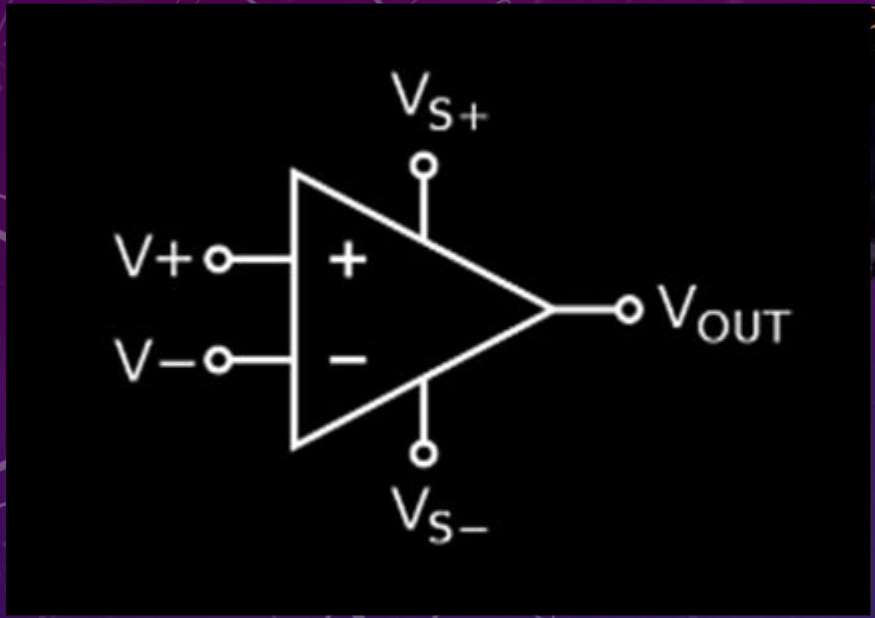


3 FEBBRAIO 2022 ORE 21:00

LIVE 35K: PROGETTAZIONE FILTRI ATTIVI

BENVENUTO E RINGRAZIAMENTI

Una sola parola per tutti

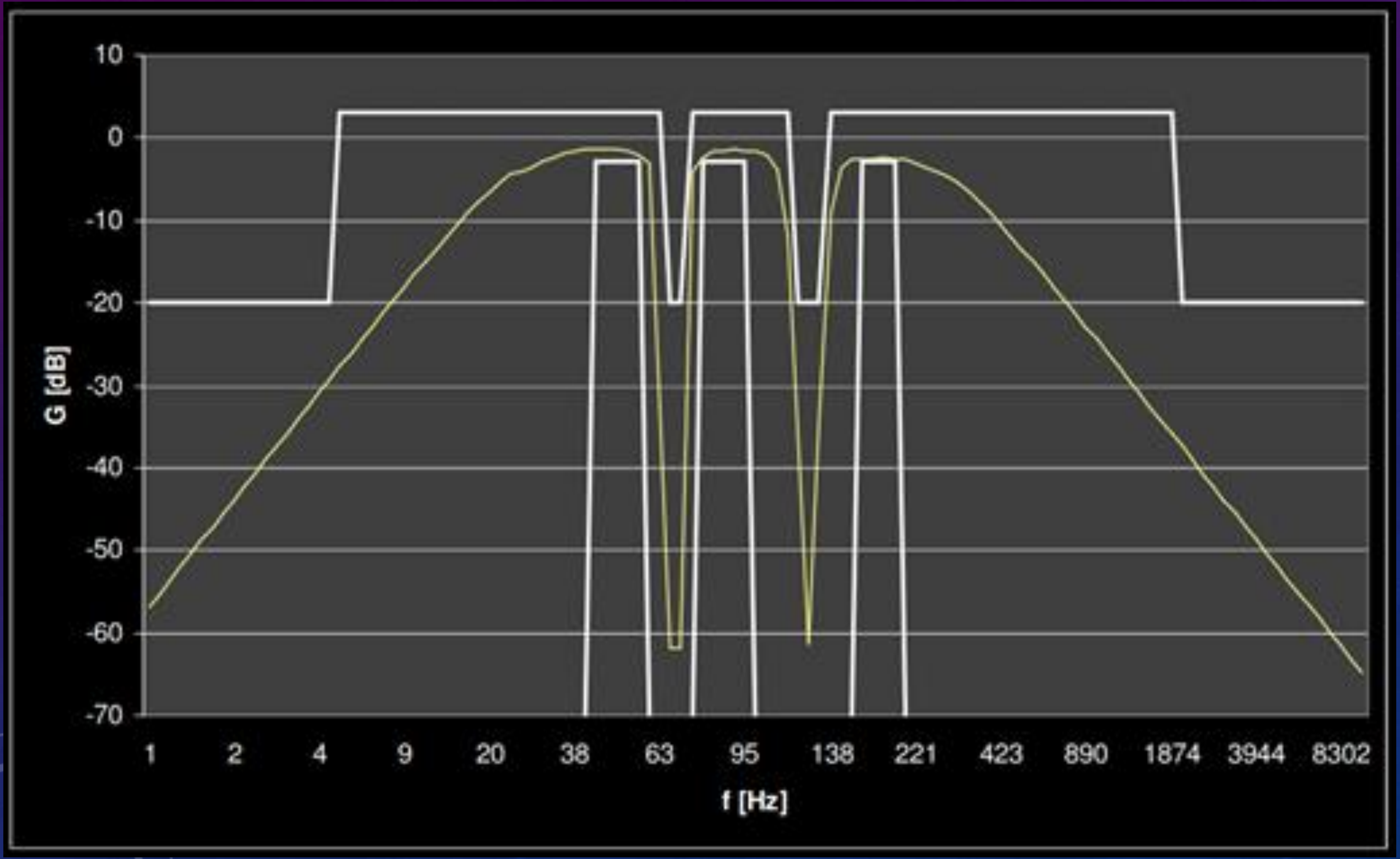
- Elettronici Entusiasti
- Patrons
- Iscritti al Forum
- Iscritti al canale Youtube

……… GRAZIE !

AGENDA

- Benvenuto e Ringraziamenti
- Nuovi KIT (ESR Meter, Portachiavi)
- PROGETTAZIONE FILTRI ATTIVI
- Spoilers nuovi video, richieste, Q&A

IL FILTRO CHE VORREI…



UN MONDO DI LEGO

- Principio di sovrapposizione degli effetti
- Sistema Lineare
- Funzione di Trasferimento
- Teoria dei Controlli automatici
- Diagrammi di Bode
- Stabilità

OPAMP TI LM2902

Selezione OPAMP

Parameter Measurement Information

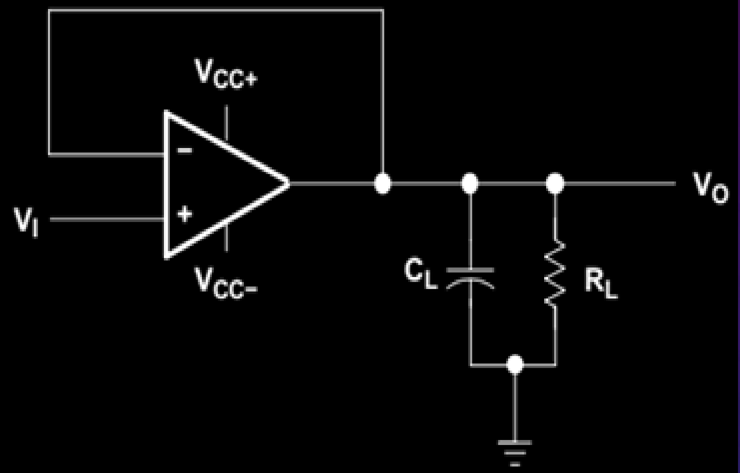
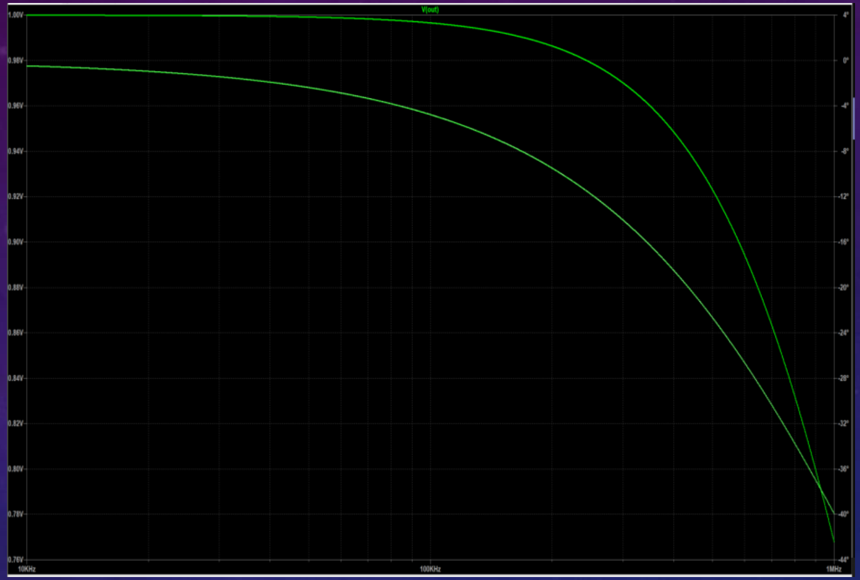


Figure 7. Unity-Gain Amplifier

1



10KHz 100KHz 1MHz

6.8 Operating Conditions

$V_{CC} = \pm15$ V, $T_A = 25$°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS	TYP	UNIT
SR	Slew rate at unity gain	R_L = 1 MΩ, C_L = 30 pF, V_I = ±10 V (see Figure 7)	0.5	V/µs
B_1	Unity-gain bandwidth	R_L = 1 MΩ, C_L = 20 pF (see Figure 7)	1.2	MHz
V_n	Equivalent input noise voltage	R_S = 100 Ω, V_I = 0 V, f = 1 kHz (see Figure 8)	35	nV/√Hz

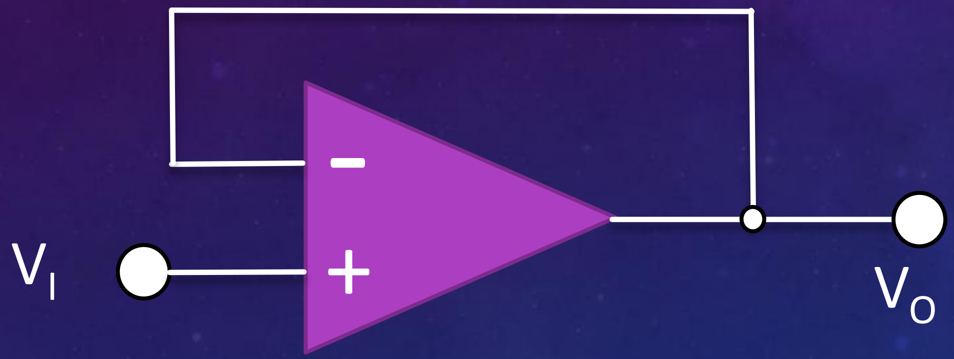
La simulazione con device «Universal Opmap2» e «Unity-gain bandwidth» impostato a 1,2 MHz mostra che fino a 100 KHz il guadagno rimane unitario. La banda richiesta dal filtro è di 1 Khz e quindi un centesimo della banda consigliata, che a sua volta è un decimo della Unity-gain bandwidth.

INSEGUITORE DI TENSIONE

L'inseguitore di tensione è utile come separatore fra le singole parti del filtro complessivo e come rigeneratore del segnale, in quanto utilizza le caratteristiche del circuito operazionale è cioè l'alta impedenza d'ingresso e la bassa impedenza d'uscita.

Troviamo la Funzione di Trasferimento

Corto circuito virtuale $V_O=V_I$



$$H(s) = Vo/Vi = 1$$

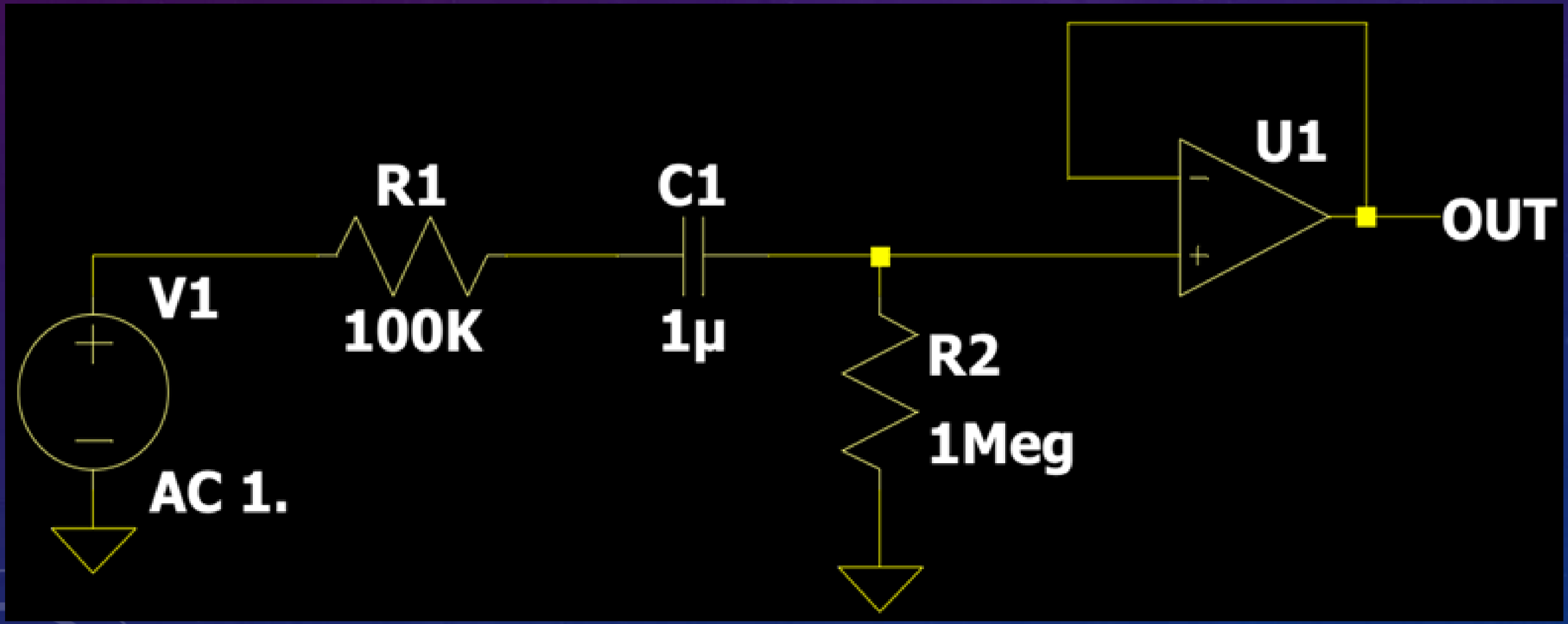
$|H(s)| = 1$;

$\arg H(s) = 0°$

L'inseguitore si comporta effettivamente come buffer di segnale in quanto non effettua manipolazione del segnale in ampiezza e in fase.

FILTRO PASSA ALTO ELIMINA DC

Il filtro è del primo ordine con un inseguitore di tensione alla fine della catena. Data la natura dell’inseguitore ideale di tensione. La f.d.t. = Vout/Vin= V+/V1. La tensione V+ si ottiene con il partitore di tensione fra (R1,C1) e R2.



FILTRO PASSA ALTO ELIMINA DC

$$H(s) = \frac{Vout(s)}{Vi(s)} = \frac{R2}{R1+R2+\frac{1}{sC1}} = \frac{R2C1\,s}{(R1+R2)C1\,s+1} = \frac{\frac{\mathrm{R2}}{(\mathrm{R1+R2})}\,\mathrm{s}}{\mathrm{s}+\frac{1}{(\mathrm{R1+R2})\,C1}}$$

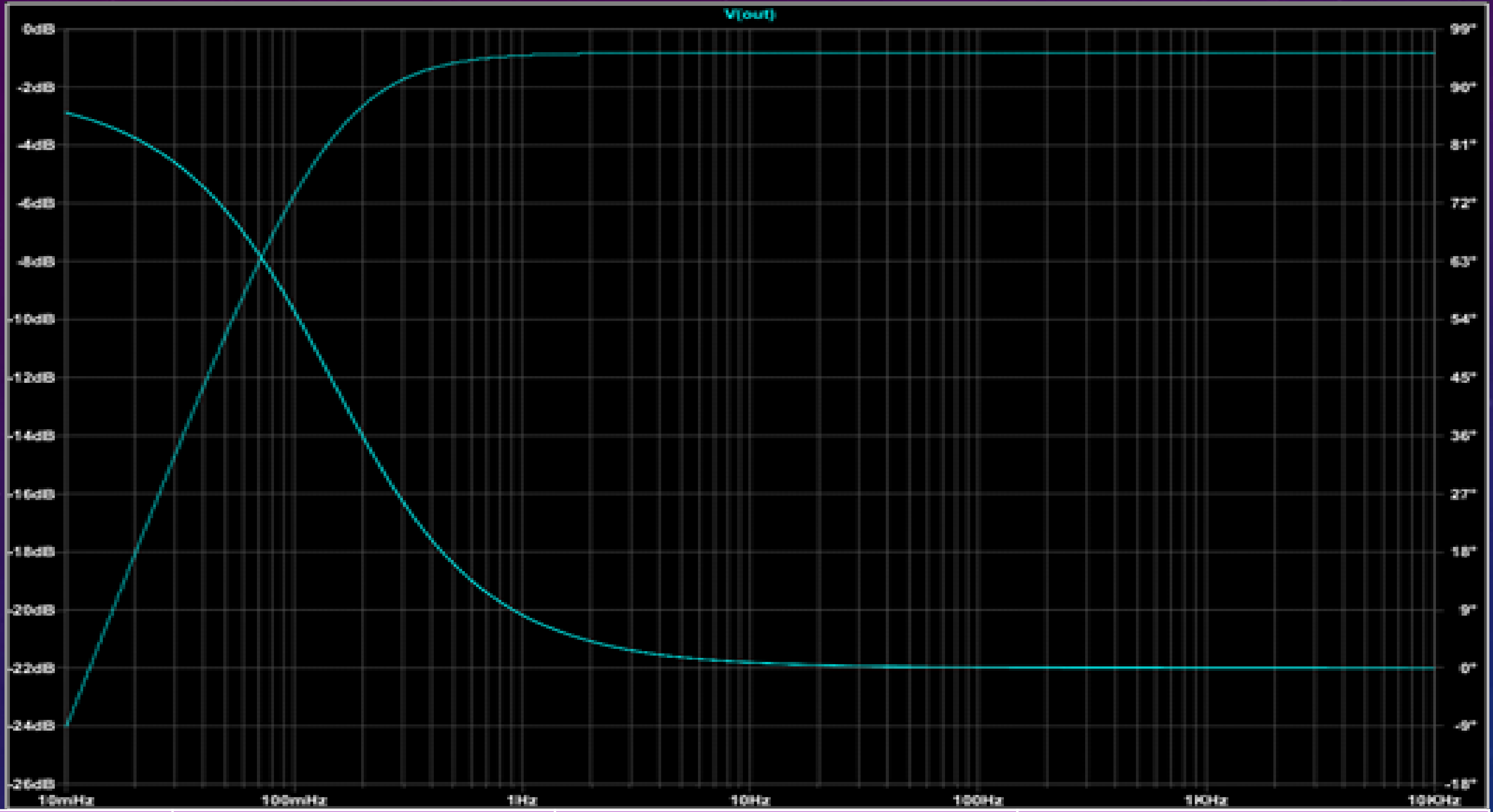
zero

polo

- Lo zero nell'origine comporta una retta con pendenza + 20 dB/decade passante l'ascissa a 0 dB per ω = 1 ($H(s) = 20log10\ \omega$)
- La funzione ha guadagno $\frac{\mathrm{R2}}{(\mathrm{R1+R2})}$ per le frequenze che tendono ad infinito, uno zero nell'origine ed un polo in $s = -\frac{1}{(R1+R2)C1}$
- Il polo con pulsazione di taglio $\omega o = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R1+R2)C1}$ comporta una retta a -20 db/decade che compensa dalla pulsazione ωo la pendenza della retta dello zero.
- Il diagramma delle fasi ha fase iniziale di 90° per il contributo dello zero nell'origine, poi di -90° a partire dalla frequenza di taglio per il contributo del polo (la fase finale è così uguale a 0°).
- La funzione presenta uno zero nell'origine ed un polo in $S = -\frac{1}{(R1+R2)C1}$

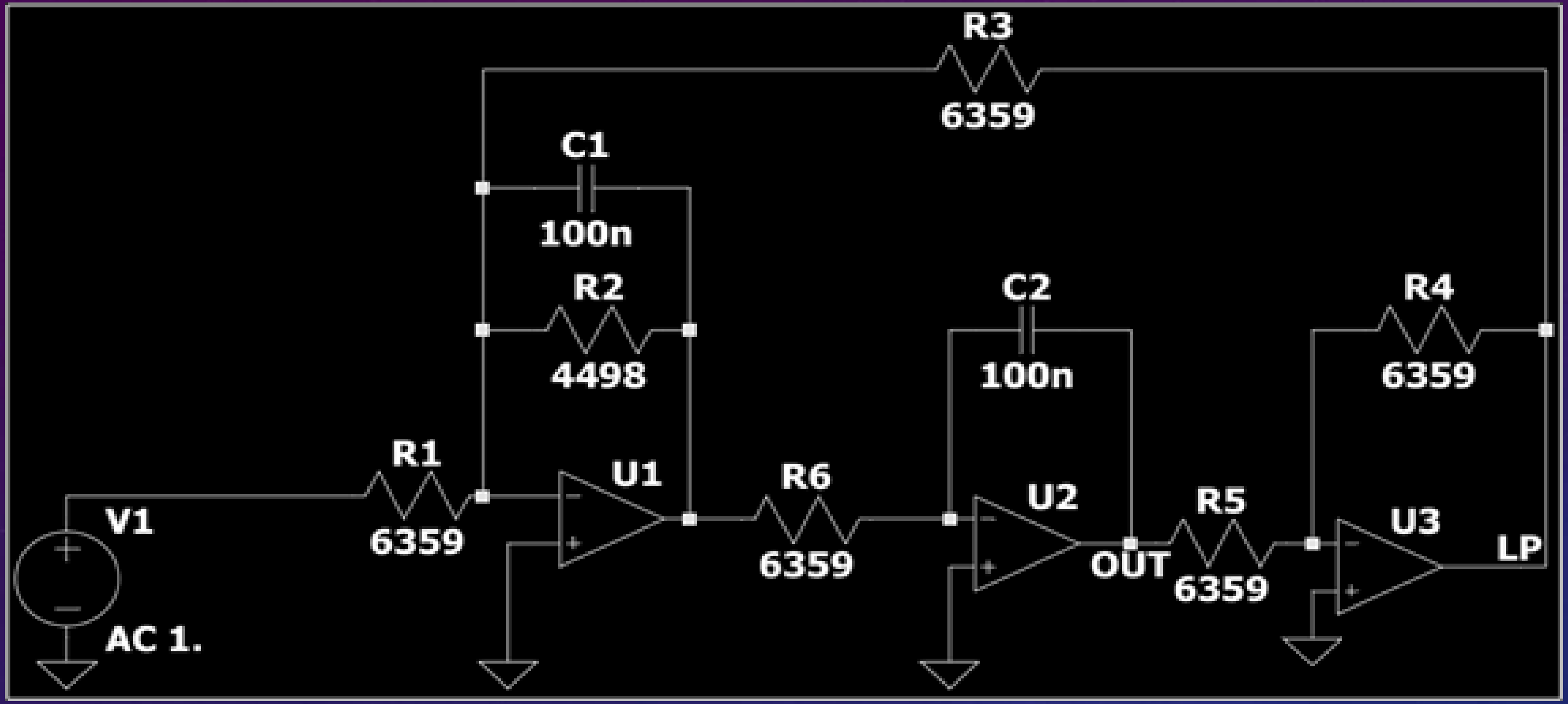
  Essendo il polo negativo, il sistema è stabile.

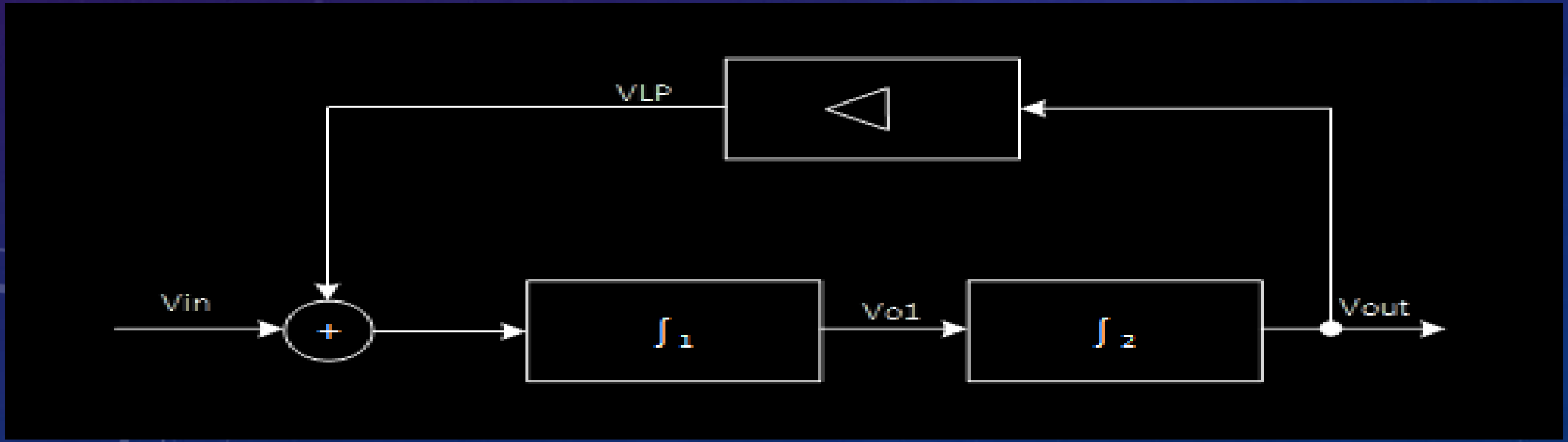
FILTRO PASSA ALTO ELIMINA DC



|H(o)|	|H(∞)|	fo [Hz]	Polo
0	$\frac{R2}{R1+R2}$ $= 0{,}909$	$\frac{1}{2\pi\,(R1+R2)C1}$ $= 0{,}145$	$-\frac{1}{(\mathrm{R1}+\mathrm{R2})\,C1}$ $= -\,0{,}909$

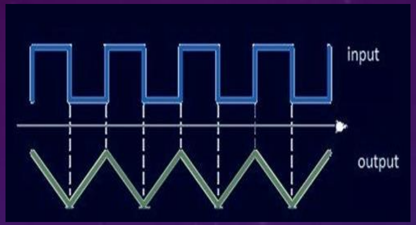
FILTRO PASSA BASSO 250HZ





FILTRO PASSA BASSO 250HZ

- Il sistema è formato in catena diretta da due integratori ∫1 con un polo reale negativo e ∫2 con un polo nell'origine ed in retroazione è presente un buffer invertente Δ .



∫

- Calcoliamo la funzione di trasferimento del primo integratore ∫1 = Vo1/Vi1; per il cortocircuito virtuale dei due ingressi dell'Opamp V- è a massa eguagliamo le correnti:

$$\frac{Vi1(s)}{R1} = -\frac{Vo1(s)}{\frac{R2\frac{1}{sC1}}{R2+\frac{1}{sC1}}}$$ da cui $$\frac{Vo1(s)}{Vi1(s)} = -\frac{R2}{R1}\, x\, \frac{1}{1+sR2C1}$$

- Usiamo il principio di sovrapposizione degli effetti

(sistema lineare scomponendo H1 per l'ingresso Vin e per l'ingresso VLP)

$$H1\_Vin(s) = \frac{Vo1(s)}{Vin(s)} = -\frac{R2}{R1} \cdot \frac{1}{1+sR2C1}$$

$$H1\_VLP(s) = \frac{Vo1(s)}{VLP(s)} = -\frac{R2}{R3} \cdot \frac{1}{1+sR2C1}$$

FILTRO PASSA BASSO 250HZ

$$H2(s) = \frac{Vout(s)}{Vo1(s)} = -\frac{1}{sR6C2} \quad H3(s) = \frac{VLP(s)}{Vout(s)} = -\frac{R4}{R5}$$

$$Vout(s) = \boldsymbol{H2}(s)\ x\ Vo1(s)$$

$$Vo1(s) = \boldsymbol{H1\_Vin}(s)\ x\ Vin(s) + \boldsymbol{H1\_VLP}(s)\ x\ VLP(s)$$

$$Vout(s) = \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_Vin}(s)\ x\ Vin(s) + \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_VLP}(s)\ x\ VLP(s)$$

$$VLP(s) = \boldsymbol{H3}\ (s)\ x\ Vout(s)$$

$$Vout(s) = \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_Vin}(s)\ x\ Vin(s) + \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_VLP}(s)\ x\ \boldsymbol{H3}\ (s)\ x\ Vout(s)$$

$$\left(1 - \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_VLP}(s)\ x\ \boldsymbol{H3}(s)\right)\ x\ Vout(s) = \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H1\_Vin}(s)\ x\ Vin(s)$$

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{\boldsymbol{H1\_Vin}(s)\ x\ \boldsymbol{H2}(s)}{1 - \boldsymbol{H1\_VLP}(s)\ x\ \boldsymbol{H2}(s)\ x\ \boldsymbol{H3}(s)}$$

FILTRO PASSA BASSO 250HZ

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{\left(-\frac{R2}{R1}\,x\,\frac{1}{1+sR2C1}\right)\,x\,\left(-\frac{1}{sR6C2}\right)}{1-\left(-\frac{R2}{R3}\,x\,\frac{1}{1+sR2C1}\right)\,x\,\left(-\frac{1}{sR6C2}\right)\,x\,\left(-\frac{R4}{R5}\right)} = \frac{\frac{R2}{R1}\,x\,\frac{1}{1+sR2C1}\,x\,\frac{1}{sR6C2}}{1+\frac{R2R4}{R3R5}\,x\,\frac{1}{1+sR2C1}\,x\,\frac{1}{sR6C2}}$$

- Moltiplicando numeratore e denominatore per $(1+sR2C1)$ x $sR6C2$ e dividendo numeratore e denominatore per $R2R6C1C2$ si ottiene la formulazione definitiva

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{\frac{1}{R1R6C1C2}}{s^2+\frac{1}{R2C1}s+\frac{R4}{R3R5R6C1C2}}$$

- La forma canonica di una f.d.t per filtro p.b: $\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{TLP(0)\omega o^2}{s^2+\frac{\omega o}{Q}\;s+\;\omega o^2}$

$\left|\frac{Vout(0)}{Vin(0)}\right| = TLP(0) = \frac{R3R5}{R1R4}$, e $\left|\frac{Vout(infinito)}{Vin(infinito)}\right| = TLP(infinito) = 0$

$\omega o = \sqrt{\frac{R4}{R3R5R6C1C2}}$ e $\frac{\omega o}{Q} = \frac{1}{R2C1}$ --> $Q = R2C1\sqrt{\frac{R4}{R3R5R6C1C2}}$

I poli si ottengono dalle soluzioni dell'equazione $s^2+\frac{\omega o}{Q}\;s+\;\omega o^2 = 0$

FILTRO PASSA BASSO 250HZ

- Soluzioni: $s = -\frac{\omega o}{2Q}\left(1 \pm \sqrt[2]{1-4\,Q^2}\right)$

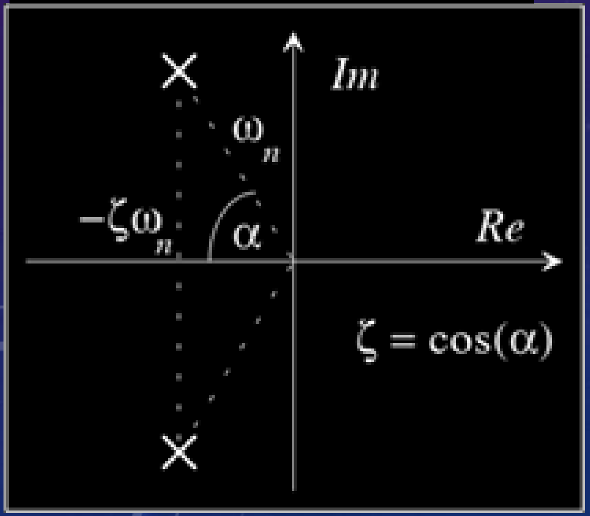
➢ Se $1 - 4Q^2 > 0$ --> Q < 1/2 i poli sono reali disgiunti.
➢ Se $1 - 4Q^2 = 0$ --> Q = 1/2 i poli sono reali coincidenti.
➢ Se $1 - 4Q^2 < 0$ i poli sono complessi coniugati.

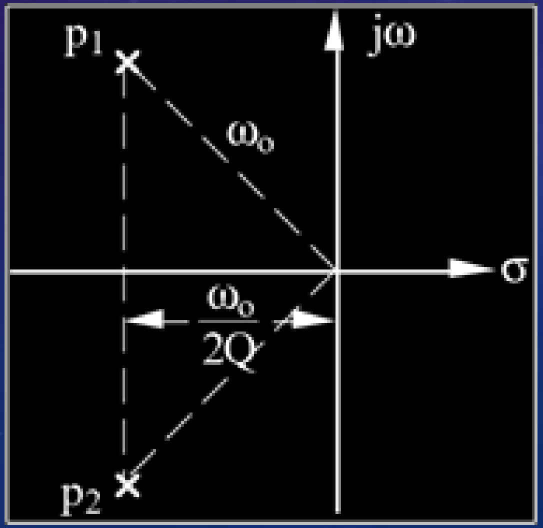
- Affinché vi sia stabilità la parte reale dei poli deve essere negativa.

$$\mathrm{P1,2(j\omega)} = -\frac{1}{2R2C1}\left(1 \pm j\sqrt{4\,\frac{R2^2C1R4}{R3R5R6C2} - 1}\right)$$

Rappresentazione dei poli complessi coniugati in funzione dei parametri Ŝ e $Q = \frac{1}{2\,\hat{S}}$

$s = \sigma + j\omega$ (pulsazione complessa)





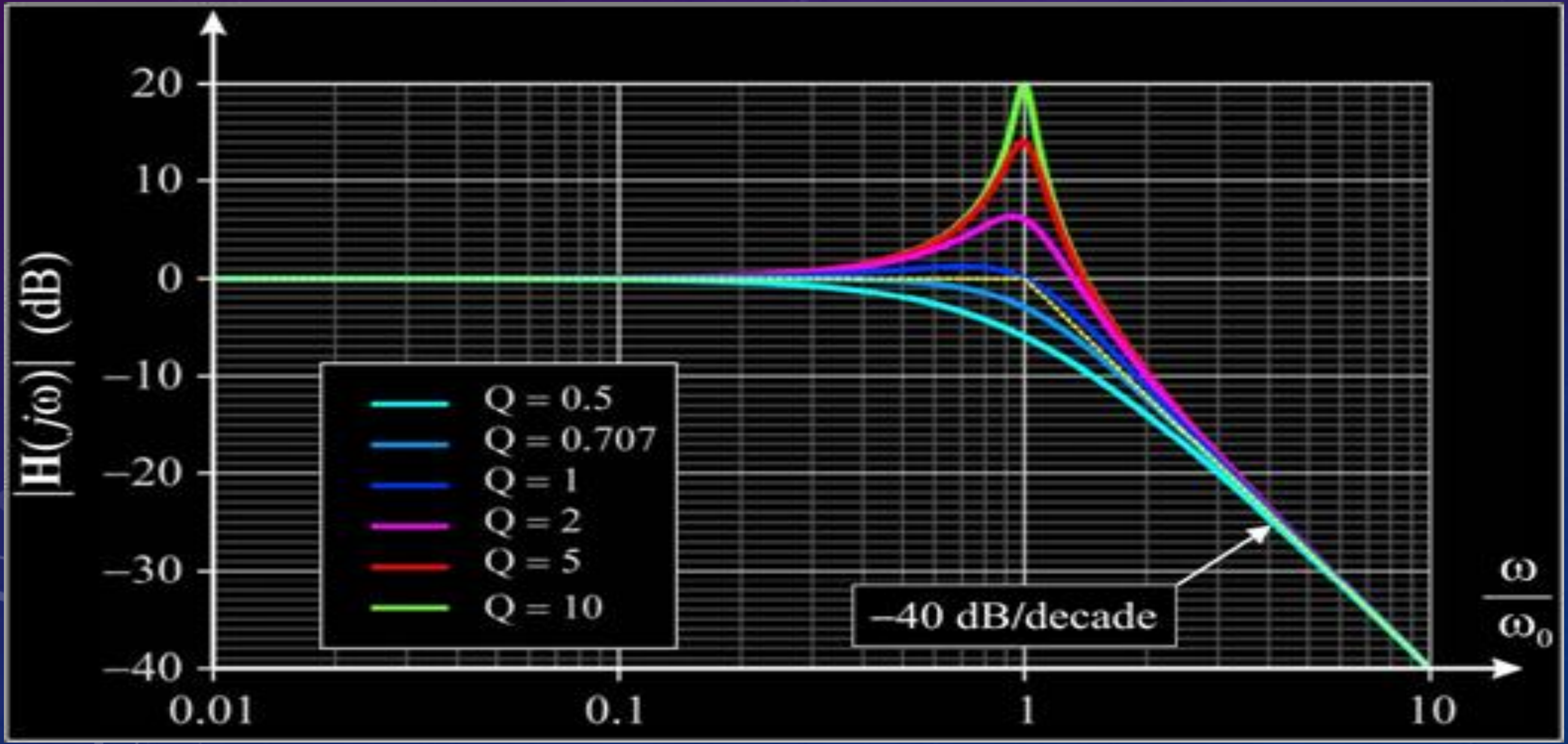
FILTRO PASSA BASSO 250HZ

Passando al dominio della trasformata di Fourier s --> jω

$|\frac{Vout(s)}{Vin(s)}| = |\frac{TLP(0)\omega o^2}{-\omega^2+\frac{\omega o}{Q}\ j\omega+\ \omega o^2}|$ per $\omega = \omega_o$ $|\frac{Vout(s)}{Vin(s)}| = |TLP(0)\ x\ Q|$

Se $Q = 1/\sqrt[2]{2}$ 20 log $|\frac{Vout(s)}{Vin(s)}| = 20\ log|TLP(0)| + 20\ log\ Q = \ TLP(0)dB - \ 3dB$

Valore del modulo della f.d.t. alla frequenza di taglio -> $Q = 1/\sqrt[2]{2}$ = 0,707 è il valore più alto di Q senza sovraelongazione.



FILTRO PASSA BASSO 250HZ

- Sostituendo i valori per la 250Hz R = R1 = R3 = R4 = R5 = R6 = 6359 Ω R2 = 4498 Ω
C1 = C2 = C = 100 nF

$$\left|\frac{Vout(0)}{Vin(0)}\right| = TLP(0) = 1 \qquad \left|\frac{Vout(infinito)}{Vin(infinito)}\right| = 0$$

$$\omega o = \frac{1}{R\,C} = \frac{1}{6359\ x\ 10^{-7}} = 1572 \qquad fo = \frac{\omega o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\,R\,C} = 250{,}19$$

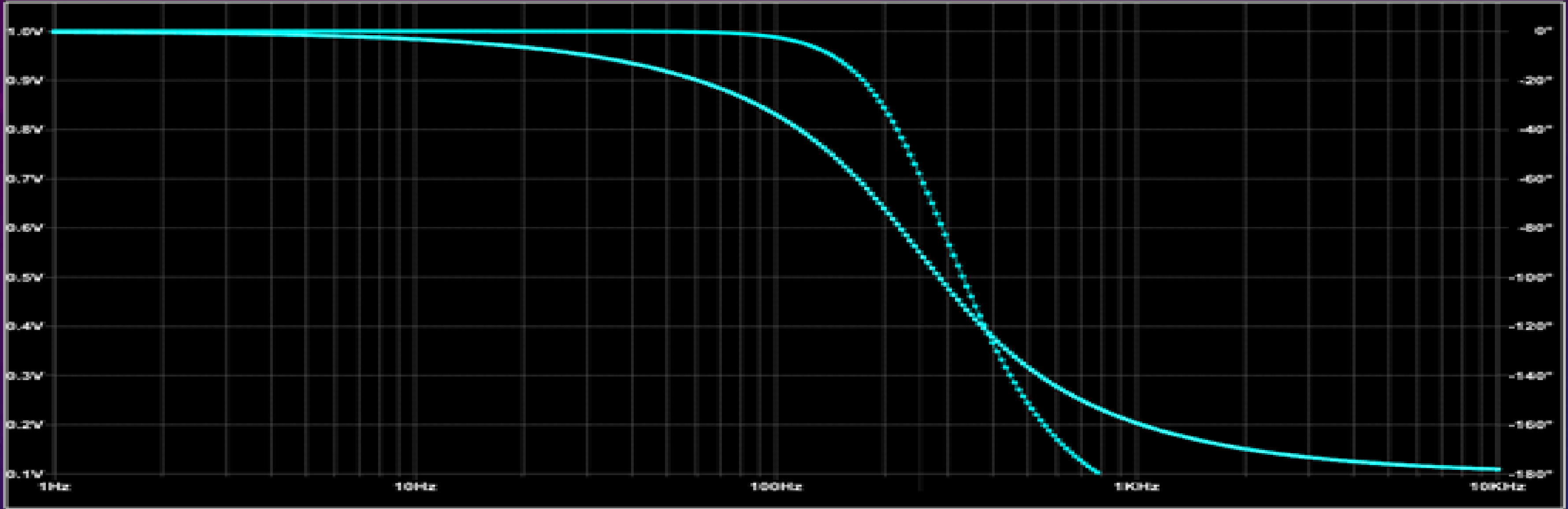
$$Q = \frac{R2}{R} = \frac{4498}{6359} = 0{,}707 \sim 1/\sqrt{2}$$

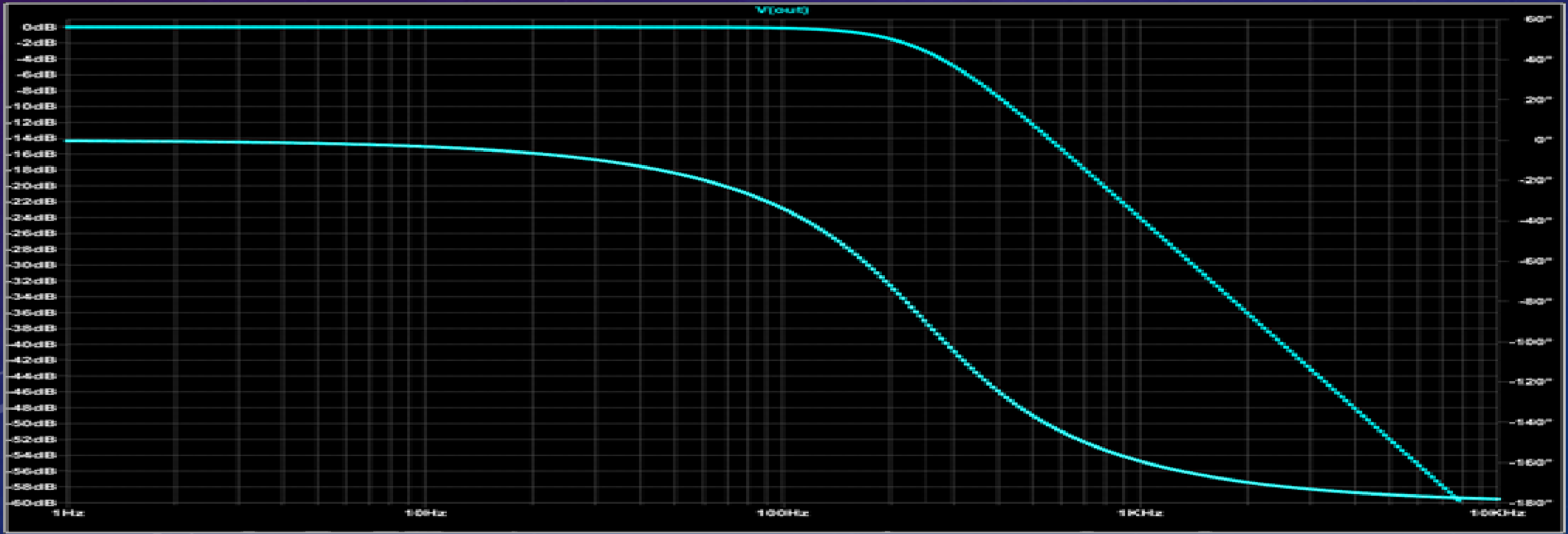
- Per la verifica della stabilità

$$\mathrm{P1{,}2(j\omega)} = -\frac{1}{\mathrm{2\ x\ R2C}}\left(1 \pm j\sqrt{4\left(\frac{R2}{R}\right)^2 - 1}\right) \sim -\frac{1}{\mathrm{2\ x\ R2C}}(1 \pm j) = -1111{,}60\,(1 \pm j)$$

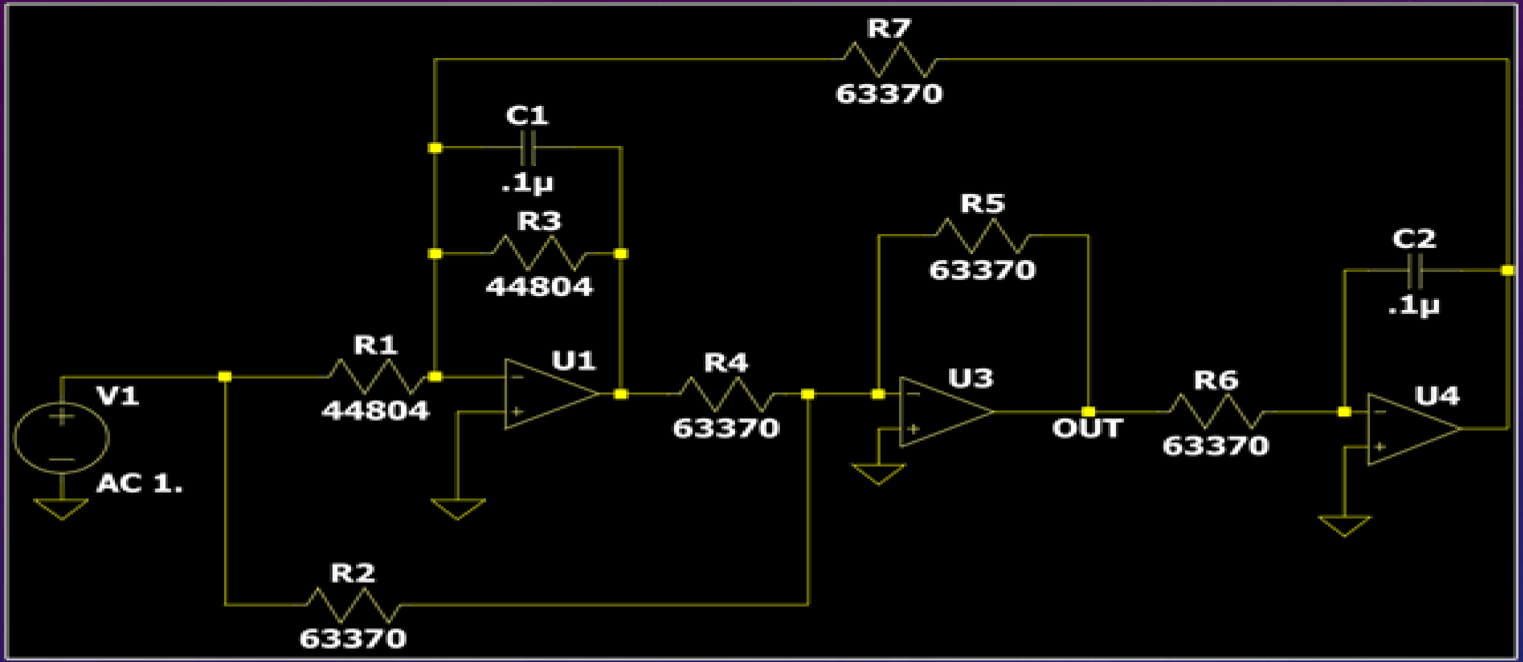
- La parte reale è negativa e quindi il sistema è stabile.

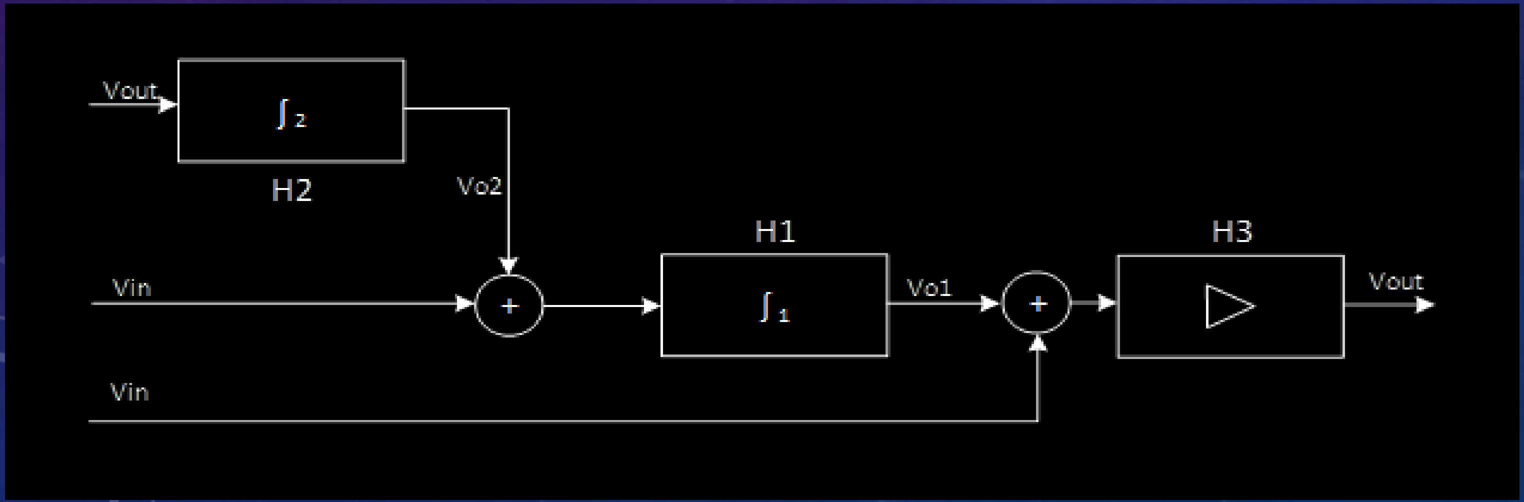
FILTRO PASSA BASSO 250HZ





FILTRO PASSA ALTO 25HZ





FILTRO PASSA ALTO 25HZ

F.d.t ∫1 $H1\_Vin(s) = \frac{Vo1(s)}{Vin(s)} = -\frac{R3}{R1}\, x\, \frac{1}{1+sR3C1}$ o $H1_{Vo2(s)} = \frac{Vo1(s)}{Vo2(s)} = -\frac{R3}{R7}\, x\, \frac{1}{1+sR3C1}$

F.d.t ∫2 $H2(s) = \frac{Vo2(s)}{Vout(s)} = -\frac{1}{sR6C2}$

F.d.t buffer è la seguente a seconda di dove provenga l'ingresso:

$H3\_Vo1(s) = \frac{Vout(s)}{Vo1(s)} = -\frac{R5}{R4}$ $H3\_Vin(s) = \frac{Vout(s)}{Vin(s)} = -\frac{R5}{R2}$

$$Vout(s) = \boldsymbol{H3\_Vo1}(s)\, x\, Vo1(s) + \boldsymbol{H3\_Vin}(s)\, x\, Vin(s)$$

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{\boldsymbol{H1\_Vin}(s) x \boldsymbol{H3\_Vo1}(s) + \boldsymbol{H3\_Vin}(s)}{1 - \boldsymbol{H1\_Vo2}(s) x \boldsymbol{H2}(s) x \boldsymbol{H3\_Vo1}(s)}$$

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = \frac{\left(-\frac{R3}{R1}\, x\, \frac{1}{1+sR3C1}\right) x \left(-\frac{R5}{R4}\right) + \left(-\frac{R5}{R2}\right)}{1 - \left(-\frac{R3}{R7}\, x\, \frac{1}{1+sR3C1}\right) x \left(-\frac{1}{sR6C2}\right) x \left(-\frac{R5}{R4}\right)}$$

FILTRO PASSA ALTO 25HZ

$$\frac{Vout(s)}{Vin(s)} = -\frac{\frac{R5}{R2}s^2 + \frac{1}{R3C1}\left(\frac{R5}{R2} - \frac{R3R5}{R1R4}\right)s + 0}{s^2 + \frac{1}{R3C1}s + \frac{R5}{R4R6R7C1C2}}$$

$$\left|\frac{Vout(0)}{Vin(0)}\right| = 0 \qquad \left|\frac{Vout(infinito)}{Vin(infinito)}\right| = \frac{R5}{R2}$$

Il denominatore contiene i valori per la pulsazione di taglio ωo e il fattore di merito del filtro Q

$$s^2 + \frac{\omega o}{Q}s + \omega o^2 = s^2 + \frac{1}{R3C1}s + \frac{R5}{R4R6R7C1C2}$$

Pe cui $\omega o = \sqrt{\frac{R5}{R4R6R7C1C2}}$ e Q = $\omega o\ x\ R3C1 = \sqrt{\frac{R3^2R5C1}{R4R6R7C2}}$

I poli della funzione si ottengono dalle soluzioni dell'equazione di secondo grado del denominatore e cioè dalla soluzione di

$$s^2 + \frac{\omega o}{Q}\ s + \ \omega o^2 = 0$$

FILTRO PASSA ALTO 25HZ

$s = -\frac{\omega o}{2Q}\left(1 \pm \sqrt[2]{1 - 4\,Q^2}\right)$ oppure $s = -\frac{\omega o}{2Q}\left(1 \pm j\,\sqrt[2]{4\,Q^2 - 1}\right)$ se si vuole far comparire esplicitamente la parte immaginaria.

- Se $1 - 4Q^2 > 0$ --> Q < $1/2$ i poli sono reali disgiunti.
- Se $1 - 4Q^2 = 0$ --> Q = $1/2$ i poli sono reali coincidenti.
- Se $1 - 4Q^2 < 0$ i poli sono complessi coniugati.

Affinché vi sia stabilità la parte reale dei poli deve essere negativa.

$$\mathrm{P1{,}2(j\omega)} = -\frac{1}{\mathrm{2R3C1}}\left(1 \pm j\,\sqrt[2]{4\,\frac{R3^2R5C1}{R4R6R7C2} - 1}\right)$$

1. Applicazione BACC

Ra = R1 = R3 = 44804 Ω

Rb = R2 = R4 = R5 = R6 = R7 = 63370 Ω

C = C1 = C2 = 0,1uF = 100nF

FILTRO PASSA ALTO 25HZ