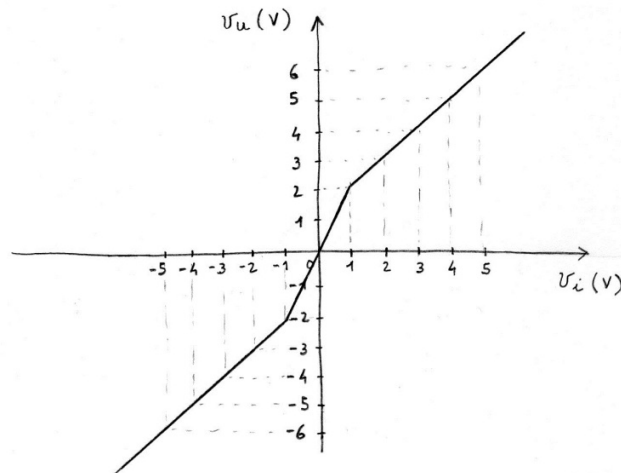


ESERCIZIO N°1

6 punti (4)

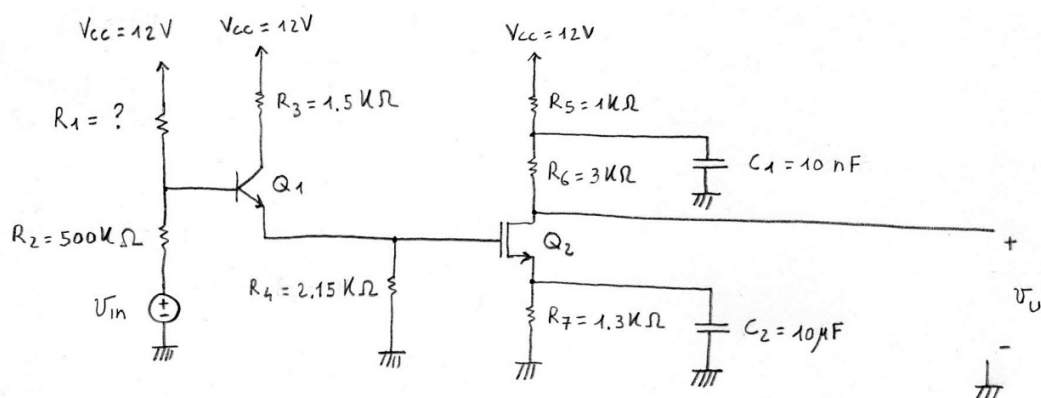
Si progetti e si dimensioni un circuito che possieda la caratteristica ingresso-uscita lineare a tratti mostrata nella figura sottostante, indipendentemente dalla sorgente e dal carico applicati. Nello svolgimento dell'esercizio, si considerino i diodi e gli amplificatori operazionali ideali.



ESERCIZIO N°2

7 punti (4)

Con riferimento al circuito in figura, ipotizzando Q_1 (transistore BJT npn) in zona attiva diretta e Q_2 (transistore MOS a canale n) in saturazione e sapendo che la tensione V_U di uscita a riposo è pari a 8 V, si ricavi il valore della resistenza R_1 . Si determini il punto di lavoro di Q_1 e Q_2 e si verifichino le ipotesi fatte sullo stato dei due transistori.



per Q_1 : $h_{FE} = 100$

a riposo: $V_U = 8 \text{ V}$

per Q_2 : $V_T = 2 \text{ V}$

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1 \frac{\text{mA}}{\text{V}^2}$$

ESERCIZIO N°3

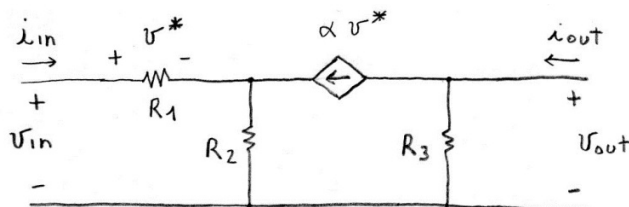
7.5 punti (4)

Si consideri il circuito mostrato nell'esercizio precedente, in cui però stavolta si assuma $R_1=300\text{ K}\Omega$. Considerando per Q_1 : $h_{ie}=5\text{ K}\Omega$, $h_{fe}=250$ e per Q_2 : $g_m=2\text{ mA/V}$, se ne ricavi la funzione di trasferimento $A_v(s)=V_u/V_{in}$ (calcolando separatamente poli, zeri e costante moltiplicativa). Il diagramma di Bode non è richiesto.

ESERCIZIO N°4

6.5 punti (4)

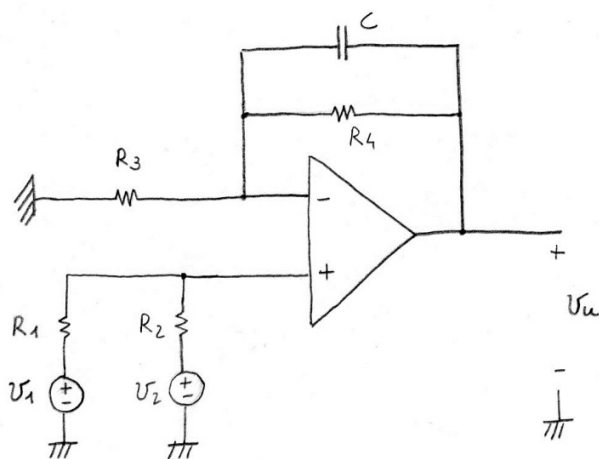
Si ricavino i parametri g per il quadripolo mostrato nella seguente figura, dove α è un coefficiente moltiplicativo reale positivo con dimensioni $1/\Omega$.



ESERCIZIO N°5

6 punti (4)

Ricavare il massimo sbilanciamento causato sull'uscita del circuito mostrato in figura (dove v_1 e v_2 sono due segnali di ingresso) dai generatori di offset dell'amplificatore operazionale. A parte la presenza dei generatori di offset (il cui valore è riportato accanto allo schema), si consideri tale amplificatore operazionale ideale.



$$R_1 = R_2 = 2\text{ K}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1\text{ K}\Omega$$

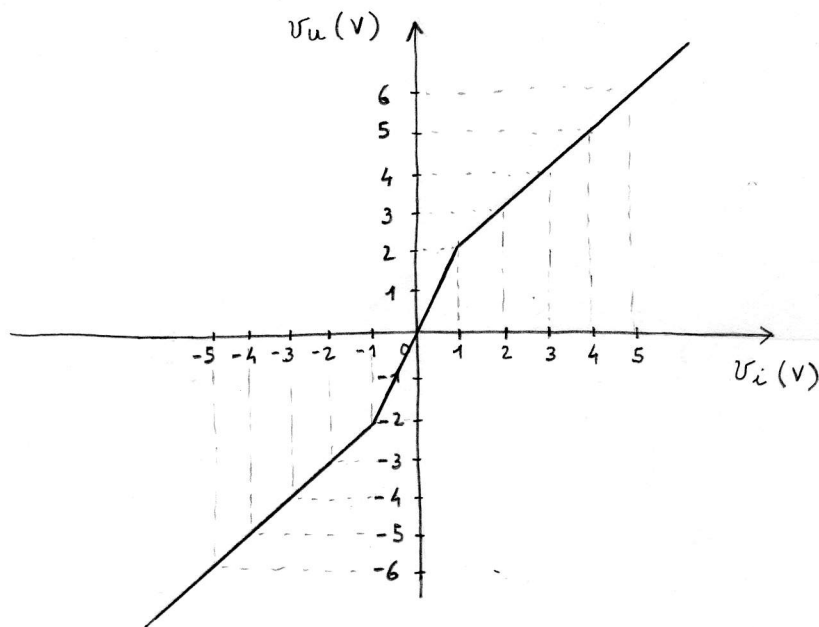
$$C = 1\text{ }\mu\text{F}$$

$$|V_{io}|_{\max} = 5\text{ mV}$$

$$I_B = \frac{I_1 + I_2}{2} = 100\text{ nA}$$

$$|I_{io}|_{\max} = |I_1 - I_2| = 30\text{ nA}$$

①

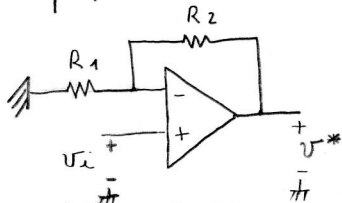


la pendenza del 1° tratto (a partire da sinistra) è $\frac{\Delta v_u}{\Delta v_i} = \frac{-2 - (-6)}{-1 - (-5)} = \frac{4}{4} = 1$,

la pendenza del 2° tratto è $\frac{\Delta v_u}{\Delta v_i} = \frac{2 - (-2)}{1 - (-1)} = \frac{4}{2} = 2$,

la pendenza del 3° tratto è $\frac{\Delta v_u}{\Delta v_i} = \frac{6 - 2}{5 - 1} = \frac{4}{4} = 1$;

le pendenze sono positive ma una di esse è > 1 , quindi c'è bisogno di un amplificatore non invertente; in particolare la pendenza di modulo massimo è pari a 2, quindi mettiamo un amplificatore non invertente che guadagna 2:



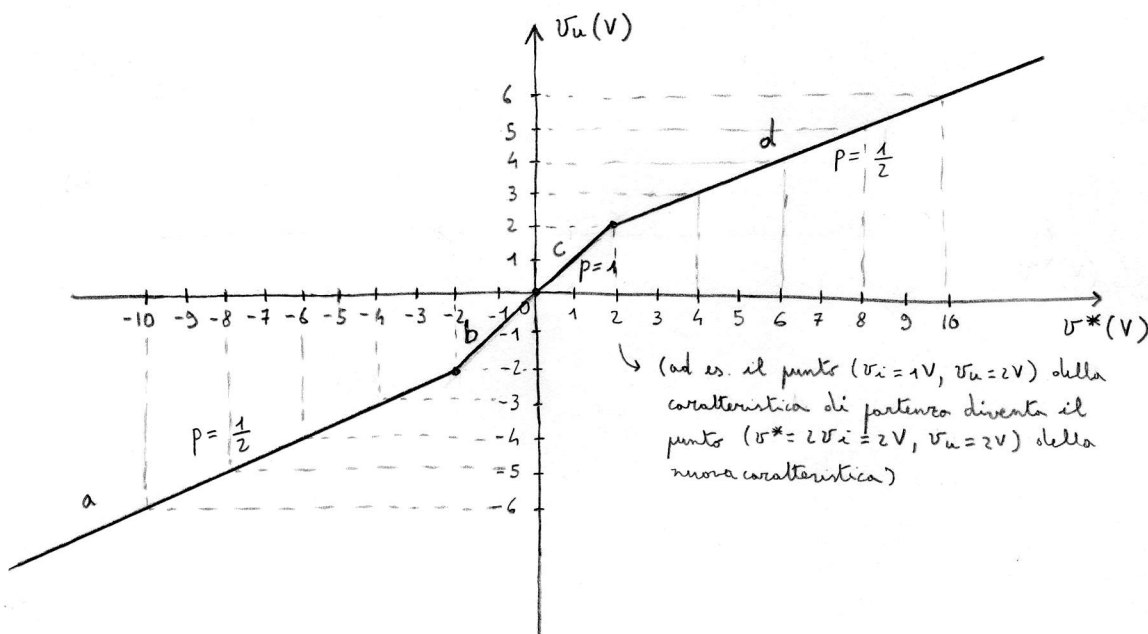
$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 2 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 1 \rightarrow R_2 = R_1$$

ad es. $R_1 = R_2 = 1 \text{ k}\Omega$;

$$\text{per cui } v^* = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) v_i = 2 v_i;$$

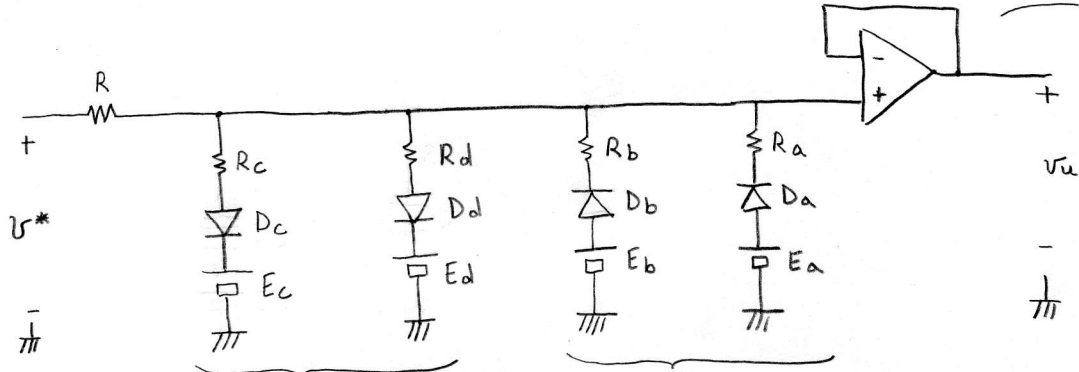
poiché l'amplificatore non invertente presenta già una resistenza di ingresso (idealmente) infinita, non abbiamo bisogno di mettere a monte di tale amplificatore un buffer per avere un comportamento indipendente dalla resistenza della sorgente.

richiedendoci la caratteristica in funzione di $v^* = 2 v_i$ anziché di v_i , abbiamo:



stavolta le pendenze sono diventate $\frac{1}{2}$, 1 e $\frac{1}{2}$, quindi positive e ≤ 1 , per cui questa relazione può essere realizzata con una rete di questo tipo:

(ad es. il punto $(v_i = 1 \text{ V}, v_u = 2 \text{ V})$ della caratteristica di partenza diventa il punto $(v^* = 2 v_i = 2 \text{ V}, v_u = 2 \text{ V})$ della nuova caratteristica)



qui ci mettiamo un buffer per avere $R_{out}=0$ e quindi un comportamento indipendente dal valore della resistenza del carico

rami che implementano i tratti c e d nel 1° quadrante

rami che implementano i tratti b e a nel 3° quadrante

E_c è l'ordinata del punto da cui parte (allontanandosi dall'origine) il tratto c, quindi $E_c = 0$;
 E_d è l'ordinata del punto da cui parte (allontanandosi dall'origine) il tratto d, quindi $E_d = 2V$;
 E_b è l'ordinata del punto da cui parte (allontanandosi dall'origine) il tratto b, quindi $E_b = 0$;
 E_a è l'ordinata del punto da cui parte (allontanandosi dall'origine) il tratto a, quindi $E_a = -2V$;
 quando $0 < V^* < 2V$ conduce solo il 1° ramo, la $\frac{\partial V_u}{\partial V^*} = \frac{R_c}{R+R_c}$, quindi per avere pendenza 1 con $R \neq 0$ (altrimenti $V_u = V^* \forall V^*$) dobbiamo avere $R_c = \infty$, cioè in realtà il 1° ramo è un ramo aperto;

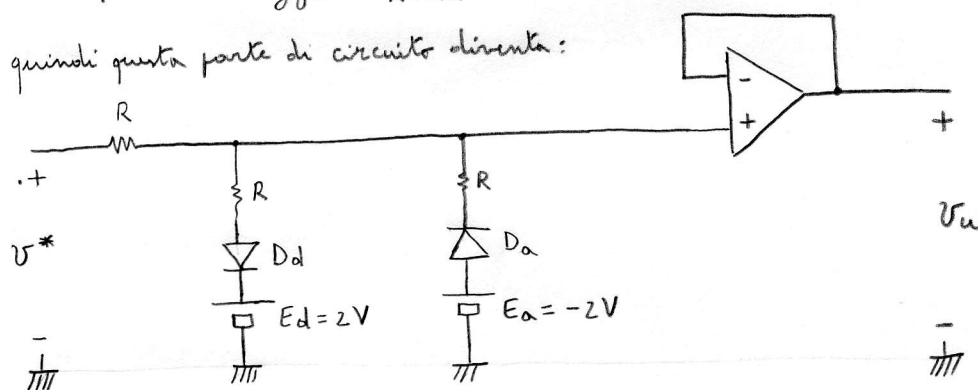
quando $-2V < V^* < 0$ conduce solo il 3° ramo, la $\frac{\partial V_u}{\partial V^*} = \frac{R_b}{R+R_b}$, quindi per avere pendenza 1 con $R \neq 0$ dobbiamo avere $R_b = 0$, cioè in realtà il 3° ramo è un ramo aperto

(notare che in realtà il 1° e il 3° ramo, corrispondendo in realtà ad un unico tratto a pendenza costante a cavallo dell'origine e quindi in generale differendo solo per il verso del diodo sono in ogni caso sostituibili con un solo ramo contenente solo una resistenza; in questo caso essendo la pendenza unitaria la resistenza è infinita e quindi è semplicemente un ramo aperto);

quando $V^* > 2V$ conduce solo il 2° ramo (in generale condurrebbe anche il 1°, ma qui è un ramo aperto), la $\frac{\partial V_u}{\partial V^*} = \frac{R_d}{R+R_d}$, quindi per avere pendenza $\frac{1}{2}$ dobbiamo avere $R_d = R$;

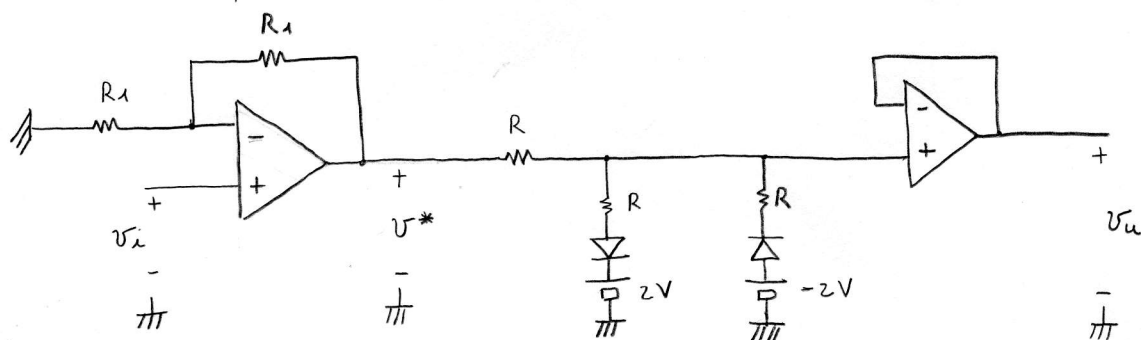
quando $V^* < -2V$ conduce solo il 4° ramo (in generale condurrebbe anche il 3°, ma qui è un ramo aperto), la $\frac{\partial V_u}{\partial V^*} = \frac{R_a}{R+R_a}$, quindi per avere pendenza $\frac{1}{2}$ dobbiamo avere $R_a = R$;

quindi questa parte di circuito diventa:



(ad es. $R = 1K\Omega$)

Complessivamente quindi avremo:

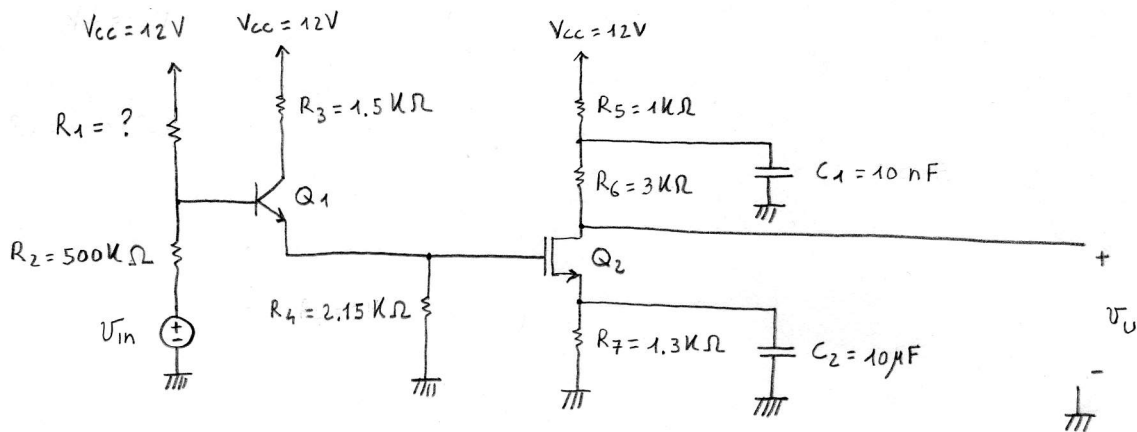


con ad es:

$R_1 = 1K\Omega$

$R = 1K\Omega$

②



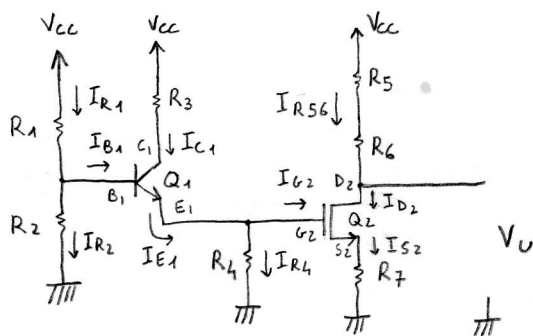
per Q_1 : $h_{FE} = 199$

a riposo: $V_U = 8V$

per Q_2 : $V_T = 2V$

$$\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1 \frac{mA}{V^2}$$

In continua il circuito diventa:



$$V_U = 8V = V_{D2}$$

$$I_{R56} = \frac{V_{CC} - V_{D2}}{R_5 + R_6} = 1mA = I_{D2}$$

$$I_{G2} = 0 \rightarrow I_{S2} = I_{D2} = 1mA$$

$$V_{S2} = R_7 I_{S2} = 1.3V$$

$$V_{DS2} = V_{D2} - V_{S2} = 6.7V$$

ipotesi 1: Q_2 in saturazione

$$I_{D2} = K (V_{GS2} - V_T)^2 \quad \text{con } K = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} = 1 \frac{mA}{V^2}$$

$$V_{GS2} = V_T + \sqrt{\frac{I_{D2}}{K}} = 3V > V_T = 2V$$

(si considera il segno "+" perché Q_2 è un nmos)
(e un nmos conduce se $V_{GS} > V_T$)

$$V_{DS2} = 6.7V > V_{GS2} - V_T = 1V \rightarrow \text{ipotesi 1 verificata}$$

$$V_{G2} = V_{S2} + V_{GS2} = 4.3V = V_{E1}$$

$$I_{R4} = \frac{V_{G2}}{R_4} = 2mA = I_{E1} \quad (\text{dato che } I_{G2} = 0)$$

ipotesi 2: Q_1 in zona attiva diretta

$$I_{C1} = h_{FE} I_{B1}$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = (h_{FE} + 1) I_{B1} \rightarrow I_{B1} = \frac{I_{E1}}{h_{FE} + 1} = 10\mu A > 0$$

$$I_{C1} = h_{FE} I_{B1} = 1.99mA$$

$$V_{C1} = V_{CC} - R_3 I_{C1} = 9.015V$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 4.715V > V_{CEsat} \approx 0.1V \rightarrow \text{ipotesi 2 verificata}$$

$$V_{B1} = V_{E1} + V_{BE} = 5V$$

$$I_{R2} = \frac{V_{B1}}{R_2} = 10 \mu A$$

$$I_{R1} = I_{R2} + I_{B1} = 20 \mu A$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{I_{R1}} = 350 K\Omega$$

$$\left[g_{m2} = \frac{\partial I_{D2}}{\partial V_{GS2}} \right]_Q = 2 K (V_{GS2} - V_T) = \frac{2 mA}{V} \quad \text{NON RICHIESTO}$$

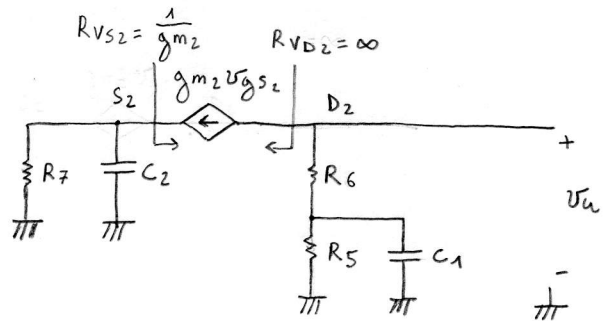
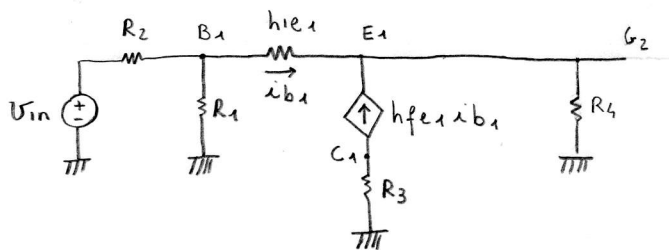
$$③ \quad R_1 = 300 K\Omega$$

$$h_{fe1} = 250$$

$$h_{ie1} = 5 K\Omega$$

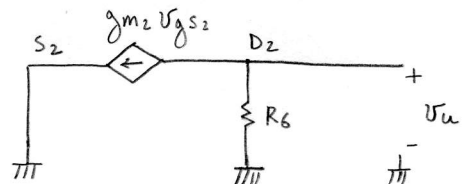
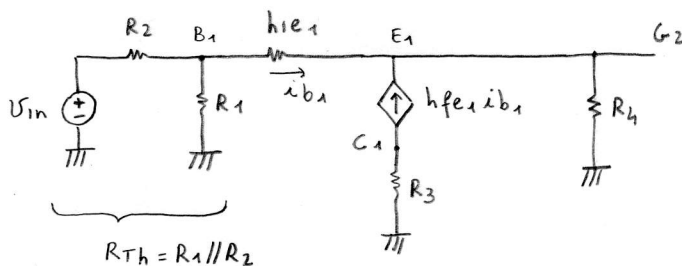
$$g_{m2} = 2 \frac{mA}{V}$$

Circuito equivalente per le variazioni:



2 condensatori, nessuna maglia impropria $\rightarrow$ 2 poli

Calcoliamoci $A_v(\infty)$ chiudendo i due condensatori:



$$R_{Th} = R_1 // R_2$$

$$V_{Th} = V_{in} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

(equivalente di Thevenin)

$$V_u = -g_{m2} V_{gs2} R_6$$

$$V_{gs2} = V_{g2} - V_{s2} = V_{g2}$$

$$V_{g2} = R_4 (h_{fe1} + 1) i_{b1}$$

facendo l'equivalente di Thevenin del blocco composto da V_{in} , R_2 e R_1 alla porta compreso tra B_1 e massa e poi scrivendo l'equilibrio delle tensioni alla maglia V_{Th} , R_{Th} , h_{ie1} , R_4 abbiamo:

$$V_{Th} = R_{Th} i_{b1} + h_{ie1} i_{b1} + R_4 (h_{fe1} + 1) i_{b1} \rightarrow i_{b1} = \frac{V_{Th}}{R_{Th} + h_{ie1} + R_4 (h_{fe1} + 1)}$$

$$V_u = -g_{m2} R_6 R_4 (h_{fe1} + 1) \frac{V_{Th}}{R_{Th} + h_{ie1} + R_4 (h_{fe1} + 1)} = -g_{m2} R_6 \frac{R_4 (h_{fe1} + 1)}{(R_1 // R_2) + h_{ie1} + R_4 (h_{fe1} + 1)} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{in}$$

$$A_v(\infty) = \frac{V_u}{V_{in}} = -g_{m2} R_6 \frac{R_4 (h_{fe1} + 1)}{(R_1 // R_2) + h_{ie1} + R_4 (h_{fe1} + 1)} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -1.65842$$

(negativo, come è giusto che sia dato che si tratta di uno stadio a collettore comune, non invertente, e di uno stadio a source comune, invertente, in cascata)

$$|A_v(\infty)|_{dB} = 4.3939 \text{ dB}$$

$$A_v(\infty) \neq 0 \rightarrow \text{numero zeri} = \text{numero poli} = 2$$

Calcoliamo adesso le singolarità (facendo riferimento al circuito per le variazioni che include C_1 e C_2)

$$R_{VC1} = R_5 // (R_6 + \infty) = R_5 = 1 \text{ k}\Omega$$

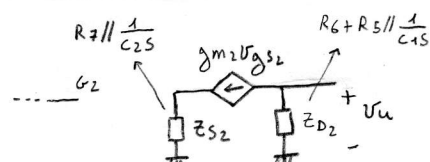
$$\omega_{P1} = \frac{1}{C_1 R_{VC1}} = 100000 \text{ rad/s} \rightarrow f_{P1} = \frac{\omega_{P1}}{2\pi} = 15915.494 \text{ Hz}$$

$$\begin{aligned} \text{la } v_u \text{ si annulla per lo } s \text{ per cui } R_6 + \left(R_5 // \frac{1}{C_1 s}\right) &= 0 \rightarrow R_6 + \frac{R_5 \frac{1}{C_1 s}}{R_5 + \frac{1}{C_1 s}} = R_6 + \frac{R_5}{1 + R_5 C_1 s} = \\ &= \frac{R_6 + R_5 R_6 C_1 s + R_5}{1 + R_5 C_1 s} = 0 \rightarrow R_5 R_6 C_1 s = -(R_5 + R_6) \rightarrow s = -\frac{R_5 + R_6}{C_1 R_5 R_6} = -\frac{1}{C_1 \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}} = \\ &= -\frac{1}{C_1 (R_5 // R_6)} \rightarrow \omega_{Z1} = \frac{1}{C_1 (R_5 // R_6)} = 133'333.3 \text{ rad/s} \rightarrow f_{Z1} = \frac{\omega_{Z1}}{2\pi} = 21'220.66 \text{ Hz} \end{aligned}$$

$$R_{VC2} = R_7 // \frac{1}{g_{m2}} = 361.7 \Omega$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{C_2 R_{VC2}} = 276.923 \text{ rad/s} \rightarrow f_{P2} = \frac{\omega_{P2}}{2\pi} = 44.0737 \text{ Hz}$$

la v_u si annulla per lo s per cui $R_7 // \frac{1}{C_2 s} = \infty$ (perché abbiamo



$$\begin{aligned} v_u &= -g_{m2} v_{gs2} Z_{D2} \text{ con } v_{gs2} = v_{g2} - v_{s2} = v_{g2} - g_{m2} v_{gs2} Z_{S2} \rightarrow v_{gs2} (1 + g_{m2} Z_{S2}) = v_{g2} \rightarrow \\ v_{gs2} &= \frac{v_{g2}}{1 + g_{m2} Z_{S2}} \text{ per cui } v_{gs2} = 0 \text{ (e quindi } v_u = 0) \text{ quando } Z_{S2} = \infty \text{ cioè } R_7 // \frac{1}{C_2 s} = \infty \end{aligned}$$

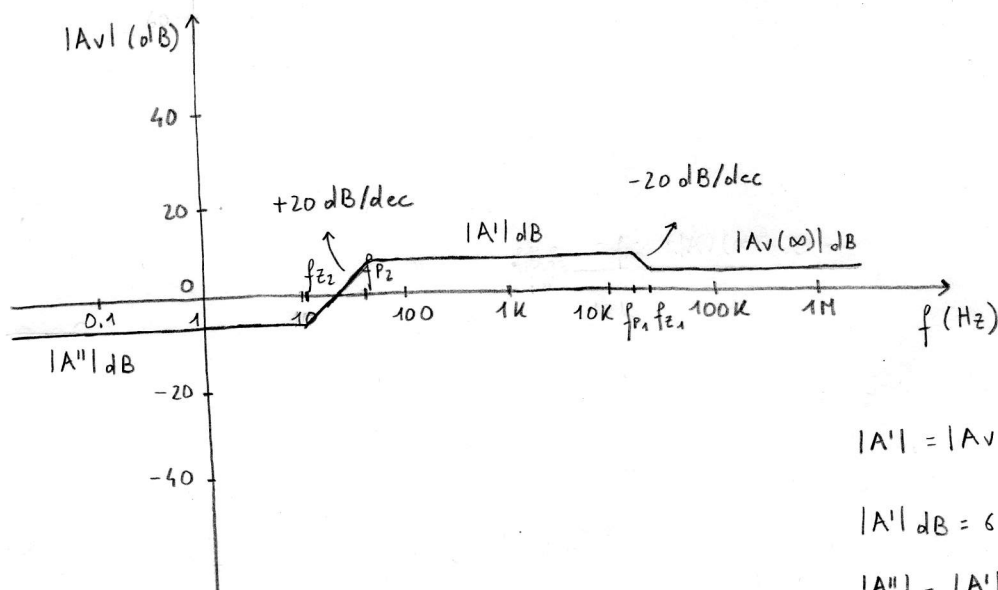
$$R_7 // \frac{1}{C_2 s} = \frac{R_7 \frac{1}{C_2 s}}{R_7 + \frac{1}{C_2 s}} = \frac{R_7}{1 + R_7 C_2 s} = \infty \rightarrow 1 + R_7 C_2 s = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{R_7 C_2} \rightarrow \omega_{Z2} = \frac{1}{R_7 C_2} =$$

$$= 76.923 \text{ rad/s} \rightarrow f_{Z2} = \frac{\omega_{Z2}}{2\pi} = 12.2427 \text{ Hz}$$

La funzione di trasferimento è

$$A_v(s) = A_v(\infty) \frac{(s + \omega_{Z1})(s + \omega_{Z2})}{(s + \omega_{P1})(s + \omega_{P2})}$$

NON RICHIESTO



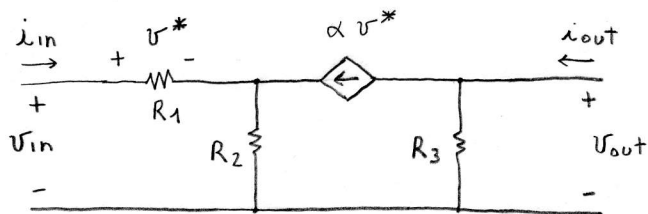
$$|A'| = |A_v(\infty)| \frac{f_{Z1}}{f_{P1}} = 2.211$$

$$|A'|_{dB} = 6.89 \text{ dB}$$

$$|A''| = |A'| \frac{f_{Z2}}{f_{P2}} = 0.614 = |A_v(0)|$$

$$|A''|_{dB} = -4.23 \text{ dB} = |A_v(0)|_{dB}$$

④

 α reale > 0 , in Ω^{-1}

$$\begin{cases} i_{out} = g_f V_{in} + g_o V_{out} \\ i_{in} = g_i V_{in} + g_r V_{out} \end{cases} \rightarrow$$

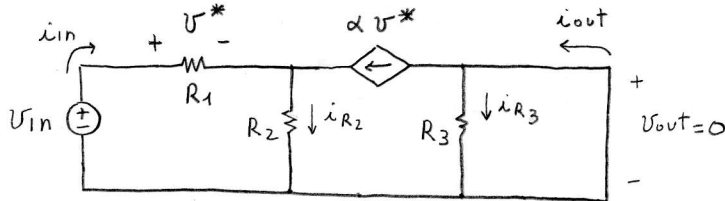
$$g_f = \left. \frac{i_{out}}{V_{in}} \right|_{V_{out}=0}$$

$$g_o = \left. \frac{i_{out}}{V_{out}} \right|_{V_{in}=0}$$

$$g_i = \left. \frac{i_{in}}{V_{in}} \right|_{V_{out}=0}$$

$$g_r = \left. \frac{i_{in}}{V_{out}} \right|_{V_{in}=0}$$

per calcolare g_f e g_i imponiamo $V_{out}=0$ (cioè cortocircuitiamo la porta di uscita)



$$V^* = R_1 i_{in}$$

$$i_{R3} = \frac{V_{out}}{R_3} = \frac{0}{R_3} = 0 \rightarrow i_{out} = \alpha V^* = \alpha R_1 i_{in}$$

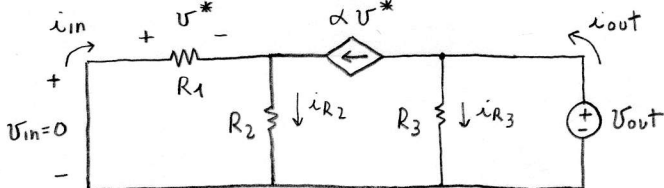
$$i_{R2} = i_{in} + \alpha V^* = i_{in} + \alpha R_1 i_{in} = (1 + \alpha R_1) i_{in}$$

$$V_{in} = R_1 i_{in} + R_2 i_{R2} = R_1 i_{in} + R_2 (1 + \alpha R_1) i_{in} = (R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2) i_{in}$$

$$g_f = \frac{i_{out}}{V_{in}} = \frac{\alpha R_1 i_{in}}{(R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2) i_{in}} = \frac{\alpha R_1}{R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2}$$

$$g_i = \frac{i_{in}}{V_{in}} = \frac{i_{in}}{(R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2) i_{in}} = \frac{1}{R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2}$$

per calcolare g_o e g_r imponiamo $V_{in}=0$ (cioè cortocircuitiamo la porta di ingresso)



$$V^* = R_1 i_{in}$$

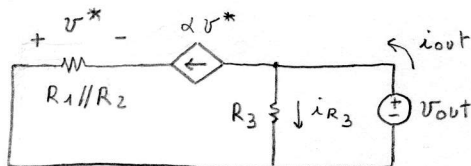
$$i_{R2} = i_{in} + \alpha V^* = i_{in} + \alpha R_1 i_{in} = (1 + \alpha R_1) i_{in}$$

scrivendo l'equilibrio delle tensioni alla maglia sinistra, abbiamo che

$$R_1 i_{in} + R_2 i_{R2} = 0 \rightarrow R_1 i_{in} + R_2 (1 + \alpha R_1) i_{in} = 0 \rightarrow i_{in} (R_1 + R_2 + \alpha R_1 R_2) = 0 \rightarrow i_{in} = 0 \rightarrow$$

$$V^* = R_1 i_{in} = 0 \rightarrow \alpha V^* = 0 \rightarrow i_{out} = i_{R3} = \frac{V_{out}}{R_3}$$

oppure: in questo caso R_1 e R_2 sono in parallelo, per cui abbiamo (in questo circuito non compare più la i_{in} , che è la corrente che scorre nella sola R_1):



$$V^* = -(R_1 // R_2) \alpha V^* \rightarrow V^* (1 + (R_1 // R_2) \alpha) = 0 \rightarrow$$

$$V^* = 0 \rightarrow \alpha V^* = 0 \rightarrow i_{out} = i_{R3} = \frac{V_{out}}{R_3}$$

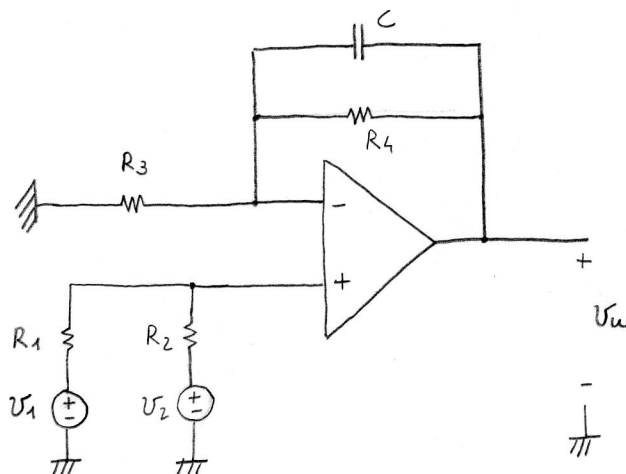
inoltre, guardando il circuito precedente (in cui ancora compariva la i_{in}) $i_{in} = \frac{V^*}{R_1} = \frac{0}{R_1} = 0$

quindi

$$g_o = \frac{i_{out}}{V_{out}} = \frac{V_{out}}{R_3} \frac{1}{V_{out}} = \frac{1}{R_3}$$

$$g_r = \frac{i_{in}}{V_{out}} = \frac{0}{V_{out}} = 0$$

⑤



$$R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

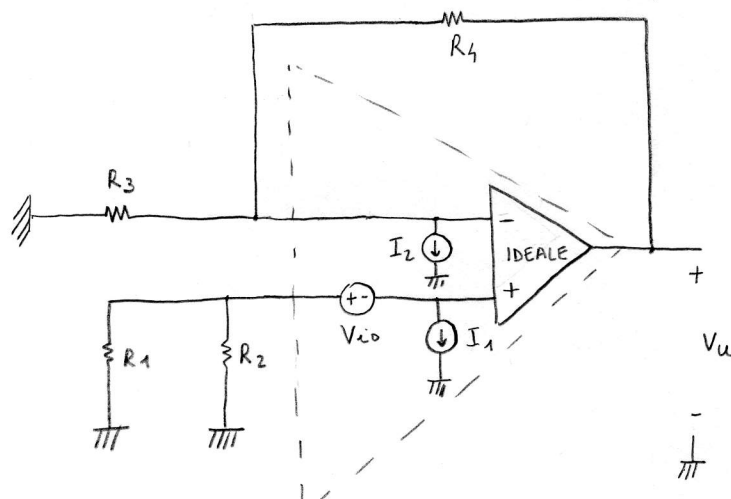
$$C = 1 \mu\text{F}$$

$$|V_{io}|_{\max} = 5 \text{ mV}$$

$$I_B = \frac{I_1 + I_2}{2} = 100 \text{ nA}$$

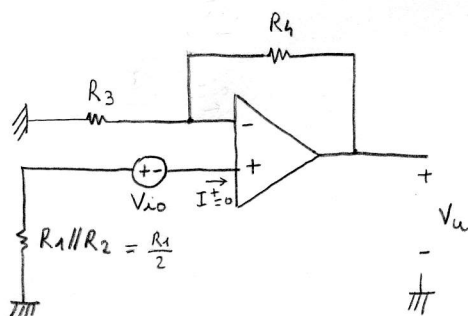
$$|I_{io}|_{\max} = |I_1 - I_2| = 30 \text{ nA}$$

Per valutare l'effetto a regime sulla V_u dei soli generatori di offset (generatori costanti) lavoriamo in continua (quindi apriamo C), disattiviamo V_1 e V_2 e sostituiamo all'amplificatore operazionale reale lo schema equivalente in cui compaiono un amplificatore operazionale ideale e i generatori di offset:



dopo di che calcoliamo l'effetto sull'uscita dei generatori di offset usando la sovrapposizione degli effetti e sfruttando il metodo del cortocircuito virtuale per l'amplificatore operazionale ideale:

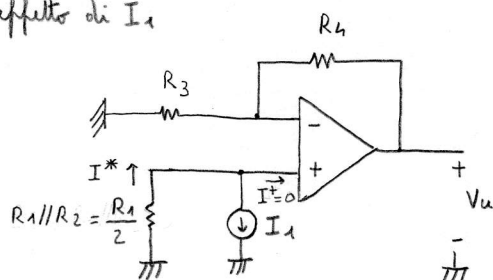
a) effetto di V_{io}



$I^+ = 0 \rightarrow$ nessuna caduta di tensione su $R_1 // R_2 \rightarrow V^+ = -V_{io}$

$$V_u = V^+ \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = -V_{io} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = -2V_{io}$$

b) effetto di I_1



$$I^+ = 0 \rightarrow I^* = I_1 \rightarrow V^+ = -\frac{R_1}{2} I_1$$

$$V_u = V^+ \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = 2V^+ = -R_1 I_1$$

The diagram shows an inverting op-amp configuration. The input voltage V_1 is applied to a voltage divider consisting of resistors R_1 and R_2 in series. The output of the divider is connected to the inverting input of the op-amp. The non-inverting input is grounded. The feedback resistor is R_4 . The output voltage is V_0 .

$$V^- = V^+ = 0$$

$$I_{R_3} = \frac{V}{R_3} = 0$$

$$I^- = 0 \rightarrow I_{R_4} = I_{R_3} + I_2 + I^- = I_2 \rightarrow$$

$$V_u = V^- + R_4 I_{R_4} = R_4 I_7$$

$$V_u = -2V_{i0} - R_1 I_1 + R_4 I_2 = -2V_{i0} - R_1 \left(I_B + \frac{I_{i0}}{2} \right) + R_4 \left(I_B - \frac{I_{i0}}{2} \right) =$$

$$\left[\begin{cases} I_B = \frac{I_1 + I_2}{2} \\ I_{\lambda_0} = I_1 - I_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 + I_2 = 2 I_B \\ I_1 - I_2 = I_{\lambda_0} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} 2 I_1 = 2 I_B + I_{\lambda_0} \\ 2 I_2 = 2 I_B - I_{\lambda_0} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 = I_B + \frac{I_{\lambda_0}}{2} \\ I_2 = I_B - \frac{I_{\lambda_0}}{2} \end{cases} \right]$$

$$= -2V_{io} + I_B (-R_1 + R_4) + \frac{I_{io}}{2} (-R_1 - R_4) =$$

$$= -2 V_{i0} + \underbrace{I_B (-1 k\Omega)}_{-0.1 mV} + I_{i0} (-1.5 k\Omega)$$

Poiché l'unico addendo il cui valore è noto ($I_B(-1\text{K}\Omega)$) è negativo, per ottenere la V_{i0} di modulo massimo dobbiamo scegliere per gli altri due addendi ($-2V_{i0}$ e $-1,5\text{K}\Omega \cdot I_{i0}$) il valore di modulo massimo e negativo, quindi scegliere $V_{i0} = +5\text{mV}$ e $I_{i0} = +30\text{nA}$, ottenendo così

$$|V_u|_{\max} = |-10 \text{ mV} - 0.1 \text{ mV} - 30 \text{ nA} \cdot 1.5 \text{ k}\Omega| = |-10 \text{ mV} - 0.1 \text{ mV} - 0.045 \text{ mV}| = 10.145 \text{ mV}$$