

Relazione seconda esercitazione

Causa Lorenzo, Vigna Riccardo

1 Progettazione filtro passa-banda di Sallen-key

Il circuito trattato è un filtro attivo passa-banda di secondo ordine, con poli complessi coniugati

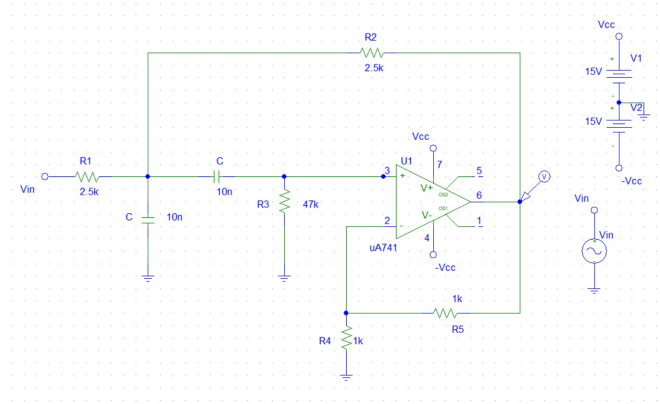


Figure 1: schema realizzativo passa-banda sallén-key

Partendo dall'equazione in laplace di un sistema del secondo ordine del tipo

$$T(s) = \frac{ks}{s^2 + 2\xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (1)$$

si ricavano le formule di banda a 3dB, frequenza centrale e guadagno in centro banda:

$$f_{centr} = \frac{\sqrt{(G1 + G2)G3}}{2C\pi} \quad (2)$$

$$Banda = \frac{1}{2C\pi} \left[(G1 + G2) + 2G3 - \frac{G2}{\beta} \right] \quad (3)$$

$$H_0 = \frac{\frac{G1}{\beta}}{(G1 + G2) + 2G3 - \frac{G2}{\beta}} \quad (4)$$

1.1 Progettazione al simulatore

Dalle formule sopra indicate si scelgono i valori dei componenti per rispettare le specifiche. Imponendo $R1 = R2 = R$ e $\beta = 0.5$ ($R4 = R5 = 1k\Omega$) la formula della banda diventa: $Banda = \frac{G^3}{C\pi}$. Si sono quindi scelte una frequenza centrale di 2kHz e una capacità $C=10nF$, che insieme alla specifica imposta per il fattore di merito $Q=3$ ci permette di ricavare i valori dei componenti: da $Banda = \frac{f_{centr}}{Q}$ si ricava $Banda=660Hz$ e di conseguenza si trova $R3 = \frac{1}{C\pi Banda} = 48k\Omega$, che si approssima al valore commerciale $47K\Omega$. Dalla formula di f_{centr} ricavo infine $R = 2.5k\Omega$.

Le seguenti simulazioni sono eseguite con $V_{in}=0.1V$ e alimentazione duale con $V_{cc}=15V$. La modalità di simulazione è l'AC sweep, che consente di visualizzare l'ampiezza dell'uscita in funzione della frequenza. In figura 2 è mostrata la frequenza centrale, che risulta leggermente spostata a destra, ma di una quantità accettabile dovuta ad approssimazioni. In figura 3 si esplicita la larghezza di banda (indicata con il dif nella tabella dei cursori) e risulta praticamente identica a quella dei calcoli.

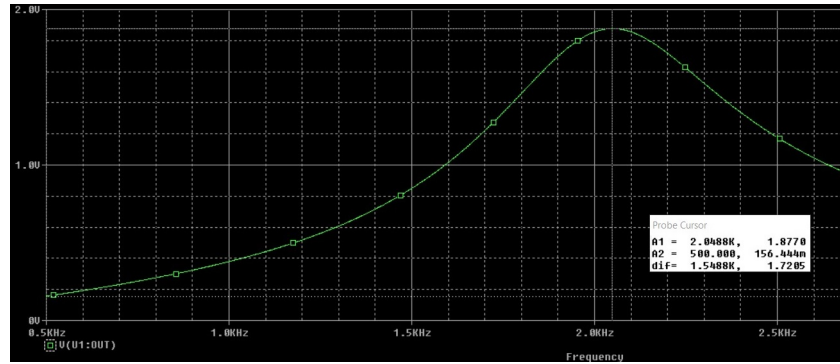


Figure 2: $f_{centr} = 2.049kHz$, $V_{out} = 1.877V$ ($Gain = 18.77$)

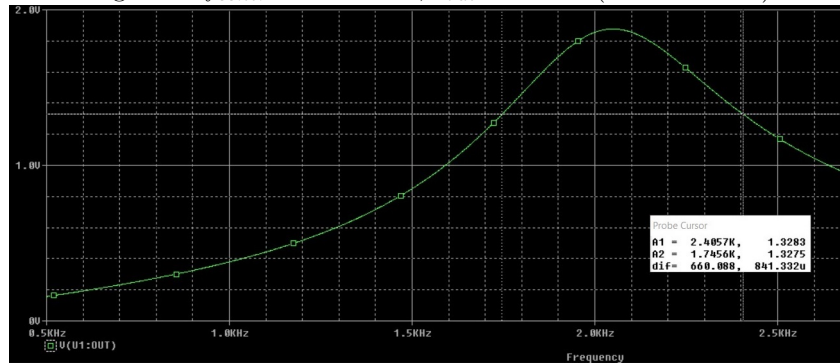


Figure 3: $Banda = 660Hz(2405Hz - 1745Hz)$

1.2 Aumento guadagno in centro banda

Per avere un guadagno in centro banda maggiore di 40 si modifica leggermente $R5$, portandola al valore $R5 = 1.06k\Omega$ che porta $\beta = 0.485$

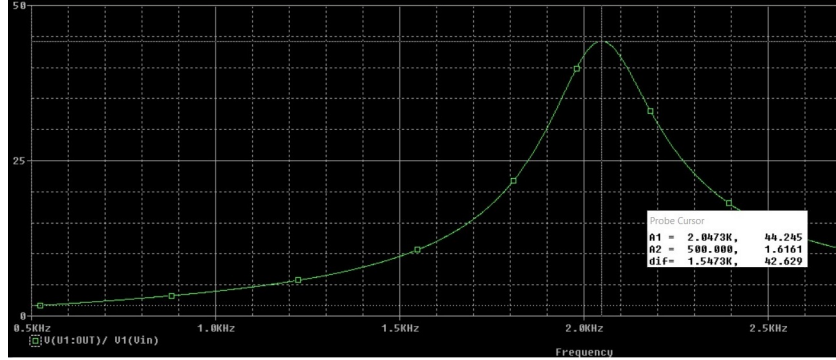


Figure 4: $f_{centr} = 2.047kHz$, $Gain = 44.25$ ($V_{out} = 4.425$)

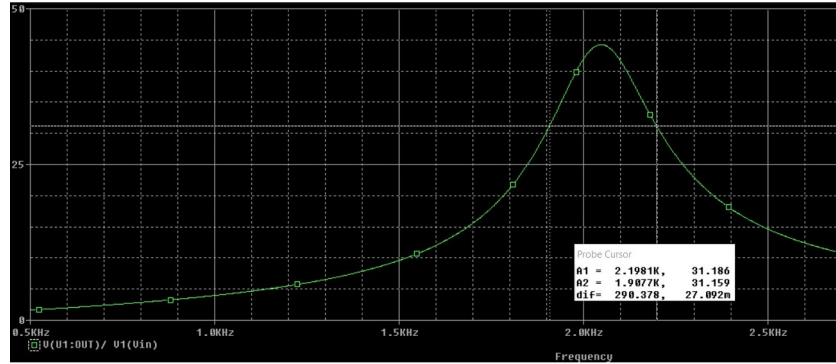


Figure 5: $Banda = 290Hz(2198Hz - 1907Hz)$

Mettendo a confronto con le simulazioni precedenti notiamo, oltre che a un aumento del guadagno, un restringimento della banda. Il prodotto banda guadagno in questo caso è pari a $Gain - Bandwidth_{1,2} = 44 * 290 = 12760$. Nel caso esaminato nel punto 1.1 $Gain - Bandwidth_{1,1} = 19 * 660 = 12540$. Trascurando piccoli errori di misurazione e approssimazioni si nota come i due valori siano molto vicini. Il fatto che il prodotto banda guadagno rimanga costante vale entro i limiti di stabilità, fortemente dipendenti dal variare del parametro β .

1.3 Condizione di instabilità

Partiamo dalla formula per la condizione di instabilità: $\frac{R5}{R4} \leq 1 + \frac{2R}{R3}$. Ci poniamo ai suoi limiti (la disuguaglianza diventa uguaglianza) e ricaviamo $\frac{R5}{R4} = 1.1$; per valori maggiori il circuito risulterà instabile.

Per verificare la correttezza di questa condizione si è effettuata una simulazione transiente(temporale).

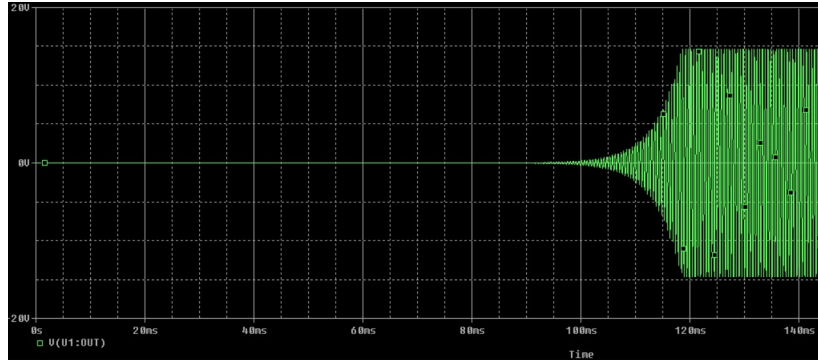


Figure 6: transiente divergente

Nel caso in figura si è usata una $R5 = 1.12k\Omega$. L'instabilità comincia a un valore inferiore di $R5$ (circa $R5 = 1.11k\Omega$) ma il grafico risulta poco chiaro per la lentezza nel divergere, in quanto i poli complessi coniugati risultano nel semipiano destro, ma molto vicini all'asse con conseguenza il transiente lento.

2 Costruzione in laboratorio

2.1 Costruzione filtro

Scegliamo come ingresso una tensione sinusoidale con $V_{in}=0.1$ di picco. Si mantiene come in simulazione l'alimentazione a 15V. Resistenze e capacità si sono mantenute uguali, a meno delle tolleranze di fabbricazione. Come unica differenza rispetto al circuito simulato, $R5 = R4 = 10k\Omega$ e in serie a $R5$ si è aggiunto un trimmer da $10k\Omega$. Questo per decrementare progressivamente il valore di β . Notare che i resistori $R4$ e $R5$ sono stati scelti con valori effettivi simili tra loro (ovvero tenendo conto della tolleranza) poichè piccoli discostamenti del loro rapporto possono portare a instabilità. Per far ciò si sono misurati i valori reali con un ohmetro: $R4 \sim R5 \sim 10.4k\Omega$.

2.2 Misure reali

Si considera in questo caso il trimmer a fine corsa con resistenza nulla. Per trovare la frequenza centrale, ovvero dove si ha il massimo guadagno, abbiamo aumentato progressivamente la frequenza del segnale di ingresso. Si può notare che questa procedura è equivalente all'analisi in frequenza del simulatore(AC sweep). La frequenza per cui il segnale di uscita risulta maggiore è quella centrale. A questo punto tramite l'oscilloscopio abbiamo verificato che:

$$\begin{aligned}
f_{centr} &= 2.1kHz \\
f_{up} &= 2.4kHz \\
f_{low} &= 1.8kHz \\
Banda &= f_{up} - f_{low} = 600Hz \\
Gain &= 20
\end{aligned}$$

Rispetto ai dati trovati tramite simulazione la f_{centr} è leggermente maggiore ma comunque molto simile, così come il guadagno. La larghezza di banda è inferiore a quella simulata ,seppur non di molto.

2.3 Limite stabilità

Abbiamo ora aumentato gradualmente il guadagno, variando il trimmer in serie a R5. Questo procedimento è l'analogo realizzativo di quanto è stato fatto nel punto 1.3, dove si è modificato il valore di R5, e di conseguenza anche in questo caso il circuito si avvicina alla condizione di instabilità. Il valore del trimmer per cui il sistema inizia ad essere instabile è $R_{tr} \sim 1.15k\Omega$. Da questo valore in poi i poli si trovano nel semipiano destro e l'operazionale satura. Il valore del trimmer non corrisponde perfettamente alle nostre attese, probabilmente a causa delle tolleranze delle resistenze, ma anche a causa della difficoltà nel prendere una misura precisa. Sarebbe stato opportuno sceglierne uno con un valore più basso, per garantire una misura più accurata. Abbiamo infine notato come il circuito assume valore non nullo in uscita (V_{sat}) anche scollegando l'ingresso, poichè è sufficiente un qualunque disturbo esterno per portarlo in saturazione.