \frac{v_d}{2}$$

↳ $v_{out_d} = v_{o_1} - v_{o_2} = -g_m R v_d$

⇓

$$\boxed{G_{dc} = \frac{v_{out_d}}{v_d} = -g_m R = -2}$$

GUADAGNO DIFFERENZIALE USCITA DOUBLE-ENDED

Se avessimo prelevato il segnale di uscita solo su uno dei due drain, l'amplificazione del segnale sarebbe stata

$$\boxed{G_{se} = \frac{v_{out}}{v_d} = \pm \frac{g_m R}{2}}$$

GUADAGNO DIFFERENZIALE USCITA SINGLE-ENDED

dove il segno dipende dalla scelta del drain su cui si preleva il segnale.

n.b. il nodo di source si trova ad un potenziale fisso sul segnale ⇒ è come se fosse massa per il segnale

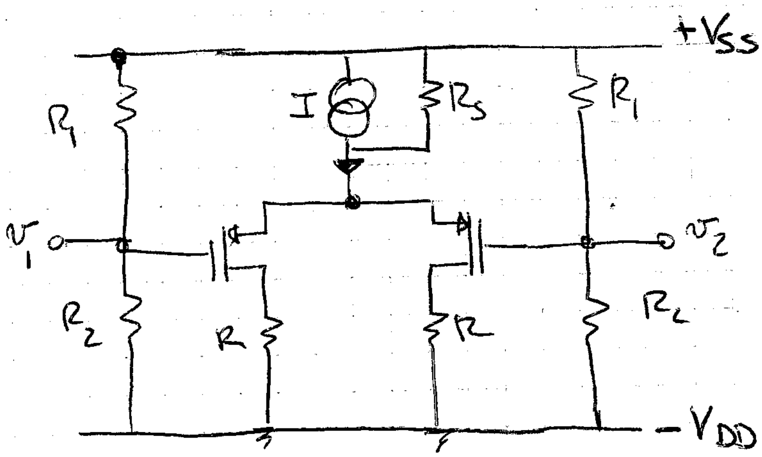
⇓ posso considerare come se ciascuna metà del circuito fosse un "source a massa" a cui è applicato un segnale $\frac{v_d}{2}$

per cui ad I, ciascuno dei due transistor è percorso dalla corrente $I/2$ $\Rightarrow$ il punto tra le due source varia dello stesso segnale applicato ai gate $\Rightarrow$ i potenziali dei drain non cambiano e le uscite sono insensibili alle variazioni comuni degli ingressi

$$\boxed{G_{cm} = \frac{\frac{v_{o1} + v_{o2}}{2}}{v_{cm}} = 0}$$

QUADAGNO DI MODO COMUNE

(B) GENERATORE DI CODA NON IDEALE



$R_S = 100\,k\Omega$

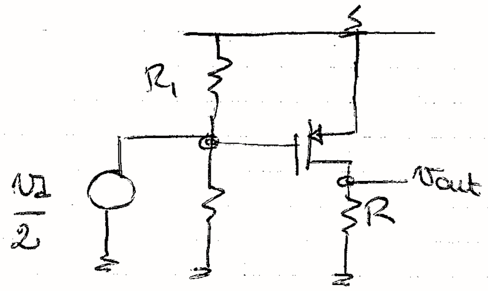
Il generatore di corrente presenta una resistenza equivalente finita (R_S)

Su SEGNALE DIFFERENZIALE non cambia nulla rispetto al caso di generatore di coda ideale: se i due transistori sono identici ed ugualmente polarizzati il segnale differenziale si ripartisce a metà tra le due giunzioni ed il potenziale del punto medio tra i due source sta fisso.

$\Downarrow$

1) la tensione ai capi di R_S non cambia
2) non cambia la corrente che circola in essa.

$\hookrightarrow$ il punto tra i due source è ancora massa sul segnale e dunque il comportamento di ogni metà dello stadio è identico a quello di un source a massa sul cui gate è applicata metà del segnale differenziale.



$$v_{out_1} = -g_m R \frac{v_d}{2}$$

POLARIZZAZIONE

da "nuovo" corrente stazionaria circolante nei MOSFET è:

$$\frac{I}{2} + \underbrace{\frac{V_{SS}-V_S}{2R_S}}_{} \cong 200\,\mu A + \frac{5V-3V}{200k\Omega} = 210\,\mu A \Rightarrow |V_{GS}| = 3.05V$$

termine aggiuntivo dovuto alla resistenza di coda finita.

⇓

cambia debolmente anche la g_m. $\left(g_m = 2k(V_{GS}-V_T) = 205\,\mu A/V\right)$

ATT: se i due transistor non sono più uguali ⇒ il punto tra i due source non è più fisso su segnale ⇒ NON posso più usare il mezzo circuito per l'analisi

Tuttavia se $R_S \gg 1/g_{m_1}, 1/g_{m_2}$ ⇒ la corrente di segnale differenziale che fluisce in R_S è trascurabile rispetto a quella che dal source di M_1 va nel source di M_2

⇓

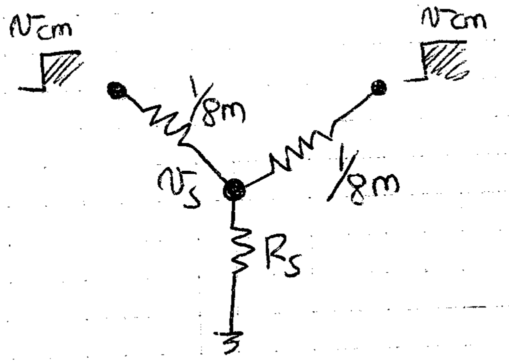
corrente di drain è ancora $\dfrac{v_d}{1/g_{m_1} + 1/g_{m_2}}$ ⇒ $G_{dm} = -2.05$

↳ la non idealità del generatore di corrente può essere trascurata anche se lo stadio non è perfettamente simmetrico.

Il comportamento cambia significativamente sul SEGNALE DI MODO COMUNE.

Applicando un segnale di modo comune fluirà una corrente finita attraverso R_S, che è la corrente che attraversa anche i transistor ⇒ i morsetti di drain risentono di una variazione di Tensione proporzionale al valore delle resistenze ad essi collegate -

Colcoliamo di quanto si muove V_s:



$$v_S = \frac{1/g_m \parallel R_s}{1/g_m + 1/g_m \parallel R_s} v_{cm} + \frac{1/g_m \parallel R_s}{1/g_m + 1/g_m \parallel R_s} v_{cm} =$$

$$= \frac{2R_s}{2R_s + 1/g_m} v_{cm}$$

per vederlo immediatamente considero R_s come il parallelo di due resistenze di valore $2R_s$ e spezzo il circuito.

↓

$$i_{R_s} = \frac{v_s}{R_s} = v_{cm} \frac{2}{2R_s + 1/g_m}$$ CORRENTE DI MODO COMUNE in R_s

↓

$$v_{o_1} = -\frac{1}{2} i_{R_s} R = -\frac{R}{2R_s + 1/g_m} v_{cm}$$

$$v_{o_2} = -\frac{1}{2} i_{R_s} R = -\frac{R}{2R_s + 1/g_m} v_{cm}$$

↓

se lo stadio esce "double-ended" ed è perfettamente simmetric

$$\boxed{G_{cm} = \frac{\frac{v_{o_1} + v_{o_2}}{2}}{v_{cm}} = -\frac{R}{2R_s + 1/g_m}}$$

GUADAGNO DI MODO COMUN USCITA "DOUBLE-ENDED"

Se lo stadio esce "single-ended":

$$\boxed{G_{cm} = \frac{v_o}{v_{cm}} = -\frac{R}{2R_s + 1/g_m} \simeq -\frac{R}{2R_s}}$$

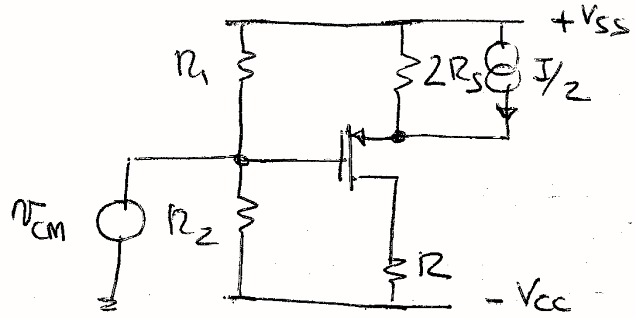
GUADAGNO DI MODO COM USCITA "SINGLE-ENDED"

$G_{cm} \to 0$ se $R_s \to \infty$ (ovvio! generatore di coda ideale)

Nel ns. caso: $G_{cm} = -\frac{10k\Omega}{2 \times 100k + 5k} = -0.05 \Rightarrow CMRR = 40 = 32dB$

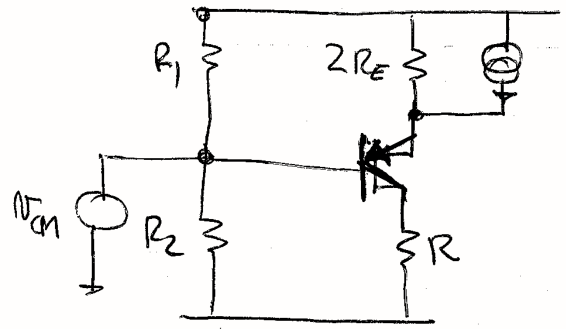
$CMRR = \frac{A_{dm}}{\ldots} = \frac{g_m R}{\ldots} (2R_s + 1/g_m) = 1\ldots$

Consideriamo il "mezzo-circuito" e calcoliamo la RESISTENZA DI INGRESSO DI MODO COMUNE



$R_{CM} = \frac{1}{2}(R_1 \| R_2) = 250\ k\Omega$ perché vedo i due cammini dei due ingressi identici in parallelo

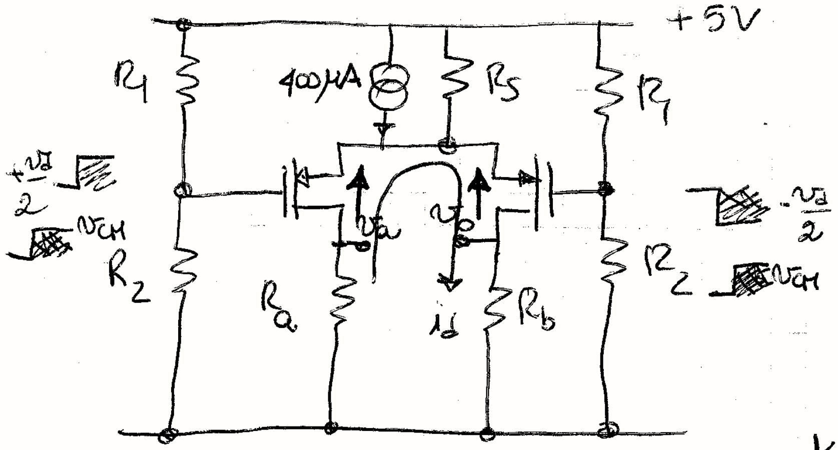
Se invece dei MOSFET avessi dei transistori bipolari



$R_{CM} = \left[(R_1 \| R_2) \| (r_\pi + 2\beta R_E)\right] \frac{1}{2}$

n.b.: se i transistori o le resistenze di drain non sono perfettamente identici ⟹ alle due uscite si ha un segnale differenziale anche quando l'ingresso è perfettamente di modo comune

Ⓒ ASIMMETRIA DELLE RESISTENZE DI CARICO



$R_S = 100\ k\Omega$

$R_1 = 100\ k\Omega$

$R_2 = 100\ k\Omega$

$R_a = 10\ k\Omega$

$R_b = 10\ k\Omega + 5\% =$
$= 10.5\ k\Omega$

$1/g_m = 4.88\ k\Omega$

8A

- Guadagno differenziale (segnale differenziale)

$$\frac{1}{g_m} \gg R_S \Rightarrow i_d = \frac{v_d}{\frac{1}{g_{m_1}} + \frac{1}{g_{m_2}}} = \frac{v_d}{2} g_m$$

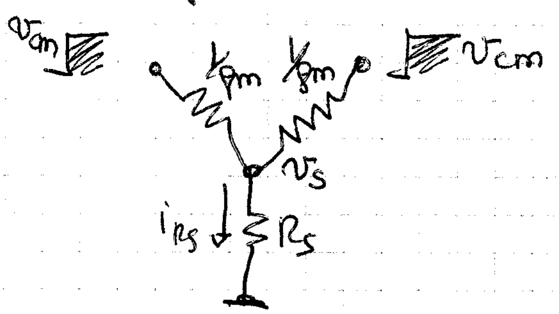
$$\Downarrow$$

$$v_{out}\big|_d = v_a - v_b = -i_d R_a - i_d R_b = -\frac{v_d}{2} g_m (R_a + R_b)$$

$$\hookrightarrow G_{dm} = -\frac{g_m}{2}(R_a + R_b) = -\frac{205\,mA/V}{2}(10k\Omega + 10.5k\Omega) = -2.1$$

MA $v_{out}\big|_{CM} \neq 0$ $\quad v_{out}\big|_{CMd} = \frac{v_a + v_b}{2} = -\frac{i_d R_a + i_d R_b}{2} = -\frac{i_d}{2}(R_a - R_b) = -\frac{v_d g_m}{4}(R_a - R_b)$
$= +2.62 * 10^{-2} v_d$

- Segnale di modo comune.



$$v_S = 2\frac{\frac{1}{g_m} \parallel R_S}{\frac{1}{g_m} + \frac{1}{g_m} \parallel R_S} v_{CM} = \frac{2R_S}{\frac{1}{g_m} + 2R_S} v_{CM}$$

$$\Downarrow$$

$$i_{R_S} = \frac{v_{CM}}{R_S} = \frac{2 v_{CM}}{\frac{1}{g_m} + 2R_S}$$

$$\Downarrow$$

$$v_{out}\big|_{CM} = \frac{v_a + v_b}{2} = \frac{1}{\cancel{2}}\left[(R_a + R_b)\frac{1}{2}\frac{\cancel{2} v_{CM}}{\frac{1}{g_m} + 2R_S}\right] = \frac{R_a + R_b}{\frac{1}{g_m} + 2R_S}\frac{1}{2} v_{CM}$$

$$\Downarrow G_{cm} = \frac{v_{out}\big|_{CM}}{v_{CM}} = \frac{1}{2}\frac{R_a + R_b}{\frac{1}{g_m} + 2R_S} = \frac{1}{2}\frac{10k\Omega + 10.5k\Omega}{4.88k\Omega + 200k\Omega} = 0.05$$

MA ATTENZIONE !! l'asimmetria nelle resistenze di carico fa sì che pur applicando un segnale di ~~differenzia~~ modo comune ottengo anche un segnale differenziale in uscita:

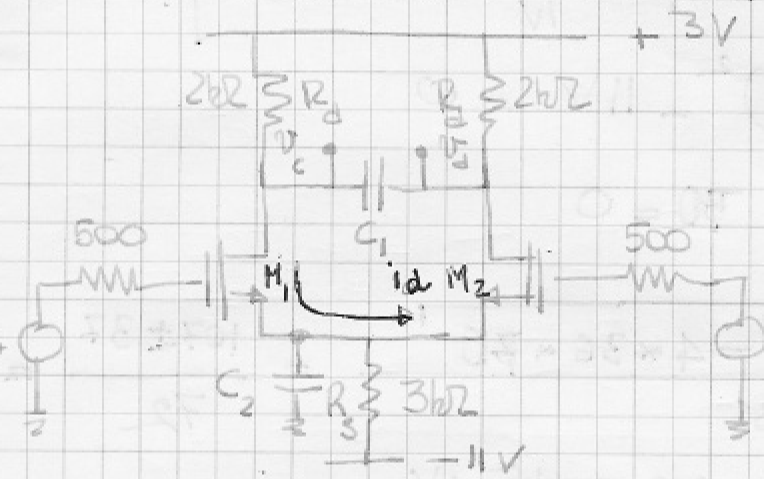
$$v_{out_d}\big|_{CM} = v_a - v_b = -\frac{i_{R_S}}{2} R_a + \frac{i_{R_S}}{2} R_b = \frac{i_{R_S}}{2}(R_b - R_a) =$$

$$= \frac{1}{\cancel{2}}(R_b - R_a)\frac{\cancel{2} v_{CM}}{\frac{1}{g_m} + 2R_S} =$$

$$= \frac{(R_b - R_a)}{\frac{1}{g_m} + 2R_S} v_{CM} = \frac{10.5k - 10k}{4.88k + 200k} v_{CM} =$$

$$= 2.44 \cdot 10^{-3} v_{CM}$$

Si consideri il circuito in figura:



$V_{T_n} = +1.5V$

$r_o = \infty$

$k_n = 6 mA/V^2$

$C_1 = 2pF$

$C_2 = 20pF$

- (a) Polarizzare il circuito
- (b) Calcolare il guadagno differenziale $\frac{(V_c - V_d)}{(V_a - V_b)}$ a bassa frequenza
- (c) Tracciare il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza differenziale.
- (d) Calcolare il guadagno di modo comune $(V_c + V_d)/(V_a+V_b)$ a bassa frequenza ed il CMRR
- (e) A frequenze che tendono all'infinito quale è il guadagno di modo comune? Tracciare il diagramma di Bode del modulo della risposta in frequenza di modo comune.

(a) POLARIZZAZIONE

$$\begin{cases} V_{GS} + 2 I_D R_S = 11V \\ I_D = k_n (V_{GS} - V_T)^2 \end{cases}$$ Stadio differenziale bilanciato.

$$V_{GS} + 2k_n (V_{GS} - V_T)^2 R_S = 11$$

$$V_{GS} + 2k_n V_{GS}^2 R_S - 4k_n V_{GS} V_T R_S + 2k_n V_T^2 R_S = 11$$

$$2k_m R_S V_{GS}^2 + V_{GS}\left[1 - 4k_m R_S V_T\right] + 2k_m R_S V_T^2 - 11 = 0$$

$$2 * 6mA/V^2 * 3k\Omega\, V_{GS}^2 + V_{GS}\left[1 - 4 * 6\, mA/V^2 * 3k\Omega * 1.5V\right] +$$

$$+ 2 * 6\, mA/V^2 * 3k\Omega * (1.5V)^2 - 11V = 0$$

$$36\, V_{GS}^2 + V_{GS}\left[-107\right] + 70 = 0$$

$$\boxed{V_{GS}} = \frac{107 \pm \sqrt{(107)^2 - 4 * 36 * 70}}{2 * 36} = \frac{107 \pm 37}{72} =$$

$$= \begin{cases} +0.97 & \text{NON ACC. perchè} < V_T \\ \boxed{+2V} \end{cases}$$

$\hookrightarrow I_D = k_m (V_{GS} - V_T)^2 = 6\,mA/V^2 * (2V - 1.5V)^2 = 1.5mA$
in ogni ramo del differenziale

$\Downarrow\ V_c = V_d = 3V - 1.5\,mA * 2k = 0V$

$\Downarrow\ V_{GD} = 0V$ ok NMOS in saturazione

Calcolo la $\boxed{g_m} = 2k_m (V_{GS} - V_T) = 2 * 6\,mA/V^2 * 0.5V =$
$= \boxed{6\,mA/V}$

(b) GUADAGNO DIFFERENZIALE

$$i_d = \frac{g_m}{2} v_A - \frac{g_m}{2} v_b = \frac{g_m}{2}(v_A - v_b)$$

$\Downarrow$

$$G_{diff} = -g_m R_d = -6\,mA/V * 2k\Omega = -12$$

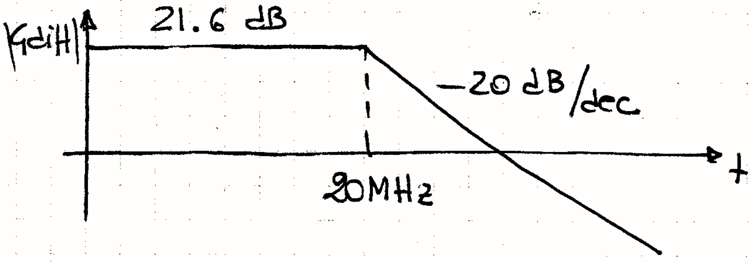
(c) DIAGRAMMA DI BODE DEL GUADAGNO DIFFERENZIALE
Su segnale differenziale C_2 è tra massa ed un punto che in tensione non si muove (source dei due MOS) $\Rightarrow$ non conta su guadagno differenziale

polo introdotto da C_1

$$\tau_p = C_1 \times (R_d + R_d) = 2pF \times 4k\Omega = 8\ 10^{-9} s = 8ms$$

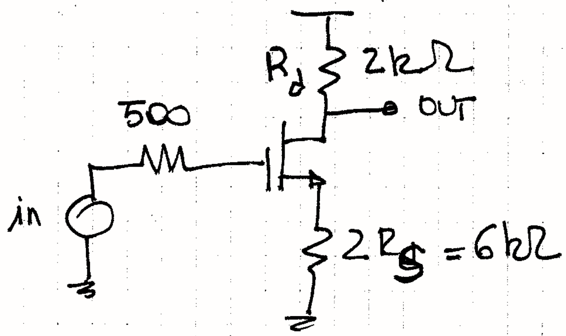
$$\Rightarrow f_p = \frac{1}{2\pi\tau_p} \cong 20\,MHz$$

$$G_{diH}\Big|_{f\to\infty} = 0$$



d) GUADAGNO DI MODO COMUNE E CMRR

Utilizzo il mezzo circuito:



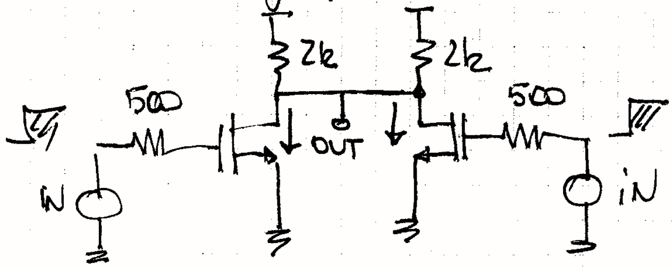
$$G_{CM} = -\frac{R_d}{\frac{1}{g_m} + 2R_s} =$$

$$\cong -\frac{R_d}{2R_s} = -0.333$$

$$\Downarrow \quad CMRR = \frac{|G_{diH}|}{|G_{CM}|} = \frac{12}{0.333} = 36 = 31\,dB$$

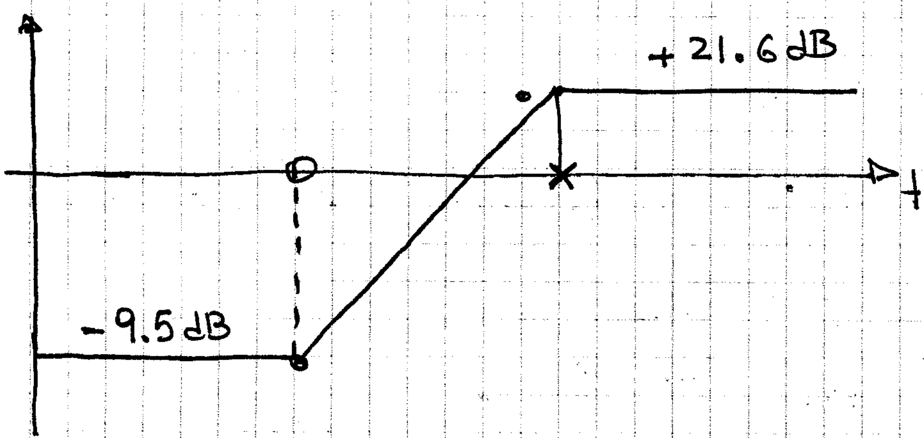
e) GUADAGNO DI MODO COMUNE AD ALTE FREQUENZE

Per alte frequenze il circuito diventa:



$$G_{CM} = -g_m \times 2k\Omega = -12$$

A_{CM}



Calcoliamo analiticamente sia lo zero che il polo.

C_1 non conta poichè su segnale di modo comune i suoi estremi (nelle hp di stadio differenziale perfettamente simmetrico) si muovono della stessa quantità.

polo introdotto da C_2: $\tau_p = C_2 * \left(R_S \parallel 1/g_m \parallel 1/g_m \right) =$

$= 20\,pF * \left(3k \parallel 167\Omega \parallel 167\Omega \right) = 20\,pF * 81\Omega =$

$= 1.62\,ns$

$$\boxed{f_p = \frac{1}{2\pi \tau_p} = 98\,MHz}$$

C_2 introduce anche uno zero, poichè quando l'impedenza data da $C_2 \parallel R_S$ diventa infinita, pur applicando un segnale di modo comune in ingresso in uscita si avrebbe $V_{OUT}(s) = 0$

$$Z_S = \frac{R_S}{1 + sC_2R_S} \longrightarrow \infty \qquad s \Rightarrow -\frac{1}{C_2R_S} = -1.67\,10^7\,rad/s$$

$\Downarrow$

$$\boxed{f_z = 2.65\,MHz}$$

(f) Se il k di M_2 è minore del 5% del suo valore nominale come viene influenzato la polarizzazione? Quale è il nuovo guadagno differenziale e quale deve essere l'ampiezza del segnale differenziale da applicare in ingresso per bilanciare perfettamente lo stadio?

$$k_2 = 6\,mA/V^2 \times 95\% = 5.7\,mA/V^2 \quad ; \quad k_1 = 6\,mA/V^2$$

In polarizzazione $V_{GS_1} = V_{GS_2} = V_{GS}$, ma le correnti che attraversano i due MOSFET non sono uguali e si dividono in ragione dei valori di k_1 e k_2.

$$I_{R_S} = (k_1 + k_2)(V_{GS} - V_T)^2 = 3\,mA$$

$\Downarrow$

$$V_{GS} = \sqrt{\frac{I_{R_S}}{k_1 + k_2}} + V_T = \sqrt{\frac{3\,mA}{6\,mA/V^2 + 5.7\,mA/V^2}} + 1.5\,V = 2.01\,V$$

$\Downarrow$

$$I_1 = k_1 (V_{GS} - V_T)^2 = 1.56\,mA \Rightarrow g_{m_1} = 6.1\,mA/V \Rightarrow 164\,\Omega$$

$$I_2 = k_2 (V_{GS} - V_T)^2 = 1.48\,mA \Rightarrow g_{m_2} = 5.8\,mA/V \Rightarrow 172\,\Omega$$

$$\left.\begin{array}{l} V_c = 3V - I_1 \times 2k\Omega = -0.12\,V \\ V_d = 3V - I_2 \times 2k\Omega = +0.04\,V \end{array}\right\} V_c - V_d = -0.12 - 0.04 = -0.16\,V$$

$\Downarrow$ anche in assenza di segnale in ingresso ho 160 mV di segnale differenziale in uscita.

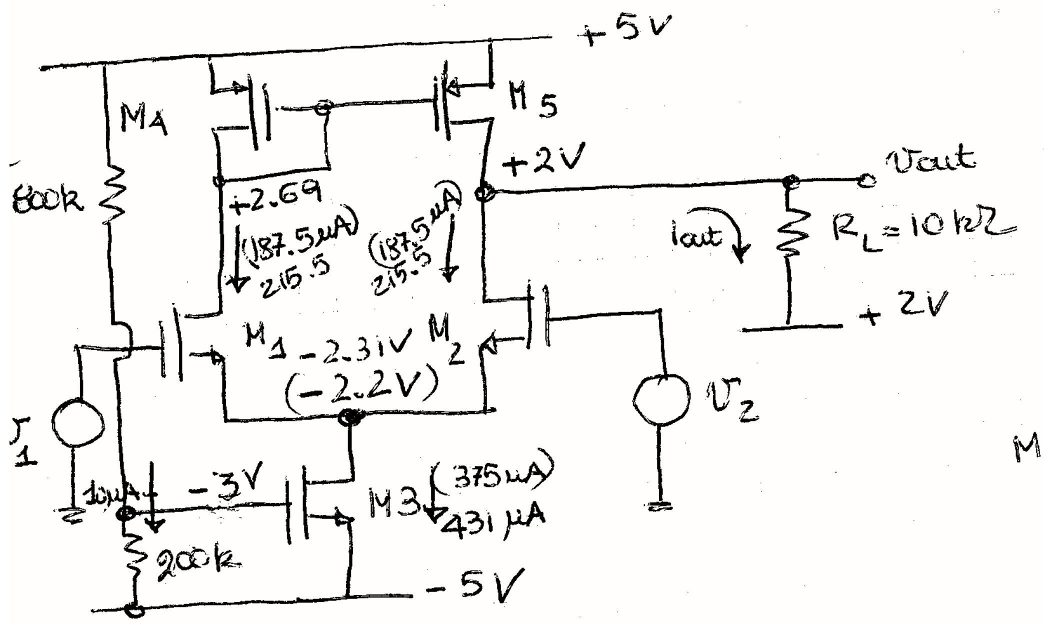
Lo stadio non è più simmetrico:

$$G_d = -\frac{2R_d}{1/g_{m_1} + 1/g_{m_2}} = -\frac{2 \cdot 2k\Omega}{164\,\Omega + 172\,\Omega} = -11.9$$

$\Downarrow$ ogni asimmetria dello stadio tende a diminuire l'amplificazione differenziale e dunque il CMRR.

9° Per riportare lo stadio bilanciato e dunque $V_c = V_d = 0V$
occorre applicare in ingresso una tensione differenziale pari
a : $\frac{-160mV}{-11.9} = 13.4 mV$ TENSIONE DI OFFSET IN INGRESSO.

STADIO DIFFERENZIALE CON ...



$|V_T| = 1V$

$|k|_{1,2,4,5} = 125\mu A/V^2$

M3 $\begin{cases} |k_3| = 375\mu A/V^2 \\ r_{o_3} = 50k\Omega \end{cases}$

Ⓐ Polarizzazione

Ⓑ Trasferimento i_{out}/v_d, con v_d segnale differenziale applicato in ingresso. Che cosa cambia rispetto al caso con resistenze di carico single-ended?

Ⓒ Trasferimento i_{out}/v_{CM} su segnale di modo comune e confr... Farlo con il caso con resistenze di carico single-ended.

Ⓐ POLARIZZAZIONE

- Comincio trascurando r_o di M_3

$$V_{G_3} = \frac{200k}{800k+200k}\left[5V-(-5V)\right] - 5V = -3V$$

$$\Downarrow$$

$$I_{M_3} = k_3(V_{GS_3}-V_T)^2 = 375\mu A/V^2 * (2V-1V)^2 = 375\mu A$$

$$\Downarrow$$

per simmetria $I_{M_1} = I_{M_2} = 187.5\mu A$

$$I_D = k(V_{GS}-V_T)^2 \Rightarrow V_{GS\,1,2} = V_T + \sqrt{\frac{I_D}{k}} = 1V + \sqrt{\frac{187.5\mu A}{125\mu A/V^2}} = 2.2$$

$$\Downarrow$$

$$V_{GD}\big|_{M_3} = -3V - (-2.2V) = -0.8V < V_{T_3} \Rightarrow \text{SATURAZIONE}$$

- Contributo ulteriore di corrente dovuto al $r_o|_{M_3}$:

$$I_{r_o} = \frac{V_{DS3}}{r_o} = \frac{(5V-2.2V)}{50k\Omega} = 56\mu A$$

... rispetto a 375 µA

Procediamo iterativamente:

$$I_3 = 375\mu A + 56\mu A = 431\mu A$$

$\Downarrow$

$$I_{M_1} = I_{M_2} = 215.5\mu A$$

$\Downarrow$

$$V_{GS} = V_T + \sqrt{\frac{I_{D1}}{k}} = +1V + \sqrt{\frac{215.5\mu A}{125\mu A/V^2}} = 2.31V$$

$\Downarrow$

$$V_{DS_3} = -2.31V - (-5V) = 2.7V$$

$\hookrightarrow I_{r_0} = \frac{V_{DS3}}{r_0} = \frac{2.7V}{50k\Omega} = 54\mu A$

Molto simile (3.6%) al valore calcolato prima ⇒ prendo questi come valori per la polarizzazione dello stadio.

$$g_{m_1} = g_{m_2} = 2k(V_{GS} - V_T) = 2 * 125\mu A/V^2 (2.31 - 1) = 328\mu A/V$$

Lo specchio forza le correnti nei due rami ad essere identiche
$\hookrightarrow$ non fluisce corrente attraverso R_L ⇒ Vout = +2V.
Ciò non accadrebbe con un carico resistivo sui drain dei MOS.
La tensione al drain di M_1 è:

$$\left(5V - V_{GS}|_4\right) = 5V - \left[\sqrt{\frac{I_D}{k}} + V_T\right] = +2.69V$$

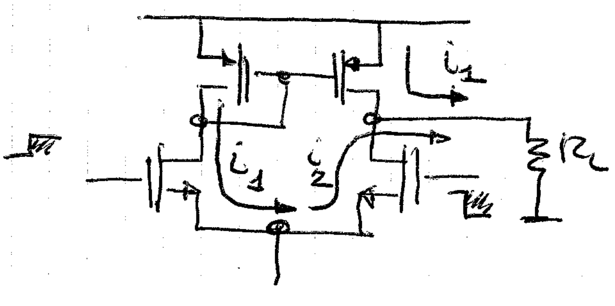
$\Downarrow$ M_1 e M_2 sono in saturazione come supposto ed anche M_4 e M_5

B. SEGNALE DIFFERENZIALE

Lo specchio funziona da "specchio" anche su segnale, quindi la corrente di segnale di M1 è specchiata e resa disponibile al carico in aggiunta a quella di M_2

$$i_1 = g_m \frac{v_d}{2}$$

$$i_2 = +g_m \frac{v_d}{2}$$



$\hookrightarrow i_{out} = i_1 + i_2 = g_m v_d$

Quindi con lo specchio di corrente si ottiene una corrente in uscita doppia rispetto al caso single-ended con carico resistivo.
Il segnale di tensione in uscita è pari a:

$$v_{out} = g_m R_L v_d \Rightarrow \boxed{G_d = g_m R_L = 3.28}$$

quindi con lo specchio si ottiene, pur con una uscita single-ended un guadagno differenziale identico al caso double-ended

N.B. abbiamo trascurato la resistenza di uscita dello specchio considerandola infinita.

Ⓒ SEGNALE DI MODO COMUNE

La corrente che fluisce in M_1 ed M_2 sul segnale di modo comune è data da: $\frac{v_{CM}}{2r_o}$ con r_o = resistenza del generatore di coda

Nel caso di specchio ideale, come per la polarizzazione, il segnale di corrente di uscita è nullo, poiché la corrente di M1 è specchiata da M_4 e M_5 ed è riassorbita da M_2

$\Rightarrow \boxed{G_{CM} = 0}$ e $\boxed{CMRR \rightarrow \infty}$

Introduzione di uno specchio di corrente:

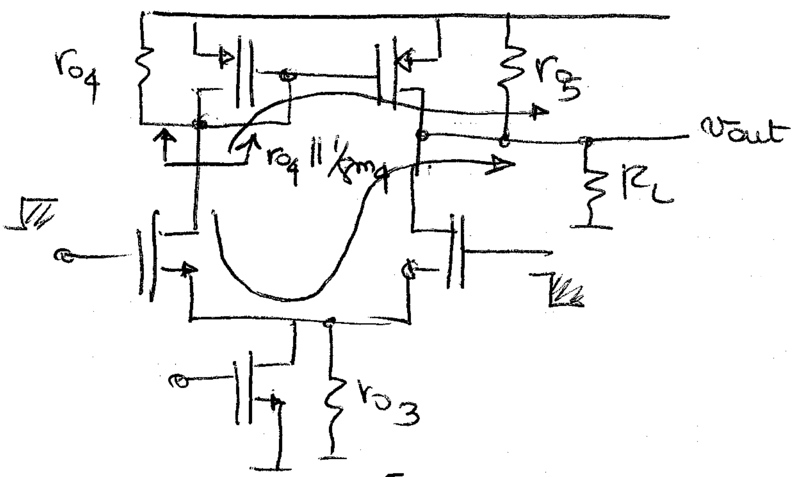
* raddoppia il guadagno differenziale della configurazione single-ended
* nel caso di stadio perfettamente simmetrico rende $G_{cm} \rightarrow 0$ e, quindi, CMRR elevatissimo, al limite ∞.

La riduzione del CMRR è legata alla dissimmetria dei transistori, alla resistenza di uscita finita dei transistori e nel caso di specchio a bipolari alla corrente di base richiesta dai transistori dello specchio

Ⓓ Se M_4 e M_5 hanno $V_A = 25V \Rightarrow r_o = \frac{V_A}{I} = \frac{25V}{215.5\mu A} = 116 k\Omega$
calcolare il CMRR

9A

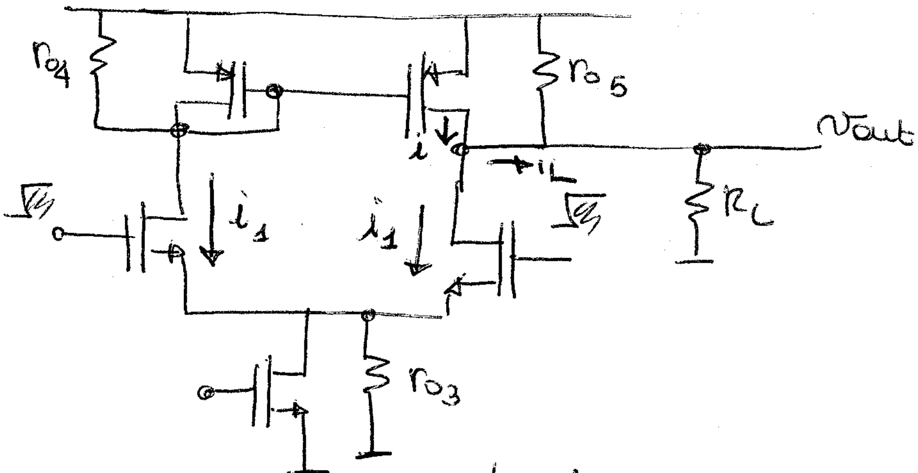
- guadagno differenziale



$$v_{out} = (r_{o5} \| R_L)\left[g_{m1}\frac{v_d}{2} + g_{m1}\frac{v_d}{2}\left(r_{o4} \| 1/g_{m4}\right) \times g_{m5}\right]$$

$$\Downarrow \; G_{diff} = g_{m1}\left(r_{o5} \| R_L\right)\frac{1}{2}\left[1 + \frac{r_{o4}\frac{g_{m5}}{g_{m4}}}{r_{o4} + 1/g_{m4}}\right] = 2.98$$

- guadagno di modo comune



$$i = v_{CM}\frac{g_{m1}\left(r_{o4} \| 1/g_{m4}\right)}{1 + g_{m1}2r_{o3}} * g_{m5} = \frac{g_{m1}}{1+g_{m1}2r_{o3}}\left[\frac{r_{o4}\frac{g_{m5}}{g_{m4}}}{r_{o4} + 1/g_{m4}}\right]$$

$$i_1 = g_{m1}\frac{1/g_{m1}}{1/g_{m1} + 2r_o}v_{CM} = \frac{g_{m1}}{1 + 2g_{m1}r_o}v_{CM}$$

$$i_L = i - i_1 = v_{CM}\frac{g_{m1}}{1+g_{m1}2r_{o3}}\left[\left(r_{o4} \| 1/g_{m4}\right)g_{m5} - 1\right] = v_{CM}\left(\frac{g_{m1}}{1+2g_{m1}r_{o3}}\right)\left(\frac{r_{o4}\frac{g_{m4}}{g_{m5}}}{r_{o4} + 1/g_{m4}}\right.$$

$$\Downarrow \; G_{CM} = \frac{v_{out}}{v_{CM}} = \frac{i_L}{v_{CM}}\left(R_L \| r_{o5}\right) = \frac{g_{m1}}{1+2g_{m1}r_{o3}}\left[\frac{r_{o4}\frac{g_{m5}}{g_{m4}}}{r_{o4} + 1/g_{m4}} - 1\right]\frac{R_L r_{o5}}{R_L + r_{o5}} =$$

$$= -2.25\,10^{-3}$$

$$\Downarrow \; CMRR = \frac{|G_{diff}|}{|G_{CM}|} = \frac{2.98}{2.25\,10^{-3}} = 1.3\,10^{3} = \overset{60}{\cancel{122}}\,dB$$ grande, ma non infinito