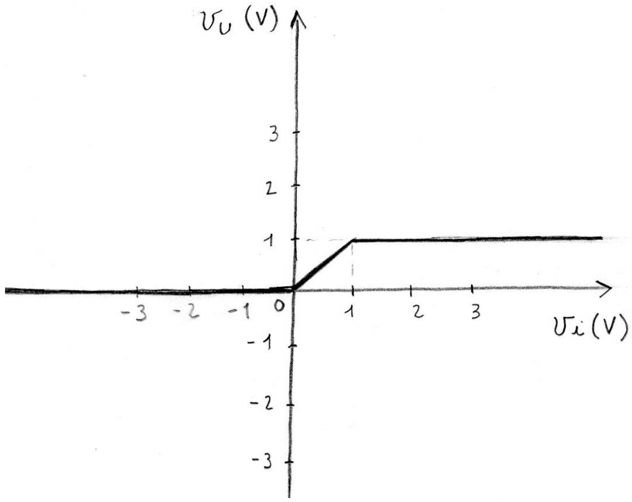
Scheda: **A22_09**	Data: **5 novembre 2022**

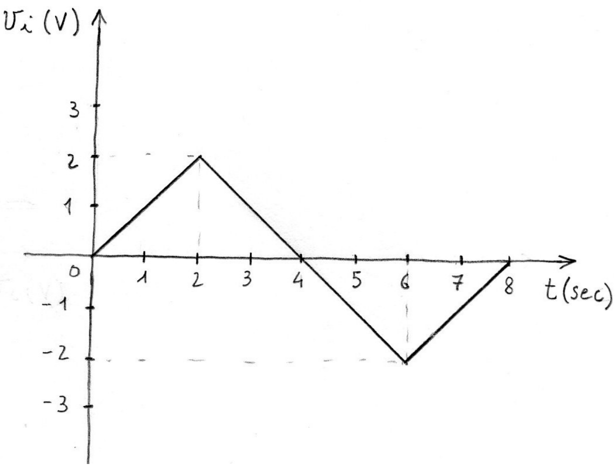
Cognome	Nome	Matricola

ESERCIZIO N°1

6 punti (4)

Considerando i diodi ideali, si progetti e si dimensioni un circuito tagliatore che possegga la caratteristica ingresso-uscita riportata a sinistra nella figura sottostante. Si disegni inoltre l'andamento nel tempo della tensione $v_u(t)$ che si ottiene in uscita da tale tagliatore quando al suo ingresso si applica la tensione $v_{in}(t)$ il cui andamento nel tempo è rappresentato a destra nella figura.

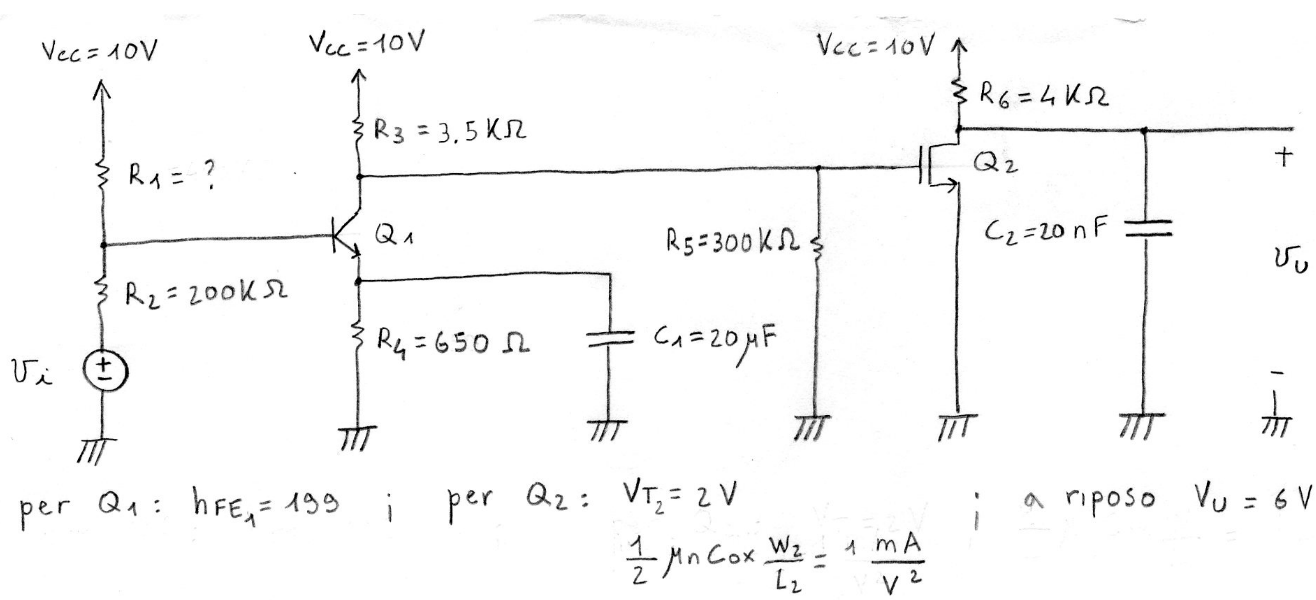




ESERCIZIO N°2

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 a riposo è pari a 6 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.



ESERCIZIO N°3
7.5 punti (4)

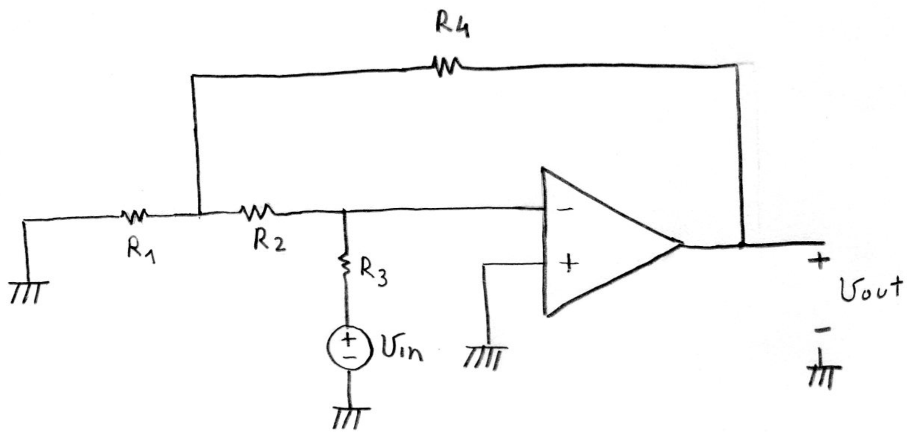
Si consideri il circuito mostrato nell'esercizio precedente, in cui però stavolta si assuma $R_1 = 500$ KΩ. Considerando per Q_1: $h_{ie1} = 5$ KΩ, $h_{fe1} = 220$ e per Q_2: $g_{m2} = 2$ mA/V, se ne ricavi la funzione di trasferimento $A_v(s) = V_u/V_i$ (calcolando separatamente poli, zeri e costante moltiplicativa). Il diagramma di Bode non è richiesto.
[Ricordarsi che, nel caso il guadagno all'infinito $A_v(\infty)$ sia nullo ma quello per frequenza tendente a zero $A_v(0)$ (valutato sul circuito per le variazioni con tutti i condensatori aperti) sia diverso da zero, si può sfruttare il valore di $A_v(0)$ per ricavare la costante moltiplicativa della funzione di traferimento, facendo poi attenzione a scrivere in modo coerente l'espressione dell'$A_v(s)$.]

ESERCIZIO N°4
6 punti (4)

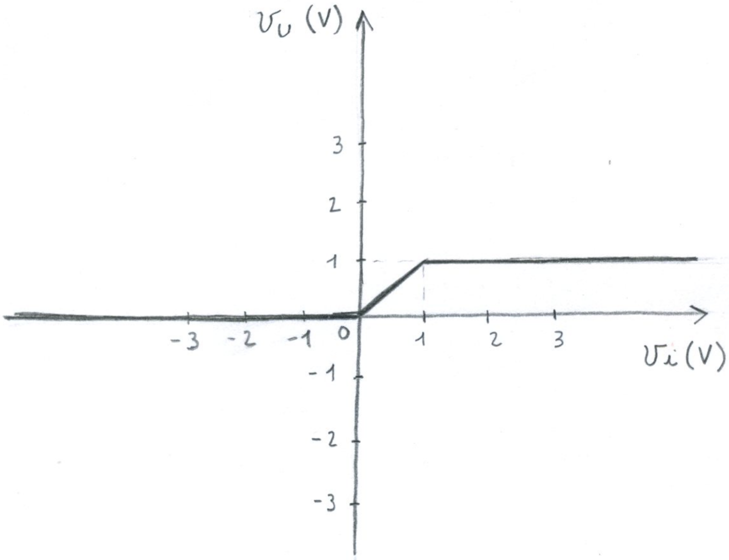
Si progetti (mettendo in cascata due filtri di ordine 1 aventi lo stesso polo) un filtro passa-basso di ordine 2 con polo pari a 10 Krad/s e guadagno in banda passante pari a -10. Si realizzi in maniera tale che la sua funzione di trasferimento sia indipendente dall'impedenza della sorgente e del carico. Dopo averne disegnato lo schema circuitale, se ne trovi la funzione di trasferimento e si dimensionino tutti i suoi componenti circuitali.

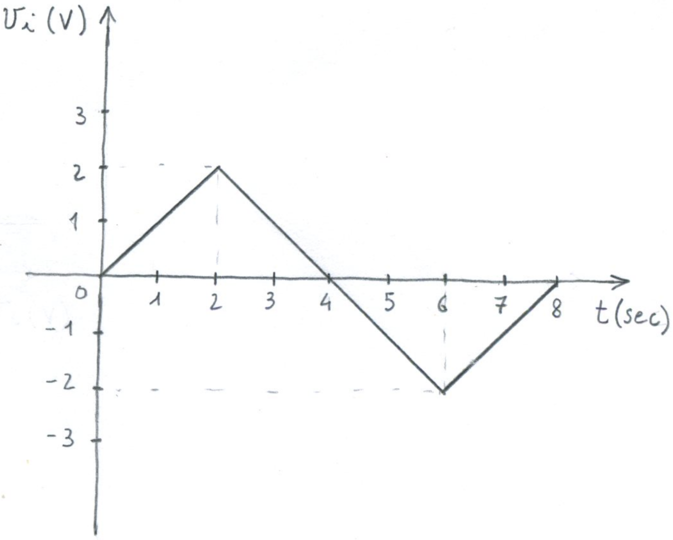
ESERCIZIO N°5
6.5 punti (4)

Ipotizzando l'amplificatore operazionale ideale, ricavare v_{out} in funzione di v_{in} nel seguente circuito.
[Partendo da v_{in}, sfruttando il cortocircuito virtuale e le leggi di Kirchhoff si ricavino passo passo le varie grandezze elettriche fino ad arrivare a v_{out}.]

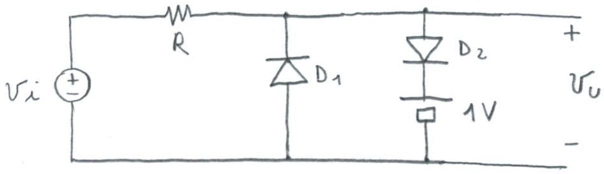


1)





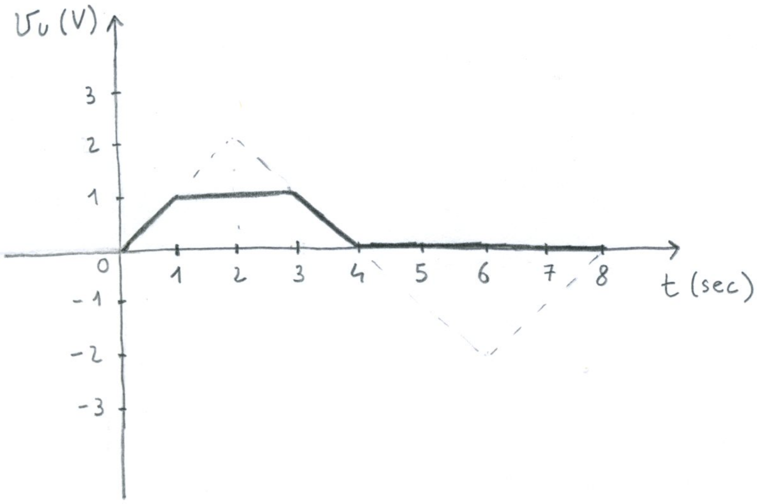
La caratteristica ingresso-uscita assegnata può essere realizzata mediante questo circuito tagliatore:



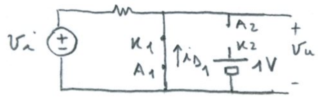
* (con ad es. $R = 1K\Omega$)

(nel caso fosse richiesta anche l'indipendenza dalla resistenza della sorgente e del carico, dovremmo aggiungere un buffer a monte e uno a valle)

Mandando in ingresso a questo circuito la $v_i(t)$ assegnata, si ottiene in uscita la seguente $v_u(t)$:

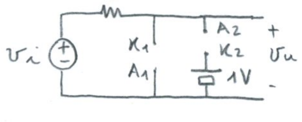


* per $v_i < 0$ ipotizzo D_1 in conduzione, D_2 interdetto



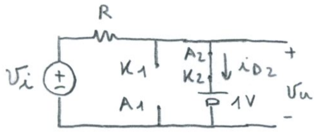
$$\left.\begin{array}{l} i_{D1} = -\dfrac{v_i}{R} > 0 \rightarrow v_i < 0 \\ v_{AK2} = 0 - 1V < 0 \rightarrow -1V < 0 \end{array}\right\} \text{ipotesi verificate}; \qquad v_u = 0$$

per $0 < v_i < 1V$ ipotizzo D_1 e D_2 interdetti



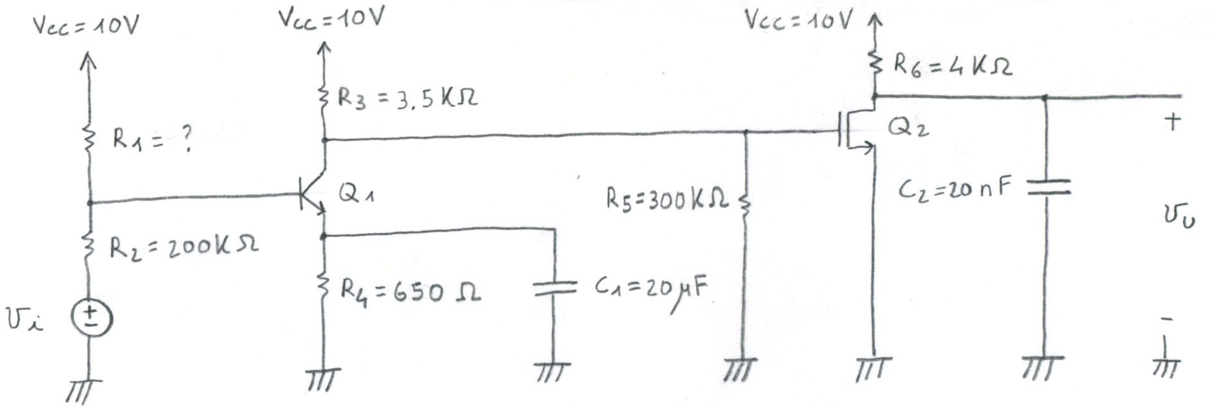
$$\left.\begin{array}{l} v_{AK1} = 0 - v_i < 0 \rightarrow v_i > 0 \\ v_{AK2} = v_i - 1V < 0 \rightarrow v_i < 1V \end{array}\right\} \text{ipotesi verificate}; \qquad v_u = v_i$$

per $v_i > 1V$ ipotizzo D_1 interdetto, D_2 in conduzione



$$\left.\begin{array}{l} v_{AK1} = 0 - 1V < 0 \rightarrow -1V < 0 \\ i_{D2} = \dfrac{v_i - 1V}{R} > 0 \rightarrow v_i > 1V \end{array}\right\} \text{ipotesi verificate}; \qquad v_u = 1V$$

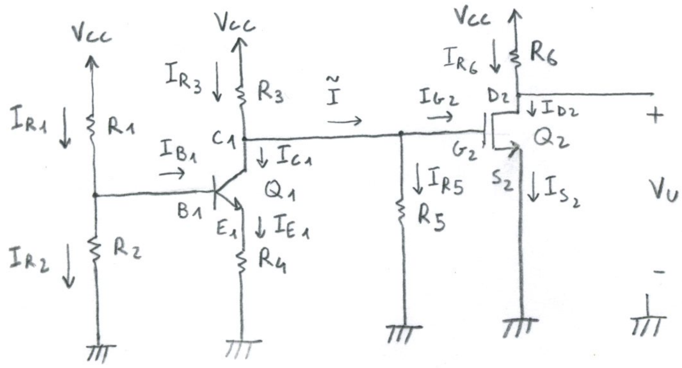
2)



per Q_1: $h_{FE_1} = 199$; per Q_2: $V_{T_2} = 2V$; a riposo $V_U = 6V$

$$\frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W_2}{L_2} = 1\,\frac{mA}{V^2}$$

In continua il circuito diventa:



$V_U = V_{D2} = 6V$

$I_{R6} = \frac{V_{cc} - V_U}{R_6} = 1mA = I_{D2} = I_{S2}$

(dato che $I_{G2} = 0$)

ipotesi 1: Q_2 in saturazione

$I_{D2} = K_2(V_{GS_2} - V_{T_2})^2$

con $K_2 = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W_2}{L_2} = 1\,\frac{mA}{V^2}$

$V_{GS_2} = V_{T_2} \pm^{*} \sqrt{\frac{I_{D2}}{K_2}} = 3V > V_{T_2}$

(un mos a canale n conduce se $V_{GS} > V_T$)

$V_{G2} = V_{GS_2} + V_{S_2} = V_{GS_2} = 3V = V_{C1}$

$V_{DS_2} = V_{D2} - V_{S_2} = V_{D2} = 6V > V_{GS_2} - V_T = 1V$ ⟶ ipotesi 1 verificata

$I_{R5} = \frac{V_{G2}}{R_5} = 10\mu A = \tilde{I}$ (dato che $I_{G2} = 0$)

$I_{R3} = \frac{V_{cc} - V_{C1}}{R_3} = 2mA$

$I_{C1} = I_{R3} - \tilde{I} = I_{R3} - I_{R5} = 1.99\,mA$

ipotesi 2: Q_1 in zona attiva diretta

$I_{C1} = h_{FE_1} I_{B1}$; $I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = (h_{FE_1} + 1) I_{B1}$

$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FE_1}} = 10\mu A > 0$

$I_{E1} = I_{C1} + I_{B1} = 2mA$

$V_{E1} = R_4 I_{E1} = 1.3V$

$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = 1.7V > V_{CEsat} \approx 0.1V$ ⟶ ipotesi 2 verificata

$V_{B1} = V_{E1} + V_\gamma = 2V$

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

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

$R_1 = \frac{V_{cc} - V_{B1}}{I_{R1}} = 400K\Omega$

$$\left[\, g_{m2} = \left.\frac{\partial I_{D2}}{\partial V_{GS_2}}\right|_Q = 2K_2(V_{GS_2} - V_{T_2}) = 2\,\frac{mA}{V} \,\right]$$ NON RICHIESTO

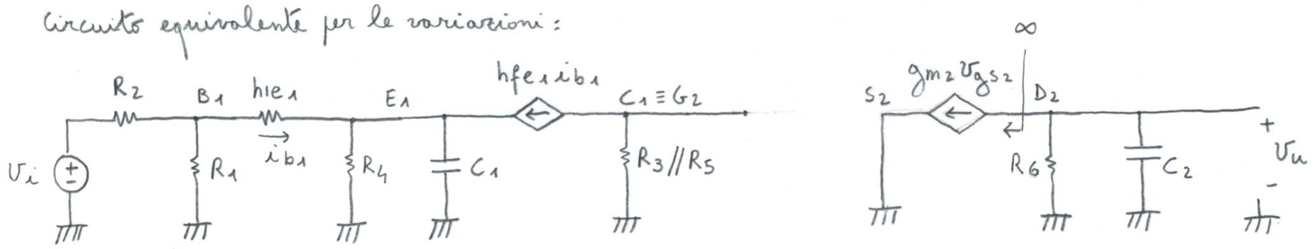
3) $R_1 = 500\,K\Omega$

$h_{fe1} = 220$

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

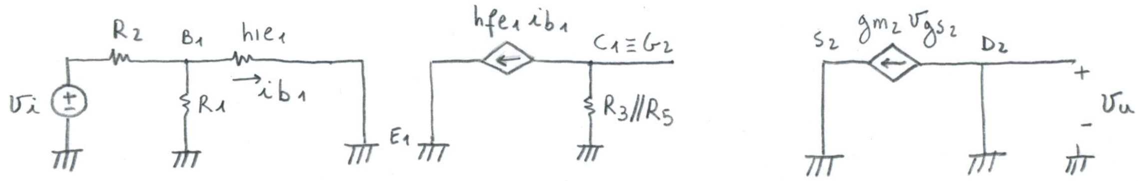
$g_{m2} = 2\,\frac{mA}{V}$

Circuito equivalente per le variazioni:



2 condensatori, nessuna maglia impropria → 2 poli

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



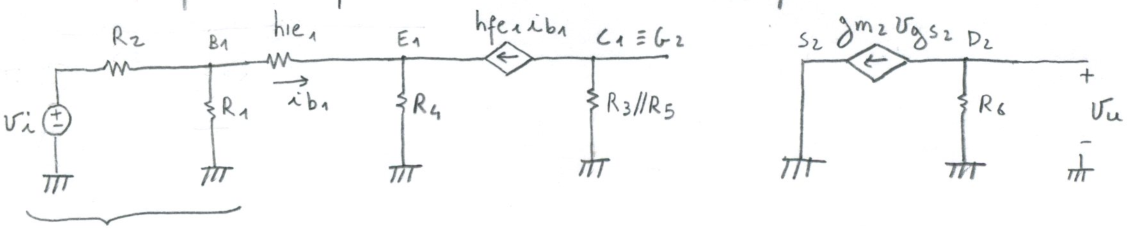
essendo v_u in parallelo a un cortocircuito, $v_u = 0 \rightarrow A_v(\infty) = \frac{v_u}{v_i} = 0$;

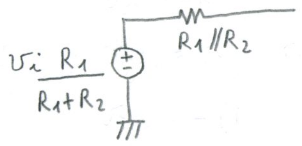
$A_v(\infty) = 0 \rightarrow$ numero zeri = (numero poli) − (numero dei condensatori che, indipendentemente da cosa fanno gli altri condensatori, portano a zero la tensione di uscita per $\omega \to \infty$) $= 2 - 1 = 1$;

infatti C_2 introduce uno zero all'infinito (perché v_u va a zero quando $\frac{1}{C_2 s} = 0 \rightarrow s = \infty$)

cioè (detto in modo equivalente) non introduce uno zero;

per riuscire a trovare la costante moltiplicativa della funzione di trasferimento allora proviamo a calcolare $A_v(0)$ (cioè il guadagno per frequenza tendente a zero), considerando il circuito equivalente per le variazioni con C_1 e C_2 aperti:





(equivalente di Thevenin)

$$v_u = -R_6\, g_{m2}\, v_{gs2}$$

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

$$v_{g2} = -(R_3 /\!/ R_5)\, h_{fe1}\, i_{b1}$$

$$v_i \frac{R_1}{R_1 + R_2} = (R_1 /\!/ R_2)\, i_{b1} + h_{ie1}\, i_b + R_4 (h_{fe1} + 1)\, i_{b1} \rightarrow$$

$$i_{b1} = v_i \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(R_1 /\!/ R_2) + h_{ie} + R_4 (h_{fe1} + 1)}$$

$$A_v(0) = \frac{v_u}{v_i} = R_6\, g_{m2}\, (R_3 /\!/ R_5)\, h_{fe1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{1}{(R_1 /\!/ R_2) + h_{ie} + R_4 (h_{fe1} + 1)} = 14.92$$

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

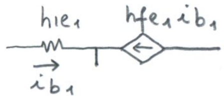
$$|A_v(0)|_{dB} = 23.4753\ dB$$

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

$$R_{VC1} = R_4 // \left(\frac{h_{ie1} + R_1 // R_2}{h_{fe1}+1}\right) = 329.69\ \Omega$$

$$\omega_{P1} = \frac{1}{C_1 R_{VC1}} = 151.6574\ \frac{rad}{s} \rightarrow f_{P1} = \frac{\omega_{P1}}{2\pi} = 24.137\ Hz$$

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



per cui $i_{b1} = -h_{fe1} i_{b1} \rightarrow i_{b1} \underbrace{(1+h_{fe1})}_{\neq 0} = 0 \rightarrow i_{b1} = 0 \rightarrow h_{fe1} i_{b1} = 0 \rightarrow v_{g2} = 0 \rightarrow v_{gs2} = 0 \rightarrow v_u = 0$

$$R_4 // \frac{1}{C_1 s} = \frac{R_4 \frac{1}{C_1 s}}{R_4 + \frac{1}{C_1 s}} = \frac{R_4}{1 + R_4 C_1 s} = \infty \rightarrow 1 + R_4 C_1 s = 0 \rightarrow s = -\frac{1}{R_4 C_1} \rightarrow \omega_{z1} = \frac{1}{R_4 C_1} = 76.923\ \frac{rad}{s} \rightarrow$$

$$f_{z1} = \frac{\omega_{z1}}{2\pi} = 12.243\ Hz$$

$$R_{VC2} = R_6 // \infty = R_6 = 4\ K\Omega$$

$$\omega_{P2} = \frac{1}{C_2 R_{VC2}} = 12500\ \frac{rad}{s} \rightarrow f_{P2} = \frac{\omega_{P2}}{2\pi} = 1989.437\ Hz$$

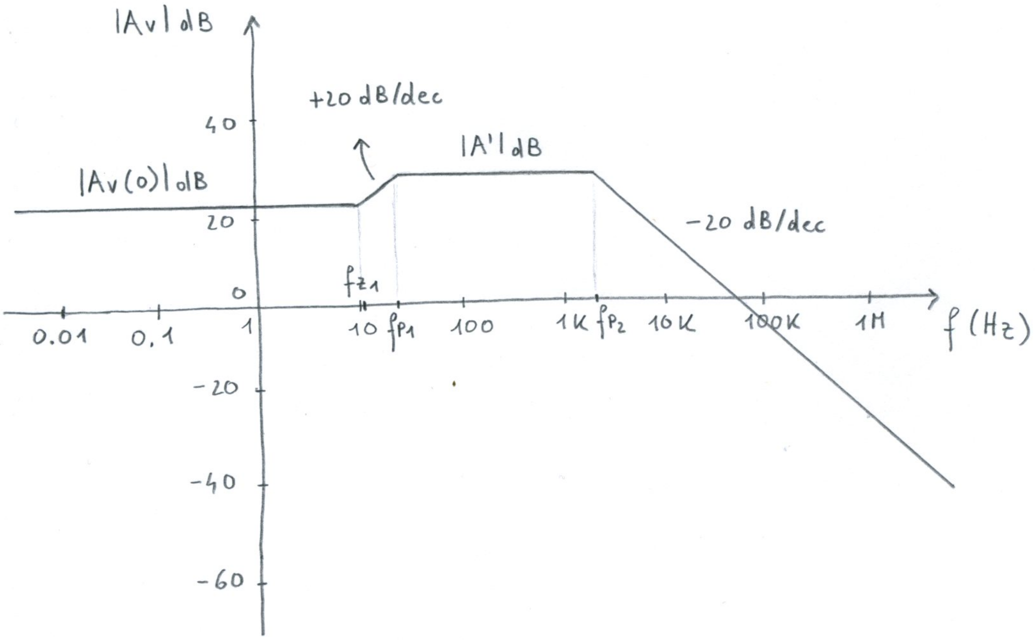
La funzione di trasferimento è

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

per $s=0$ abbiamo che $A_v(0) = K \frac{\omega_{z1}}{\omega_{P1}\omega_{P2}} \rightarrow K = A_v(0) \frac{\omega_{P1}\omega_{P2}}{\omega_{z1}}$, per cui

$$A_v(s) = A_v(0) \frac{\omega_{P1}\omega_{P2}}{\omega_{z1}} \frac{s+\omega_{z1}}{(s+\omega_{P1})(s+\omega_{P2})} =$$

$$= A_v(0) \frac{1 + \frac{s}{\omega_{z1}}}{\left(1+\frac{s}{\omega_{P1}}\right)\left(1+\frac{s}{\omega_{P2}}\right)}$$

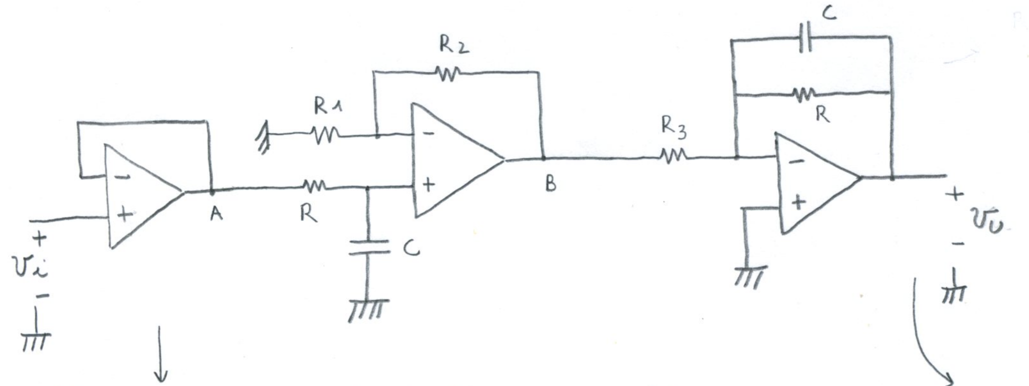


$$A' = A_v(0) \frac{f_{P1}}{f_{z1}} = 29.415$$

$$|A'|_{dB} = 29.37\ dB$$

4) Per ottenere un filtro passa-basso di ordine 2 con guadagno in banda passante negativo si possono mettere in cascata due filtri passa-basso di ordine 1, uno invertente e uno non invertente. Il guadagno complessivo in banda passante sarà pari al prodotto dei guadagni in banda passante dei due filtri di ordine 1.

Scegliamo ad esempio di mettere prima il filtro di ordine 1 non invertente e poi quello invertente:



buffer, che consente di rendere la $R_{in} \simeq \infty$ e quindi la funzione di trasferimento del filtro indipendente dalla resistenza della sorgente

qui non è necessario mettere un buffer per rendere la $R_{out} \simeq 0$ e quindi la funzione di trasferimento indipendente dalla resistenza del carico perché la R_{out} è già circa nulla

$$V_A = V_i$$

$$V_B = V_A \frac{\frac{1}{CS}}{R + \frac{1}{CS}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) = V_A \frac{1}{1+RCS} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

$$V_U = -V_B \frac{R // \frac{1}{CS}}{R_3} = -V_B \frac{R \frac{1}{CS}}{R + \frac{1}{CS}} \frac{1}{R_3} = -V_B \frac{R}{R_3} \frac{1}{1+RCS}$$

$$H = \frac{V_U}{V_i} = \underbrace{-\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R}{R_3}}_{H_0} \frac{1}{(1+\underbrace{RCS}_{\frac{S}{\frac{1}{RC}} = \frac{S}{\omega_P}})^2} = \frac{H_0}{\left(1 + \frac{S}{\omega_P}\right)^2}$$

con $H_0 = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R}{R_3}$

$\omega_P = \frac{1}{RC}$ (RC è stato scelto identico per i due filtri di ordine 1 affinché essi avessero lo stesso polo)

Dimensionamento dei vari componenti:

$\omega_P = 10 \frac{Krad}{s} \rightarrow$ se scegliamo ad es. $R = 10 K\Omega$, $C = \frac{1}{R\omega_P} = 10 nF$

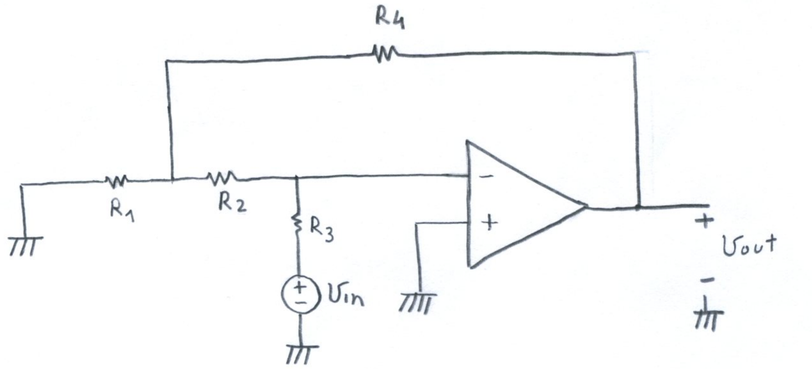
Possiamo scegliere come distribuire il guadagno tra i due filtri di ordine 1 purché:

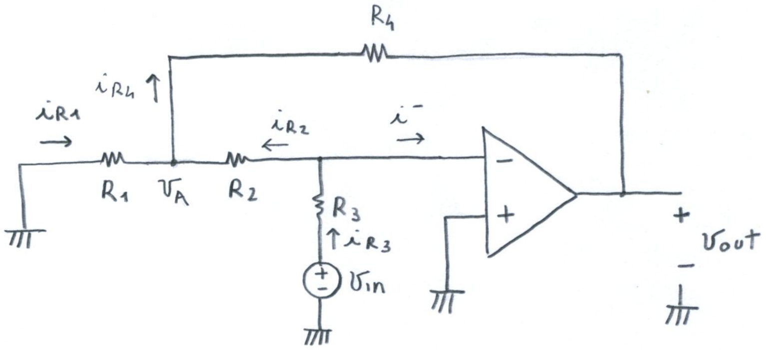
$H_0 = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R}{R_3} = -10$; ad esempio:

$1 + \frac{R_2}{R_1} = 2 \rightarrow \frac{R_2}{R_1} = 1 \rightarrow$ ad es. $R_1 = 1 K\Omega$, $R_2 = 1 K\Omega$

$\frac{R}{R_3} = 5 \rightarrow R_3 = \frac{R}{5} = \frac{10 K\Omega}{5} = 2 K\Omega$

⑤





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

$$i_{R3} = \frac{v_{in} - v^-}{R_3} = \frac{v_{in}}{R_3}$$

per il c.c.v. $i^- = 0 \rightarrow i_{R2} = i_{R3} = \frac{v_{in}}{R_3}$

$$v_A = v^- - R_2 i_{R2} = -\frac{R_2}{R_3} v_{in}$$

$$i_{R1} = \frac{0 - v_A}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 R_3} v_{in}$$

$$i_{R4} = i_{R1} + i_{R2} = \frac{R_2}{R_1 R_3} v_{in} + \frac{v_{in}}{R_3} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_3} v_{in}$$

$$v_{out} = v_A - R_4 i_{R4} = -\frac{R_2}{R_3} v_{in} - \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 R_3} v_{in} =$$

$$= -\frac{R_1 R_2 + R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 R_3} v_{in}$$