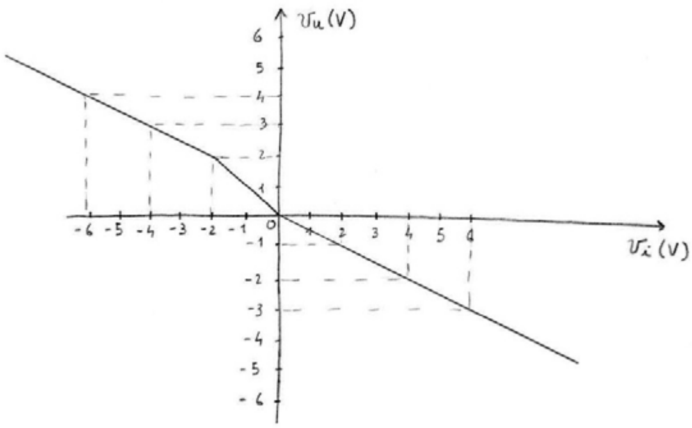
Scheda **A18_07**		Data: **20 luglio 2018**
Cognome	Nome	Matricola

ESERCIZIO N°1

6.5 punti (4)

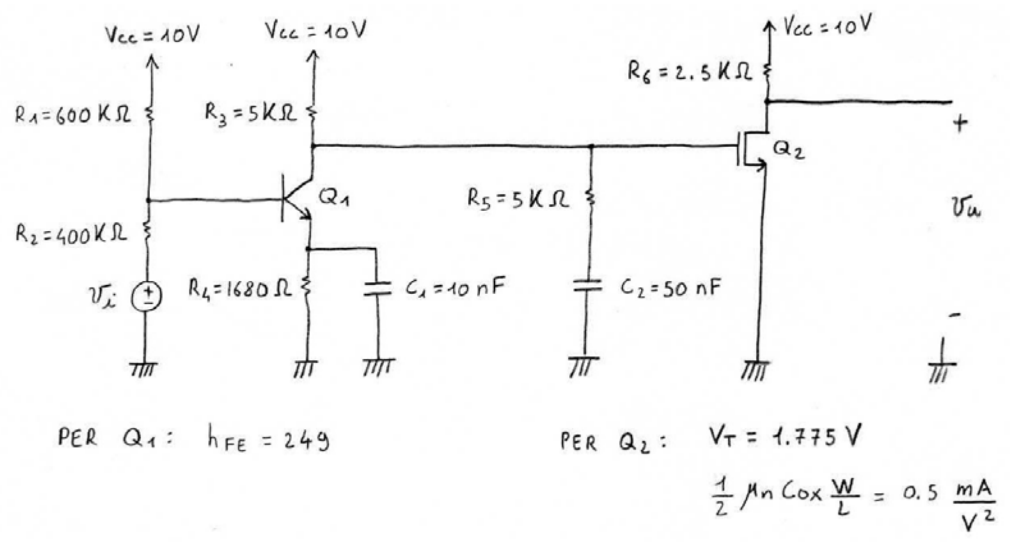
Si progetti e si dimensioni un circuito che possegga la caratteristica ingresso/uscita mostrata nella figura sottostante, indipendentemente dalla sorgente e dal carico applicati. Nello svolgimento dell'esercizio, si considerino i diodi e gli amplificatori operazionali ideali.



ESERCIZIO N°2

7 punti (4)

Con riferimento al circuito in figura, determinare la tensione V_U a riposo e il punto di lavoro di Q_1 e Q_2. [Nel calcolo, si consiglia di iniziare l'analisi dal punto di lavoro di Q_1 e di fare un equivalente di Thevenin di ciò che sta sulla base di Q_1].



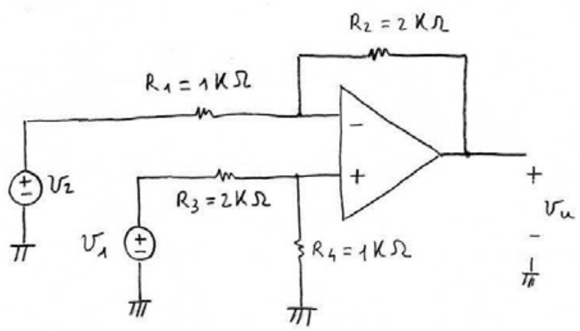
ESERCIZIO N°3
7.5 punti (4)

Si ricavi la funzione di trasferimento $A_v(s)=V_u/V_i$ del circuito mostrato nell'esercizio precedente e se ne grafichi il diagramma di Bode del modulo.

Si considerino per Q_1: h_{ie}=5 KΩ, h_{fe}=300 e per Q_2: g_m=2 mA/V.

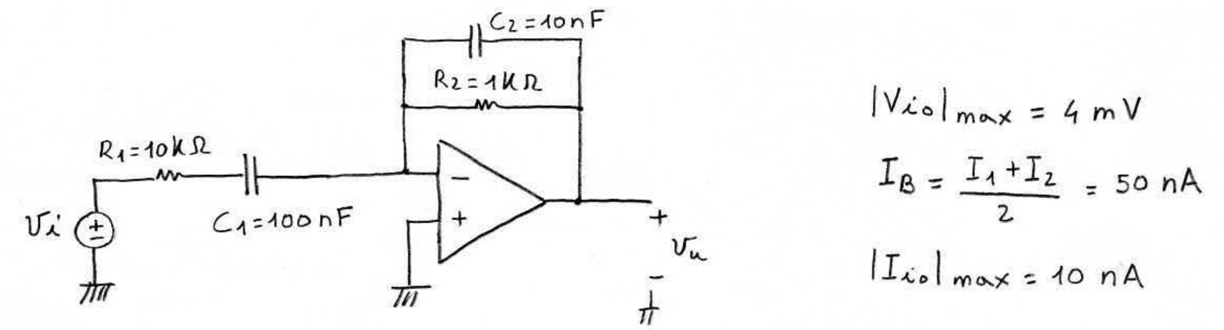
ESERCIZIO N°4
5.5 punti (4)

Si calcoli l'amplificazione a modo comune A_c del circuito mostrato nella seguente figura. Si consideri l'amplificatore operazionale ideale.
[Si ricorda che A_c è definito come v_u/v_c quando in ingresso vengono forniti due segnali identici $v_1=v_2=v_c$. Per il calcolo è possibile usare il principio di sovrapposizione degli effetti.]

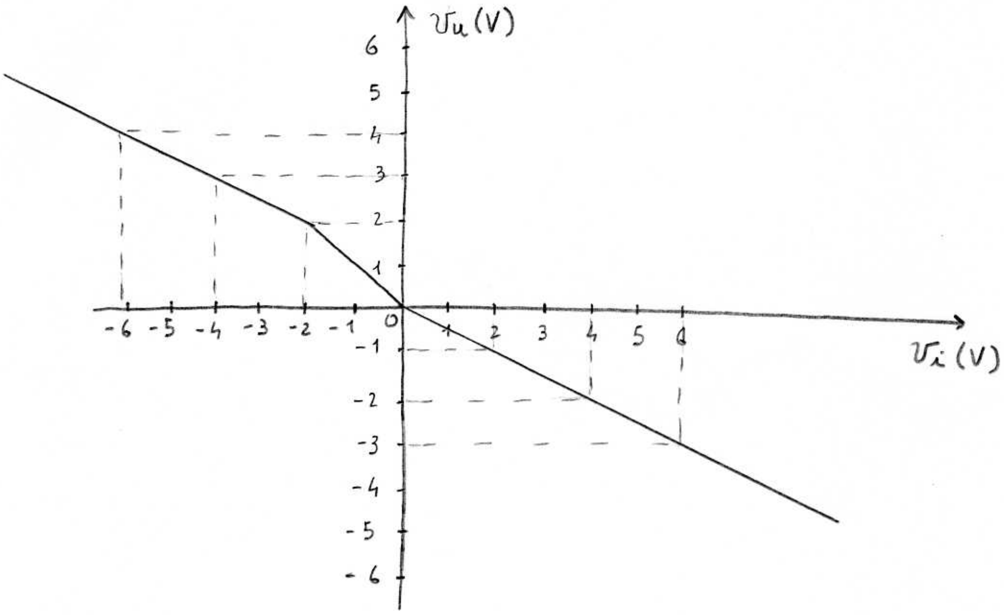


ESERCIZIO N°5
6.5 punti (4)

Ricavare il massimo sbilanciamento in uscita del circuito mostrato in figura. A parte la presenza dei generatori di sbilanciamento, si consideri l'amplificatore operazionale ideale.



1)

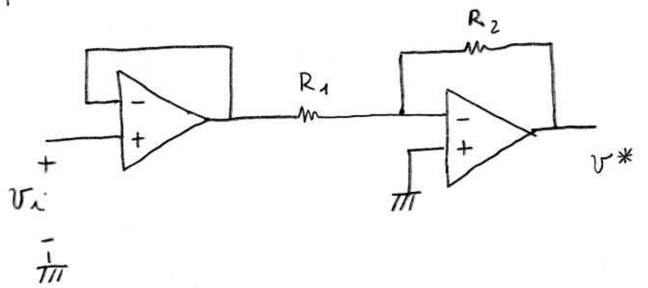


la pendenza nel 1° tratto (a partire da sinistra) è $\frac{2-4}{-2-(-6)} = \frac{-2}{4} = -\frac{1}{2}$;

nel 2° tratto è $\frac{0-2}{0-(-2)} = \frac{-2}{2} = -1$;

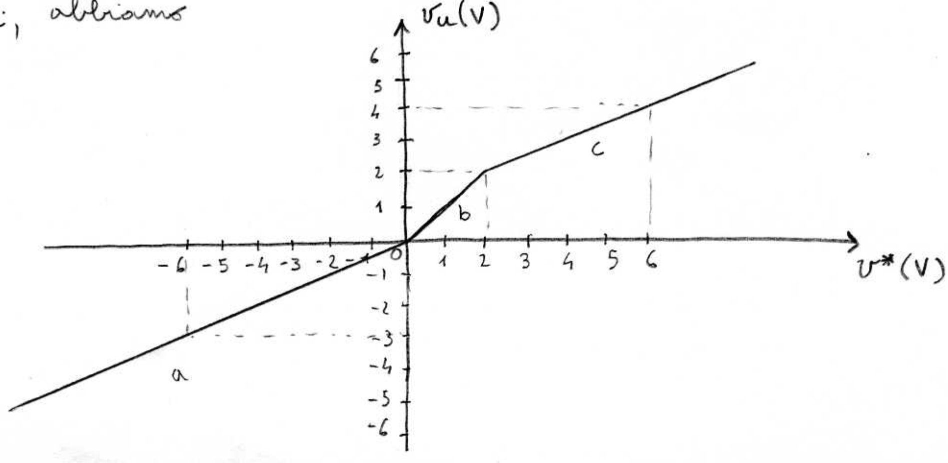
nel 3° tratto è $\frac{-3-0}{6-0} = \frac{-3}{6} = -\frac{1}{2}$;

essendo pendenze negative c'è bisogno di un amplificatore invertente;
la pendenza di modulo massimo è -1, quindi possiamo prendere un amplificatore invertente con guadagno -1 ;
se poi volessimo un comportamento indipendente dal valore della resistenza della sorgente cioè se volessimo una $R_{in} = \infty$ poiché un amplificatore invertente di per sé non ha $R_{in} = \infty$ dobbiamo aggiungere anche un buffer a monte ;
quindi il circuito inizierà in questo modo:

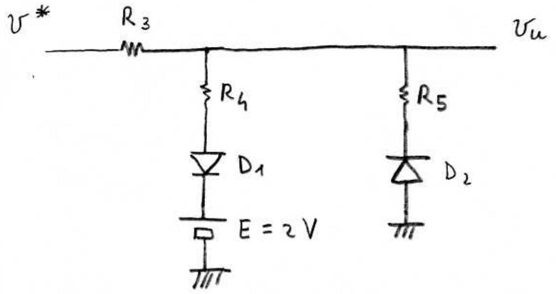


con $R_1 = R_2$

a questo punto $v^* = -v_i$ e se riportiamo la caratteristica in funzione di v^* anziché di v_i, abbiamo

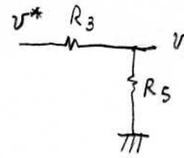


con pendenze stavolta (a partire da sinistra) pari a $\frac{1}{2}$, 1 e $\frac{1}{2}$;
essendo tutte positive e ≤ 1 tale relazione si può realizzare nel modo standard:



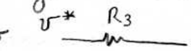
con $R_3 = R_4 = R_5$

perché per $v^* < 0$ conduce D_2 mentre D_1 è interdetto, quindi abbiamo



e quindi $v_u = v^* \dfrac{R_5}{R_3+R_5} = \dfrac{v^*}{2}$

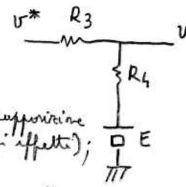
per $0 < v^* < v^0$ (con v^0 tale che v_u raggiunge il valore $E = 2V$) D_1 e D_2 sono interdetti, quindi abbiamo



e quindi (non scorrendo corrente in R_3) $v_u = v^*$;

in particolare essendo $v_u = v^*$ il valore v^0 di v^* per cui v_u vale $E = 2V$ è proprio $v^0 = E = 2V$;

per $v^* > E = 2V$ D_1 conduce mentre D_2 è interdetto, quindi abbiamo

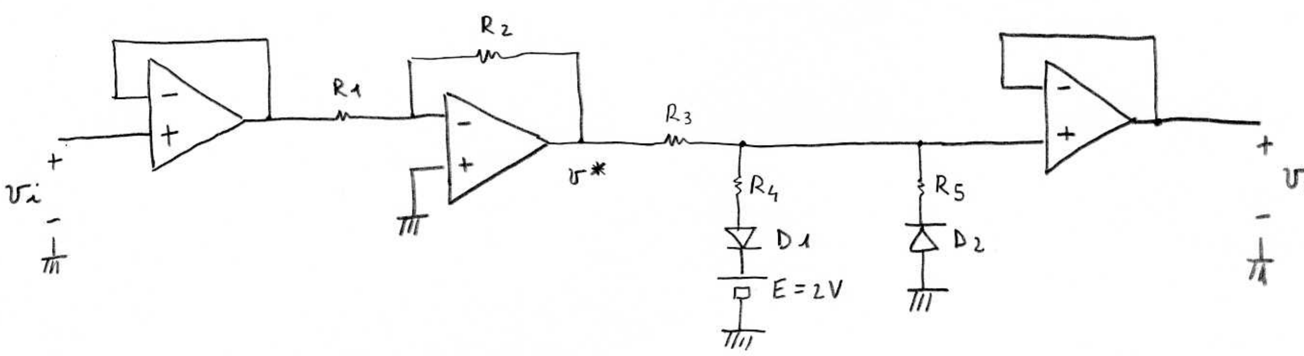


per cui $v_u = v^* \dfrac{R_4}{R_3+R_4} + E \dfrac{R_3}{R_3+R_4} = \dfrac{v^*}{2} + 1V$ (sovrapposizione degli effetti);

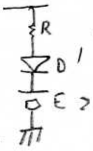
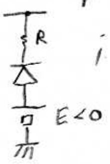
detto in altre parole: guardando il solo contributo di v^* si vede che $\dfrac{\partial v_u}{\partial v^*} = \dfrac{R_4}{R_3+R_4} = \dfrac{1}{2}$ che è la pendenza desiderata e per continuità sul grafico v^*, v_u la retta partirà dal punto ($v^* = 2V$, $v_u = 2V$) a cui si è arrestata la retta relativa alla fase precedente *

infine se vogliamo ottenere un comportamento indipendente dalla resistenza del carico e quindi vogliamo $R_{out} = 0$ (che di per sé non è ottenuto all'uscita della rete disegnata) dobbiamo aggiungere un ulteriore buffer in uscita;

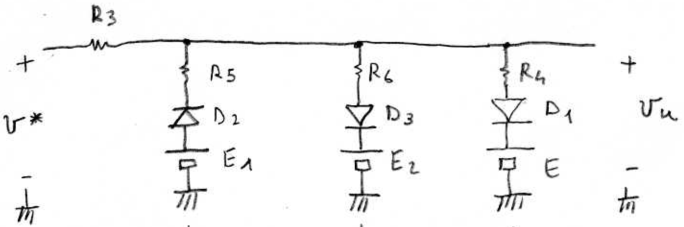
complessivamente quindi avremo



con ad es $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 1\,K\Omega$

[* Visto in modo equivalente:
ogni tratto rettilineo nel primo quadrante corrisponde a un ramo del tipo: , mentre ogni tratto rettilineo nel terzo quadrante corrisponde a un ramo del tipo:  ;

in particolare nel nostro caso avremo;



corrisponde al tratto a — corrisponde al tratto b — corrisponde al tratto c

prendiamo ad es $R_3 = 1K\Omega$;

il valore dei generatori è dato dall'ordinata dei punti d'angolo da cui partono i relativi tratti allontanandosi dall'origine, quindi

$E_1 = 0$

$E_2 = 0$

$E_3 = 2V$;

invece i valori delle resistenze devono essere tali che quando entra in gioco il relativo ramo (eventualmente insieme ad altri) essi devono dare la pendenza desiderata;

per $v^* < 0$ conduce solo D_2 e il 1° ramo dà luogo ad un tratto a pendenza $\frac{\partial v_u}{\partial v^*} = \frac{R_5}{R_3+R_5} = \frac{1}{2} \rightarrow$

$R_5 = R_3 = 1K\Omega$;

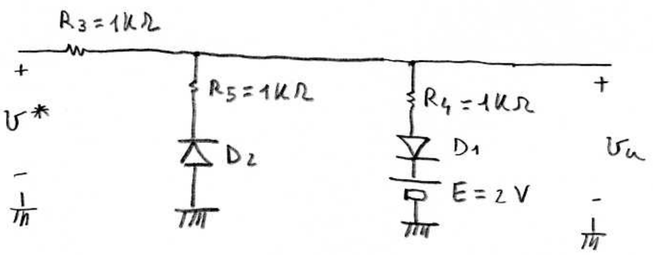
per $v^* > 0$ e fintantochè non entra a condurre anche D_1 (cioè per $v_u < E$ e quindi, essendo l'equazione di questo tratto rettilineo $v_u = v^*$, per $v^* < E$), cioè per $0 < v^* < E$, conduce solo D_3 e il 2° ramo dà luogo a un tratto a pendenza $\frac{\partial v_u}{\partial v^*} = \frac{R_6}{R_3+R_6} = 1 \rightarrow$ (dovendo necessariamente essere $R_3 \neq 0$) $R_6 = \infty$ (cioè il 2° in realtà è un ramo aperto);

per $v^* > 0$ e tale da far condurre anche D_1 (cioè per $v_u \geq E$ e quindi, essendo l'equazione del tratto rettilineo precedente $v_u = v^*$, per una $v^* \geq E$), conducono sia D_3 che D_1 e il 2° e il 3° ramo danno luogo a un tratto a pendenza $\frac{\partial v_u}{\partial v^*} = \frac{R_6 /\!/ R_4}{R_3 + R_6 /\!/ R_4} = \frac{R_4}{R_3+R_4} = \frac{1}{2} \rightarrow$

$R_4 = R_3 = 1K\Omega$;

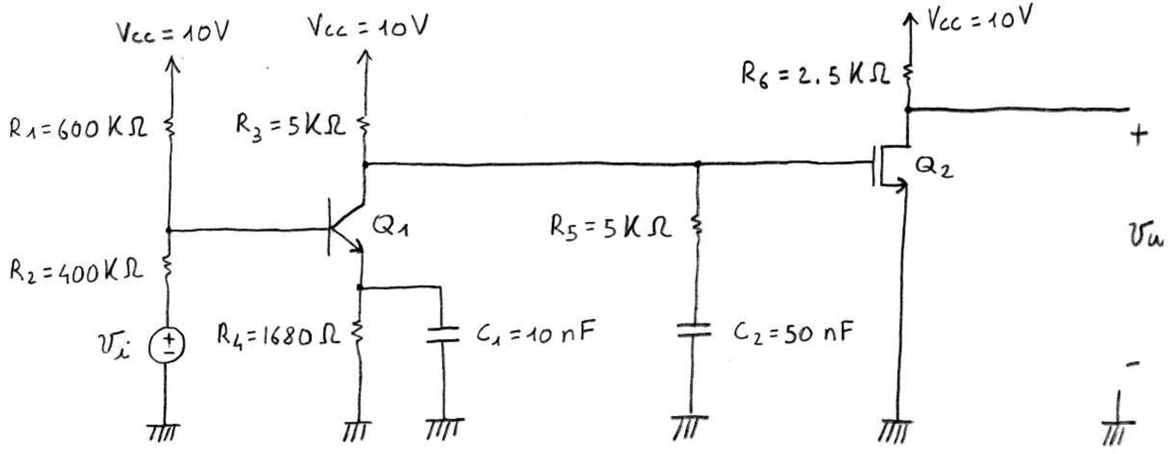
(essendo $R_6 = \infty$)

in conclusione abbiamo:



]

2)

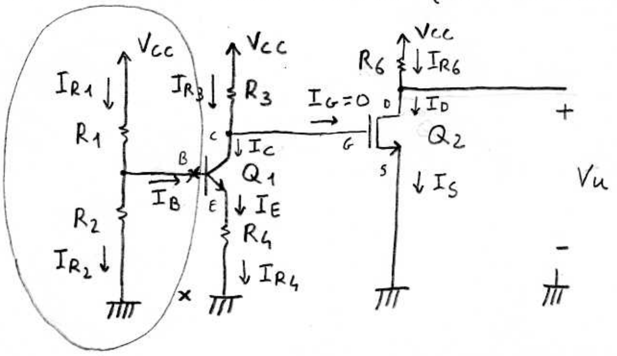


PER Q_1: $h_{FE} = 249$

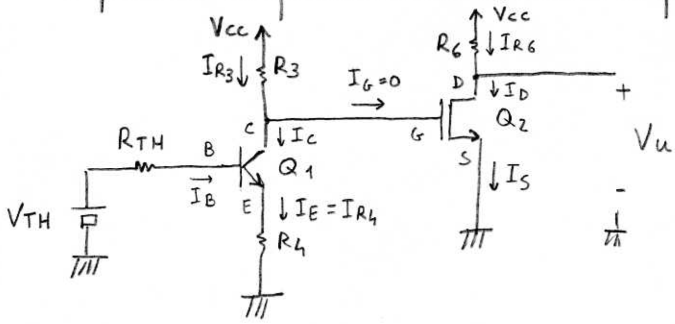
PER Q_2: $V_T = 1.775\ V$

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L} = 0.5\ \frac{mA}{V^2}$$

In continua il circuito diventa (v_i disattivato, C_1 e C_2 aperti)



↳ facciamo l'equivalente di Thevenin di questa parte tra i nodi di base e massa



$V_{TH} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1+R_2} = 4\ V$ (tensione a vuoto tra base e massa della parte cerchiata)

$R_{TH} = R_1 /\!/ R_2 = 240\ K\Omega$ (resistenza vista tra base e massa guardando verso la parte cerchiata)

ipotesi 1: Q_1 in zona attiva diretta

allora $I_C = h_{FE}\, I_B$ e $I_E = I_C + I_B = (h_{FE}+1)\, I_B$

e $V_{BE} = V_\gamma = 0.7V$

facendo l'equilibrio delle tensioni alla maglia contenente V_{TH}, R_{TH}, V_{BE} e R_4 si ha:

$$V_{TH} = R_{TH} I_B + V_{BE} + R_4 I_E = R_{TH} I_B + V_\gamma + R_4 (h_{FE}+1) I_B \rightarrow$$

$$I_B = \frac{V_{TH} - V_\gamma}{R_{TH} + R_4 (h_{FE}+1)} = 5\,\mu A > 0$$

$I_E = (h_{FE}+1)\, I_B = 1.25\ mA \rightarrow V_E = R_4 I_E = 2.1V$

$I_C = h_{FE} I_B = 1.245\ mA$; essendo $I_G = 0$, si ha che $I_{R3} = I_C = 1.245\ mA$;

$V_C = V_{CC} - R_3 I_{R3} = 3.775\ V \rightarrow V_{CE} = V_C - V_E = 1.675\ V > V_{CEsat} \simeq 0.2V \rightarrow$ ipotesi 1 verificata

$V_B = V_E + V_\gamma = 2.8\,V$;

quindi tornando al circuito in continua iniziale ne segue che $I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} = 12\,\mu A$ e $I_{R2} = \frac{V_B}{R_2} = 7\,\mu A$;

$V_G = V_C = 3.775\,V$; $V_{GS} = V_G = 3.775\,V$ perché $V_S = 0$; notare che $V_{GS} = 3.775\,V > V_T = 1.775\,V \rightarrow Q_2$ conduce ;

ipotesi 2 : Q_2 in saturazione

allora $I_D = \underbrace{\frac{1}{2}\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}_{K = 0.5\,\frac{mA}{V^2}} (V_{GS} - V_T)^2 = K\,(V_{GS} - V_T)^2 = 2\,mA$

essendo i terminali di uscita aperti, $I_{R6} = I_D = 2\,mA$

$V_u = V_D = V_{CC} - R_6 I_{R6} = 5\,V$

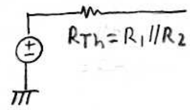
$V_{DS} = V_D - V_S = V_D = 5\,V > V_{GS} - V_T = 2\,V \longrightarrow$ ipotesi 2 verificata

$\left[g_m = \left.\frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}\right|_{V_{DS} = V_{DS\,Q}} = 2K\,(V_{GS} - V_T) = 2\,\frac{mA}{V} \right]$ NON RICHIESTO

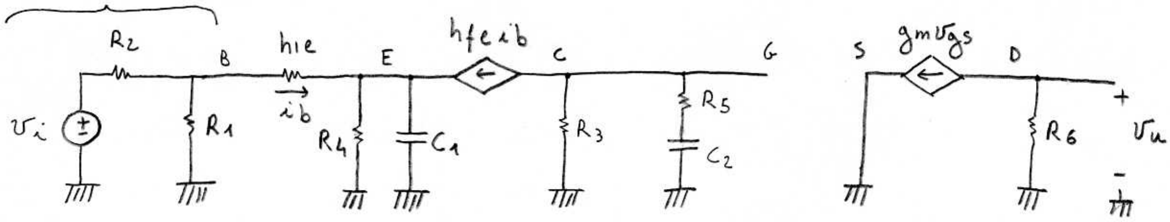
3) $h_{ie} = 5\,K\Omega$, $h_{fe} = 300$, $g_m = 2\,\frac{mA}{V}$

Circuito per le variazioni (disattivo i generatori in continua V_{CC}, sostituisco i circuiti equivalenti per piccoli segnali dei transistori)

$v_{Th} = v_i \frac{R_1}{R_1 + R_2}$



(equivalente di Thevenin)



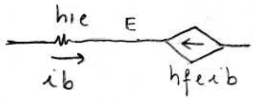
2 condensatori indipendenti (nessuna maglia impropria) $\rightarrow$ 2 poli

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

$R_{VC1} = R_4 \,//\, \left(\frac{h_{ie} + R_1 // R_2}{h_{fe} + 1} \right) = 548.302872\,\Omega$

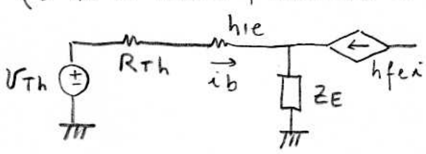
$\omega_{P1} = \frac{1}{C_1 R_{VC1}} = 182'380.95\ rad/s \rightarrow f_{P1} = \frac{\omega_{P1}}{2\pi} = 29026.83\,Hz$

C_1 introduce uno zero per la s per cui $R_4 // \frac{1}{C_1 s} = \infty$ perché in tale condizione si ha



per cui facendo l'equilibrio delle correnti al nodo di emettitore viene che $i_b = -h_{fe} i_b \rightarrow i_b \underbrace{(1 + h_{fe})}_{\neq 0} = 0 \rightarrow i_b = 0$

(o se si vuole, usando l'equivalente di Thevenin del blocco contenente v_i, R_2 e R_1 abbiamo



$v_{Th} = R_{Th} i_b + h_{ie} i_b + Z_E (h_{fe} + 1) i_b \rightarrow$

$i_b = \frac{v_{Th}}{R_{Th} + h_{ie} + Z_E (h_{fe} + 1)}$ che si annulla se $Z_E = \infty$)

e quando $i_b = 0$ il segnale non si propaga più verso l'uscita $\rightarrow v_u = 0$;

ma $R_4 // \frac{1}{C_1 s} = \frac{R_4 \frac{1}{C_1 s}}{R_4 + \frac{1}{C_1 s}} = \frac{R_4}{1 + R_4 C_1 s} = \infty \rightarrow 1 + R_4 C_1 s = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{R_4 C_1} \rightarrow$

$\omega_{Z1} = \frac{1}{R_4 C_1} = 59'523.8095\ rad/s \rightarrow f_{Z1} = \frac{\omega_{Z1}}{2\pi} = 9473.5085\,Hz$

$R_{vc2} = R_5 + R_3 // \infty = R_5 + R_3 = 10 K\Omega$

↓

lo resistenza vista tra collettore e massa guardando verso sinistra

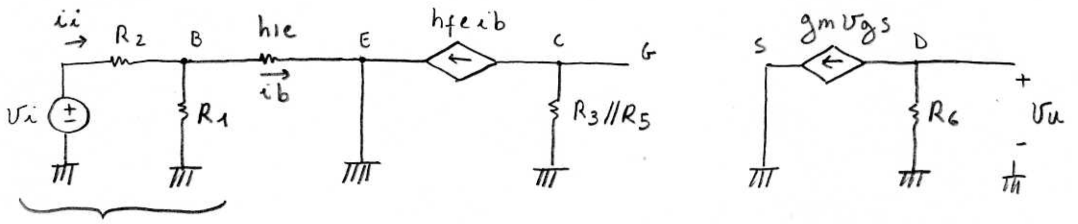
$$\omega_{P2} = \frac{1}{C_2 R_{vc2}} = 2000 \text{ rad/s} \rightarrow f_{P2} = \frac{\omega_{P2}}{2\pi} = 318,3099 \text{ Hz}$$

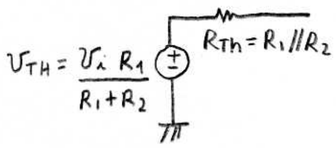
C_2 introduce uno zero per lo s per cui $R_5 + \frac{1}{C_2 s} = 0$ perché in tal caso $v_g = 0 \rightarrow v_{gs} = 0 \rightarrow v_u = 0$;

ma $R_5 + \frac{1}{C_2 s} = \frac{1 + R_5 C_2 s}{C_2 s} = 0 \rightarrow 1 + R_5 C_2 s = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{R_5 C_2} \rightarrow \omega_{z2} = \frac{1}{R_5 C_2} = 4000 \text{ rad/s} \rightarrow$

$$f_{z2} = \frac{\omega_{z2}}{2\pi} = 636.6198 \text{ Hz}$$

Per calcolare $A_v(\infty)$ chiudiamo C_1 e C_2:





(equivalente di Thevenin)

$v_u = -R_6\, g_m\, v_{gs}$

$v_{gs} = v_g - v_s = v_g$

$v_g = -(R_3 // R_5)\, h_{fe}\, i_b$

$v_{Th} = R_{Th}\, i_b + h_{ie}\, i_b \rightarrow i_b = \frac{v_{Th}}{R_{Th} + h_{ie}} = \frac{v_i R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(R_1 // R_2) + h_{ie}}$

[oppure (senza fare l'equivalente di Thevenin):

$i_i = \frac{v_i}{R_2 + R_1 // h_{ie}}$; $i_b = i_i \frac{R_1}{R_1 + h_{ie}}$ (partitore di corrente) $\rightarrow$

$i_b = \frac{v_i}{R_2 + R_1 // h_{ie}} \frac{R_1}{R_1 + h_{ie}} = \frac{v_i \cancel{(R_1 + h_{ie})}}{R_2(R_1 + h_{ie}) + R_1 h_{ie}} \frac{R_1}{\cancel{R_1 + h_{ie}}} =$

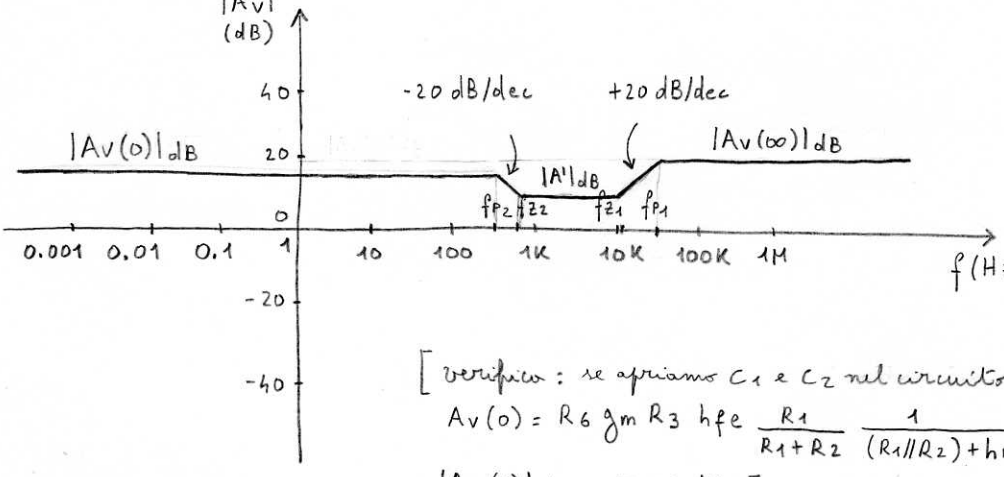
$= \frac{v_i R_1}{R_1 R_2 + h_{ie}(R_1 + R_2)} = \frac{v_i R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{(R_1 // R_2) + h_{ie}}$]

$$A_v(\infty) = \frac{v_u}{v_i} = R_6\, g_m\, (R_3 // R_5)\, h_{fe} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(R_1 // R_2) + h_{ie}} = 9.183673$$

(positivo, coerentemente col fatto che è la cascata di uno stadio a emettitore comune, invertente, e di uno stadio a source comune, invertente)

$|A_v(\infty)|_{dB} = 19.26 \text{ dB}$

$$A_v(s) = A_v(\infty) \frac{(s + \omega_{z1})(s + \omega_{z2})}{(s + \omega_{P1})(s + \omega_{P2})}$$



$|A'| = |A_v(\infty)| \frac{f_{z1}}{f_{P1}} = 2.9973$

$|A'|_{dB} = 9.53 \text{ dB}$

$|A_v(0)| = |A'| \frac{f_{z2}}{f_{P2}} = 5.9946$

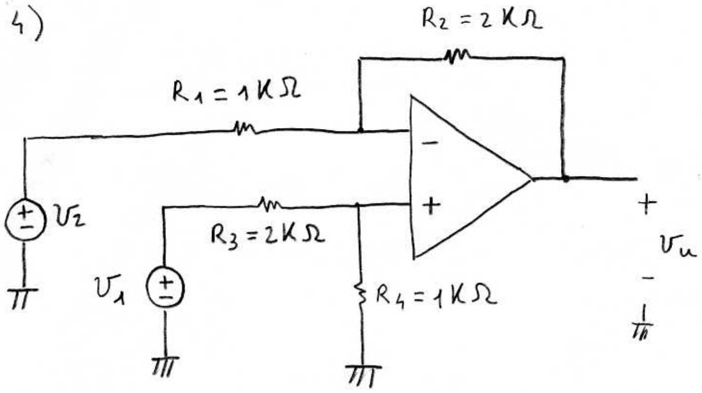
$|A_v(0)|_{dB} = 15.56 \text{ dB}$

[verifica: se apriamo C_1 e C_2 nel circuito per le piccole variazioni troviamo che

$A_v(0) = R_6\, g_m\, R_3\, h_{fe} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(R_1 // R_2) + h_{ie} + R_4 (h_{fe} + 1)} = 5.9946 \rightarrow$

$|A_v(0)|_{dB} = 15.56 \text{ dB}$]

4)



amplificazione dell'amplificatore non invertente (sfruttando il ccv)

usando la sovrapposizione degli effetti, abbiamo che:

quando agisce v_1 (mentre v_2 è disattivato) $\quad v^+ = v_1 \dfrac{R_4}{R_3+R_4} \rightarrow v_u = v^+ \left(1 + \dfrac{R_2}{R_1}\right) =$

sfruttando il ccv abbiamo che $i^+ = 0$ e quindi R_3 e R_4 sono in serie

$$= v_1 \frac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\frac{R_2}{R_1}\right)$$

quando agisce v_2 (mentre v_1 è disattivato) $\quad v^+ = 0$ (perché per il ccv $i^+=0$ e quindi la caduta su $R_3 /\!/ R_4$ è nulla) $\rightarrow$

$$v_u = -\frac{R_2}{R_1} v_2$$

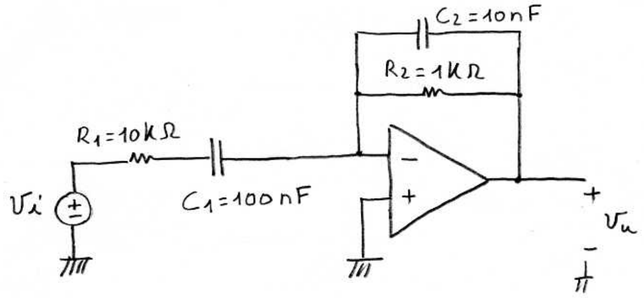
↳ amplificazione dell'amplificatore invertente (sfruttando il ccv)

complessivamente $\quad v_u = v_1 \dfrac{R_4}{R_3+R_4}\left(1+\dfrac{R_2}{R_1}\right) - \dfrac{R_2}{R_1} v_2 = v_1 \cdot \dfrac{1}{3}(1+2) - 2v_2 = v_1 - 2v_2$

Per trovare l'amplificazione a modo comune dobbiamo porre come ingressi $v_1 = v_2 \, (\equiv v_c)$ e calcolare $\dfrac{v_u}{v_c}$; quindi abbiamo che

$$v_u = v_c - 2v_c = -v_c \rightarrow A_c = \frac{v_u}{v_c} = -1$$

5)

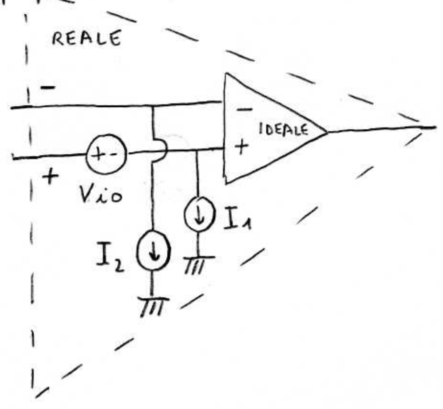


$|V_{io}|_{max} = 4\ mV$

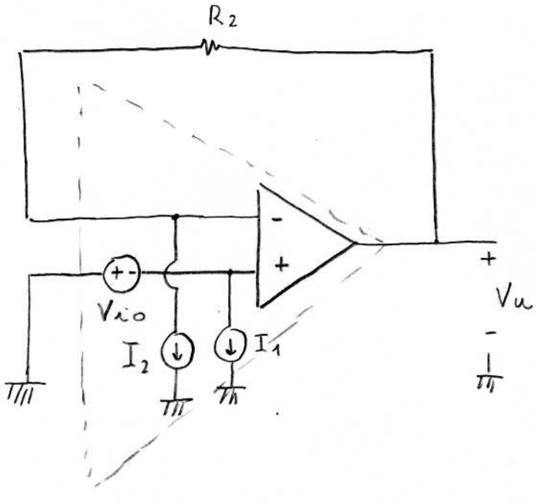
$I_B = \frac{I_1 + I_2}{2} = 50\ nA$

$|I_{io}|_{max} = 10\ nA$

a noi interessa il solo contributo dei generatori di offset, per cui disattiviamo v_i; inoltre i generatori di offset agiscono in continua, per cui consideriamo il circuito in continua, quindi con i condensatori aperti;
sostituendo all'amplificatore operazionale reale il suo equivalente in termini di un amplificatore operazionale ideale e dei generatori di offset, cioè:

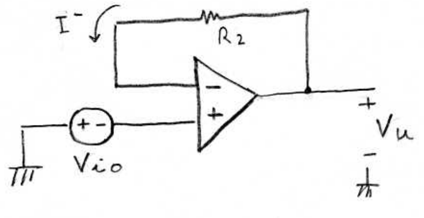


abbiamo:



Per calcolare il contributo alla v_u dei generatori di offset usiamo il principio di sovrapposizione degli effetti.

Effetto di V_{io}:



per il c.c.v $V^+ = V^-$

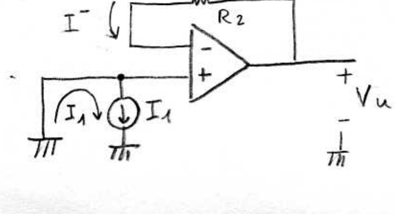
$V^+ = -V_{io} = V^-$

$V_u = V^- + R_2 I^- = V^-$

per il ccv $I^- = 0$

$\rightarrow V_u = -V_{io}$

Effetto di I_1:



essendo il + collegato a massa, $V^+ = 0$;

$V^- = V^+ = 0$

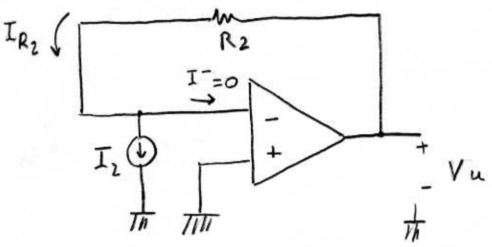
per il c.c.v

$\rightarrow V_u = 0$

$V_u = V^- + R_2 I^- = V^-$

per il c.c.v $I^- = 0$

Effetto di I_2:



per il c.c.v $V^+ = V^-$

$V^+ = 0 = V^-$

per il ccv $I^- = 0 \rightarrow I_{R_2} = I_2 \rightarrow$

$V_u = V^- + R_2 I_{R_2} = 0 + R_2 I_2 = R_2 I_2$

Complessivamente

$V_u = -V_{io} + 0 + R_2 I_2$

D'altra parte

$$\begin{cases} I_B = \dfrac{I_1 + I_2}{2} \\ I_{io} = I_1 - I_2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 + I_2 = 2 I_B \\ I_1 - I_2 = I_{io} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} 2 I_1 = 2 I_B + I_{io} \\ 2 I_2 = 2 I_B - I_{io} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} I_1 = I_B + \dfrac{I_{io}}{2} \\ I_2 = I_B - \dfrac{I_{io}}{2} \end{cases}$$

per cui

$$V_u = -V_{io} + R_2 \left(I_B - \frac{I_{io}}{2} \right) = -V_{io} + R_2 I_B - R_2 \frac{I_{io}}{2}$$

Di questi termini l'unico di segno definito è $R_2 I_B = 1K\Omega \cdot 50nA = 50\mu V$;
essendo questa quantità positiva, per ottenere il massimo sbilanciamento in uscita $|V_u|_{max}$ dobbiamo scegliere per gli altri termini il modulo massimo e un segno tale che anche gli altri addendi siano positivi; consideriamo quindi

$V_{io} = -4mV$ e $I_{io} = -10nA$, ottenendo così

$$|V_u|_{max} = \left| +4mV + 50\mu V + \underbrace{1K\Omega \cdot \frac{10nA}{2}}_{5\mu V} \right| = 4.055\ mV$$