

ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

Scuola di Ingegneria e Architettura
Laurea in Ingegneria Elettronica

Progetto di un filtro passa-basso multi-stadio

Studente:

Andrea Castronovo (1029122)

Docente:

Prof. Federica Zonzini

Prof. Guido Masetti

Progetto di Circuiti e Sistemi Analogici M

Anno accademico 2022–2023

Indice

1	Specifiche	1
2	Sintesi del filtro ideale [1]	2
2.1	Realizzazione con valori numerici di R-C	3
2.1.1	Calcolo ordine e scelta topologia circuitale	3
2.1.2	Determinare i valori di R e C analitici	7
2.1.3	Simulazione schematico con operazionale ideale	8
2.1.4	Verifica del rispetto delle specifiche	8
2.2	Analisi della sensibilità alle variazioni	11
2.3	Realizzazione con valori commerciali di R-C	11
3	Sintesi filtro con operazionale reale [1]	13
3.1	Realizzazione con valori numeri di R-C	13
3.2	Analisi della sensibilità alle variazioni	15
3.3	Realizzazione con valori commerciali di R-C	15
4	Variazioni [1]	16
4.1	Sintesi del filtro ideale	16
4.1.1	Realizzazione con valori numerici di R-C	16
4.1.2	Analisi della sensibilità alle variazioni	20
4.1.3	Realizzazione con valori commerciali di R-C	21
4.2	Sintesi del filtro con operazionale ad un polo	21
4.2.1	Realizzazione con valori numeri di R-C	21
4.2.2	Analisi della sensibilità alle variazioni	22
4.2.3	Realizzazione con valori commerciali di R-C	22
	Conclusioni	23

Capitolo 1

Specifiche

- **A_{max}: 2 [dB]**
massimo ripple in banda passante.
- **A_{min}: 25 [dB]**
attenuazione minima in banda attenuata.
- **f_p: 10 [kHz]**
limite dx della banda passante.
- **f_s: 15 [kHz]**
limite sx della banda attenuata.
- **Type: Chebyshev**
tipologia del filtro da implementare.
- **DC gain: 8**
guadagno in banda passante
- **Tol.R: 5%**
tolleranza percentuale sui valori di resistenza.
- **Tol.C: 1%**
tolleranza percentuale sui valori di capacità.

Capitolo 2

Sintesi del filtro ideale [1]

La prima specifica da prendere in considerazione è quella che definisce la tipologia del filtro, fin da subito possiamo fare alcune considerazioni. Chebishev è realizzabile ad un ordine (N) inferiore rispetto ad altri tipi (Butterworth, Bessel...ecc) o in altre parole a parità di ordine presenta una banda di transizione più stretta. Piatto in banda attenuata presenta però lo svantaggio di mostrare fluttuazioni (ripple) d'ampiezza in banda passante o viceversa se Chebishev di tipo 2.[2]

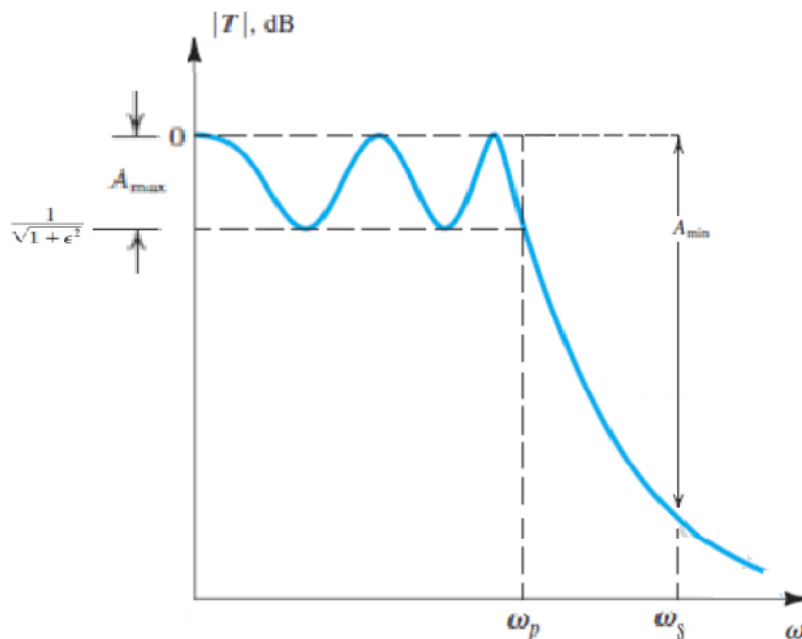


Figura 2.1: Diagramma delle ampiezze filtro di Chebishev (tipo 1)

L'obiettivo di progetto sarà quindi quello di realizzare il filtro passa-basso di Chebishev, tipo 1, minimizzando inizialmente i costi poi adottando scelte che portino miglioramenti circuitali nel rispetto delle specifiche richieste.

2.1 Realizzazione con valori numerici di R-C

In prima istanza andiamo a fare i calcoli analitici e le stime numeriche per la progettazione ideale del filtro passa-basso del secondo ordine, adottando per semplicità scelte topologiche motivate ma uniformi; sarà compito dei prossimi capitoli di perfezionare tali scelte. Si provvederà poi ad istanziare lo schematico ideale per verificare la validità delle specifiche richieste.

2.1.1 Calcolo ordine e scelta topologia circuitale

Sfruttando la funzione di Matlab "*cheb1ord()*" viene calcolato l'ordine minimo del filtro che rispetti le specifiche richieste. [3]

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Author: Andrea Castronovo
% Description: Low-Pass filter with Chebishev first type (flat
%             attenuation band) by specif.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clc;
clear;
close all;
%Spec.-----
Amax = 2; %dB
Amin = 25; %dB
    %InOrder with Matlab Syntax
    Rp = Amax;
    Rs = Amin;
    %-----
fp = 10*10^3; %Hz
fs = 15*10^3; %Hz
Wp = 2*pi*fp; %rad/s
Ws = 2*pi*fs; %rad/s

%Filter order and cutoff frequency-----
[N,] = cheb1ord(Wp,Ws,Rp,Rs,'s');
```

Si ottiene $N = 4$ come ordine del filtro.

A questo punto sempre grazie ad un'altra funzione Matlab "*cheby1()*" si cercano i valori dei poli della funzione di trasferimento.[4]

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Author: Andrea Castronovo
% Description: Low-Pass filter with Chebishev first type (flat
%             attenuation band) by specif.
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%Empty zeros, poles and gain of transfer function---
[z,p,k] = cheby1(N,Rp,Wp,'s');
```

Si ottengono così due coppie di poli complessi coniugati

$$p_{1,2} = -15910.2960898258 \pm 24931.4976027703i = -w_p(0.2532 \mp 0.3968i)$$

$$p_{3,4} = -6590.26042177749 \pm 60189.9596428804i = -w_p(0.1049 \mp 0.9580i)$$

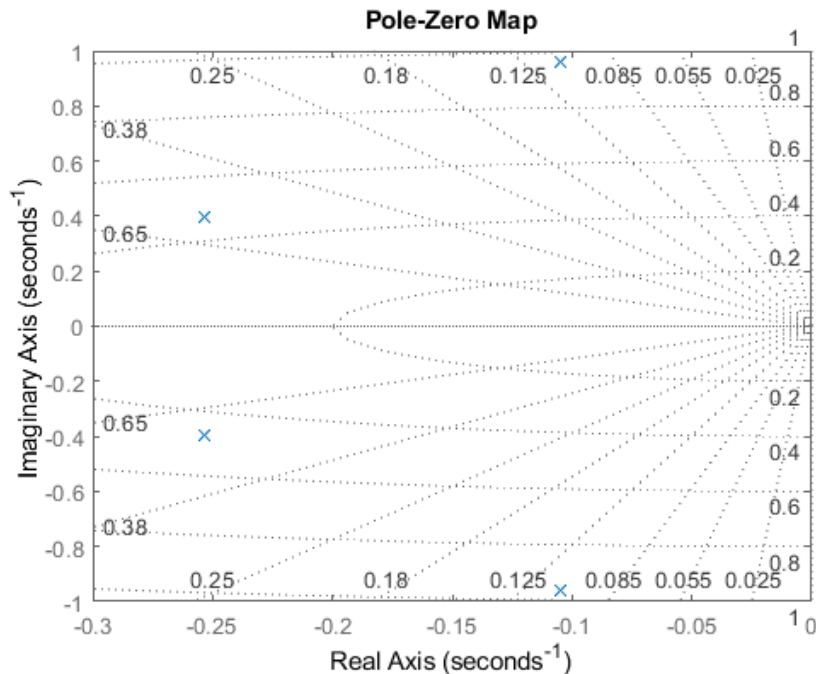


Figura 2.2: Rappresentazione dei poli sul piano

Ottenute le due coppie di poli complessi coniugati si sceglie quindi di utilizzare due circuiti che realizzino filtraggio del secondo ordine (LCR, Biquad a singolo amplificatore o complessi...ecc) così da progettare un filtraggio totale pari a quattro, come ottenuto sopra. In particolare si andrà ora a stimare il coefficiente di qualità Q e la pulsazione di taglio w_0 per i due circuiti, partendo dalle equazioni caratteristiche delle funzioni di trasferimento ottenute dalle due coppie di poli.

Partendo dalla funzione di trasferimento generale di un filtro passa-basso del secondo ordine

$$T(s) = \frac{a_0}{s^2 + \frac{w_0}{Q}s + w_0^2}$$

Si ottiene l'equazione generale che definisce ogni coppia di poli complessi coniugati

$$p_{k,n} = -\frac{w_0}{2Q} \pm iw_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}$$

Eguagliando l'equazione generale dei poli con l'equazione dei poli complessi coniugati precedentemente trovati, per ogni coppia, possiamo ricavare Q e w_0

Poles	Q	w ₀	f ₀ [kHz]
$p_{3,4}$	4.593875513481549	60549.67195814040	9.637
$p_{1,2}$	0.9294489676436693	29575.61655118734	4.707

A questo punto svolti i calcoli e stimati i parametri di progetto si passa alla scelta della topologia circuitale dei due filtri del secondo ordine.

Per rispettare la scelta fatta inizialmente di minimizzare i costi di progetto non verrà preso in considerazione il filtro *risonatore LCR* poiché si ha un numero elevato di componenti per poter realizzare l'induttore (circuiti di Antoniou); si prenderanno quindi in considerazione i filtri **Biquad**

- Circuito $p_{3,4}$:
considerando il valore medio-alto di Q che bisogna realizzare, si potrebbe escludere una soluzione *Sallen & Key "Lazy"* per evitare la sensibilità di Q rispetto a variazioni di R . Si potrebbe quindi pensare di realizzare una topologia **Sallen & Key "Smart"** o addirittura **Tow Thomas** poiché avendo Q medio alto si hanno valori $\frac{C_2}{C_4} \approx 84.64$ medio elevati.

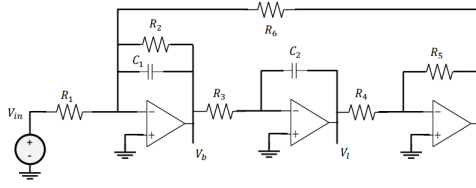


Figura 2.3: Tow Thomas

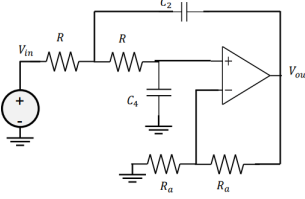


Figura 2.4: Sallen & Key "Smart"

- Circuito $p_{1,2}$:
al contrario di quanto discusso nel punto sopra, in questo circuito il Q è molto basso pertanto si potrebbe puntare proprio su una soluzione **Sallen & Key "Lazy"**.

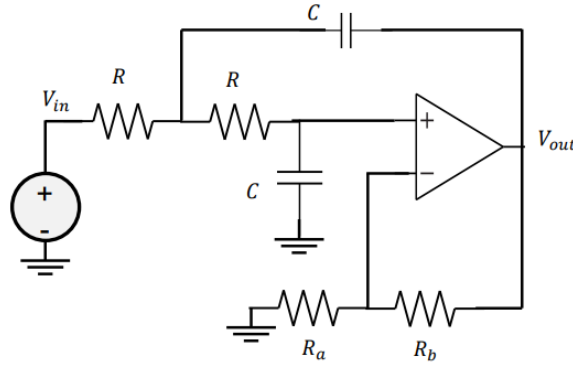


Figura 2.5: Sallen & Key "Lazy"

Fatte le dovute considerazioni, come accennato a inizio sottocapitolo, si andrà però a fare una scelta uniforme per entrambi i circuiti. Pertanto, in questo momento, la scelta sarà quella di trovare una soluzione che sia un punto d'incontro fra le considerazioni sopra elencate; per questo motivo si è scelto di adottare una topologia **S&K "Smart"** così che sia una via di mezzo per il 1° e 2° circuito.

Sicuramente non è la scelta ottimale a livello prestazionale, ma anche a livello di costo perché possiamo già intuire che il guadagno rimarrà unitario dovendo pertanto aggiungere un'ulteriore amplificazione non filtrante. Ma nei prossimi capitoli andremo a concludere il progetto andando a considerare le precisazioni fatte.

2.1.2 Determinare i valori di R e C analitici

Avendo scelto una soluzione "smart" si avrà

$$R = \text{cost}, C_2 \neq C_4, K = 1$$

quindi tre possibili variabili che dobbiamo assegnare per poter soddisfare due specifiche.

Partiamo dalle equazioni di nostro interesse, dettate dalla topologia scelta

$$w_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_2C_4}} \quad \frac{C_2}{C_4} = 4Q^2$$

scegliendo di fissare C_2 ad un valore commerciale prestabilito si troveranno i valori in tabella.

Poles	Q	w_0 [rad/s]	f_0 [kHz]	C_2 [nF]	C_4 [nF]	R [kΩ]
$p_{3,4}$	4.594	60549	9.64	100	1.185	1.517
$p_{1,2}$	0.929	29576	4.71	22	6.373	2.856

L'ultima, ma non meno importante, specifica da tenere in considerazione per la risoluzione analitica è quella del guadagno; avendo scelto come topologia circuitale un "SEK Smart" il guadagno dei due filtri risulterà unitario. Pertanto per poter rispettare la specifica di avere un guadagno pari ad 8 si avrà la necessità di inserire uno stadio in configurazione **non invertente**

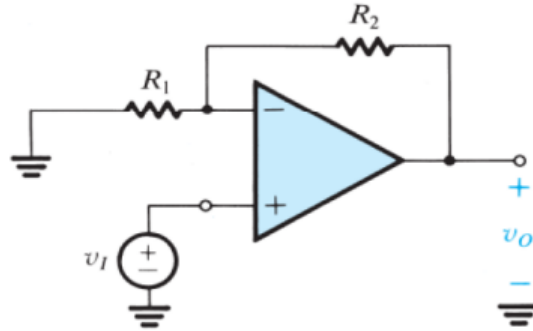


Figura 2.6: Amplificatore in configurazione non invertente

$$G_{DC} = 1 + R_2/R_1 = 8 \mapsto R_2/R_1 = 7 \mapsto \begin{aligned} R_2 &= 33k\Omega \\ R_1 &= 4.714k\Omega \end{aligned}$$

2.1.3 Simulazione schematico con operazionale ideale

A questo punto rimane soltanto da realizzare lo schematico del filtro di Chebyshev all'interno del software di simulazione circuitale. In particolare verranno istanziati in cascata l'amplificatore operazionale a monte e i due filtri del secondo ordine a valle, adottando come criterio di precedenza dei circuiti il **valore di Q crescente**;

in questo modo se il segnale d'ingresso lavora a frequenze prossime a quella di smorzamento non si avranno overshooting dell'amplificazione poiché quelle a Q elevato sono attenuate dal filtro che hanno a monte.

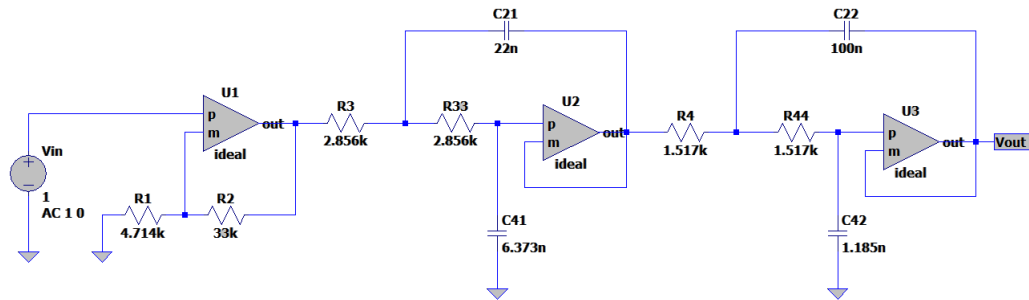


Figura 2.7: Schematico filtro di Chebyshev 4° ordine

2.1.4 Verifica del rispetto delle specifiche

Per verificare il rispetto delle specifiche, quindi in particolare di A_{\max} , A_{\min} e G_{DC} , è necessario fare una simulazione **AC analysis** mostrando il grafico della tensione d'uscita al variare della frequenza da 10Hz a 100kHz.

- $G_{DC} = 8$

Inteso come il guadagno in banda passante, verificabile come valore d'ampiezza del segnale d'uscita a frequenza nulla; si assume 10Hz come frequenza nulla, poiché 0Hz risulta ideale.

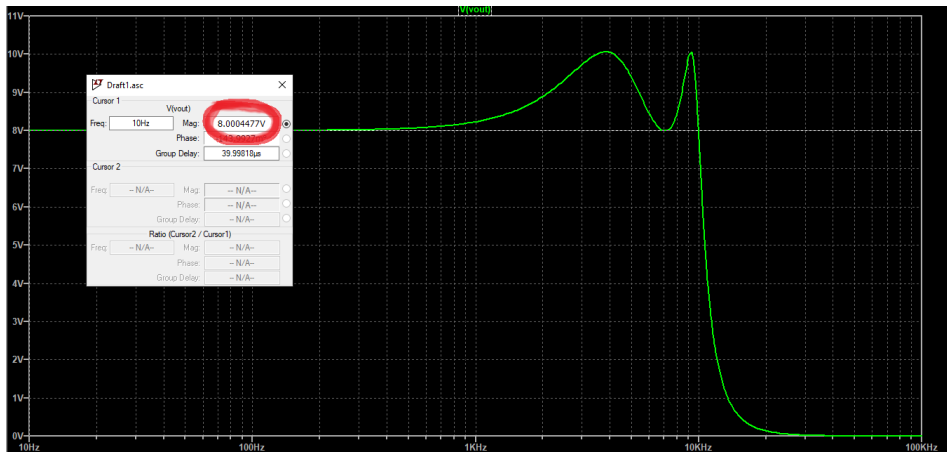


Figura 2.8: Risposta in frequenza del filtro [lineare]

$$\varepsilon_{rel} = \frac{|G_{DC}^{spec} - G_{DC}^{sim}|}{G_{DC}^{spec}} = 2.239 * 10^{-4} = 0.02\%$$

specifica rispettata

Leggero errore dovuto alle approssimazioni di R1 dell'amplificazione positiva, ma che possiamo approssimare nullo.

- $A_{max} = 2[\text{dB}]$

Inteso come la massima fluttuazione possibile in banda passante, si misura come differenza tra il massimo ripple che si visualizza in banda passante e l'ampiezza che la funzione presenta in ω_p .



Figura 2.9: Risposta in frequenza del filtro [dB]

$$\varepsilon_{\text{rel}} = \frac{A_{\text{max}}^{\text{sim}} - A_{\text{max}}^{\text{spec}}}{A_{\text{MAX}}^{\text{spec}}} = -1.2685 * 10^{-3} = -0.12\%$$

✓ *specifica rispettata*

Variazione massima minore di 2dB pertanto migliore di quella richiesta.

- **A_{min} = 25[dB]**

Inteso come la minima variazione d'ampiezza in banda di transizione, calcolato quindi come la variazione in dB tra il valore ottenuto al massimo ripple e quello della funzione in ω_s .

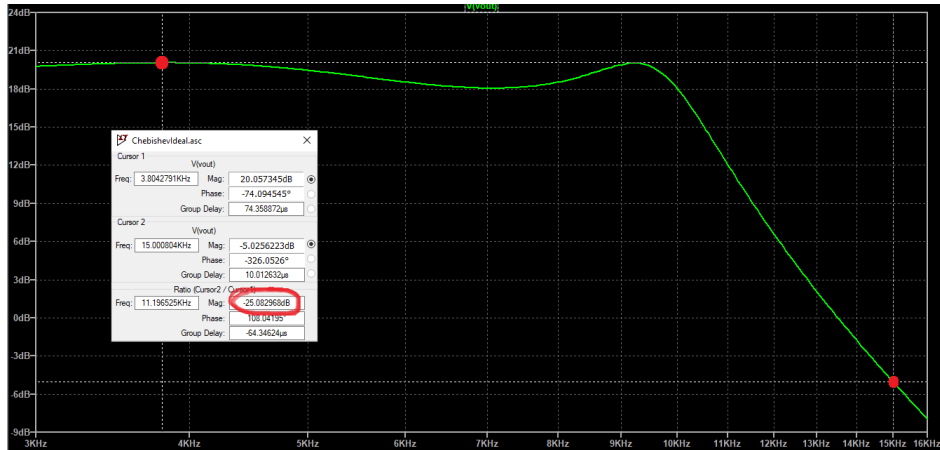


Figura 2.10: Risposta in frequenza del filtro [dB]

$$\varepsilon_{\text{rel}} = \frac{A_{\text{min}}^{\text{spec}} - A_{\text{min}}^{\text{sim}}}{A_{\text{MAX}}^{\text{spec}}} = -3.3187 * 10^{-3} = -0.33\%$$

✓ *specifica rispettata*

Cursore non puntato su f_p esatto, ma possiamo supporre errore relativo comunque nullo.

2.2 Analisi della sensibilità alle variazioni

In questa sezione si va ad eseguire un'analisi **Monte Carlo** di **500 run**, facendo variare le resistenze e le capacità rispettivamente di una tolleranza pari al 5% e 1%. In particolare si è eseguita una variazione nei casi peggiori con distribuzione normale.

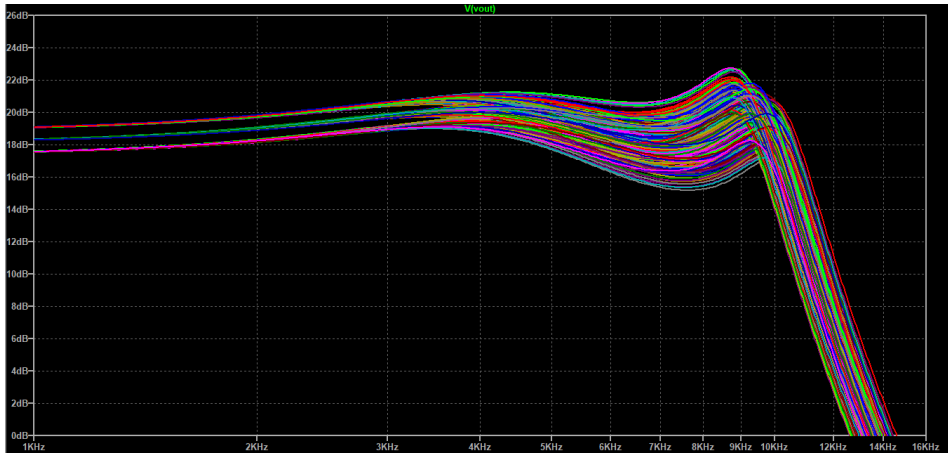


Figura 2.11: Simulazione Monte Carlo

Ancora prima della simulazione avendo scelto per entrambi i circuiti due topologie S&K Smart sapevamo di dover riscontrare una certa insensibilità alle variazioni; in particolare nulla per variazioni resistive, e sensibilità pari ad $\frac{1}{2}$ sul fattore di qualità per variazioni capacitive. Dalla simulazione (figura 2.11) possiamo infatti notare che pur essendo presente una variazione di **Q** comunque rimane non eccessivamente elevata. In particolare supponendo visivamente una sovralongazione massima di $23dB$ e ricordando che precedentemente la sovralongazione massima (figura 2.9) si aveva pari a $20.057dB$ allora possiamo notare una variazione relativa, **nel caso peggiore**, del **12,79%**.

2.3 Realizzazione con valori commerciali di R-C

Sono stati scelti valori commerciali per resistori e capacità rispettivamente dalle serie E24 ed E96 così che si siano rispettati i valori delle tolleranze come da specifica.

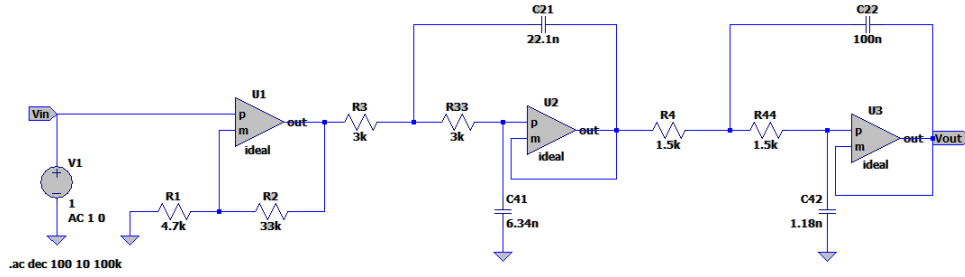


Figura 2.12: Schematico filtro con R-C commerciali

Ci aspettiamo ovviamente, come per il capitolo sovrastante della simulazione Monte Carlo, che queste variazioni comportino dei peggioramenti nel comportamento; comunque contenuto poiche soluzione "smart". Facendo le stesse misure affrontate nel capitolo 2.1.4, ma per questa simulazione, troviamo:

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G_DC	8	8.0213	0.27%
A _{max} [dB]	2	2.3308dB	+16.54%
A _{min} [dB]	25	25.8696dB	-3.4%

Possiamo concludere notando che per **A_{min}** la situazione è anzi migliorata, mentre il peggioramento significativo sta nel valore di **A_{max}**; sicuramente le sovraelongazioni del ripple sono cambiate coi valori aggiornati di R e C ma comunque contenute.

Capitolo 3

Sintesi filtro con operazionale reale [1]

Compito di questo capitolo è quello di andare a ripercorrere i passi seguiti nel capitolo precedente ma con l'utilizzo di un amplificatore operazionale ad un polo:

```
.subckt onepole p m out params: Rind=2e6, halfRinCm=1e9, Rout=75, TransC=0.19e-3, Rl=1.323e5, C1=100p
Rind p m {Rind}
RinCm1 p 0 {halfRinCm}
RinCm2 m 0 {halfRinCm}
Gm int1 0 value={TransC*v(p,m)} ; input resistances
Rl int1 0 {Rl}
C1 int1 0 {C1} ; internal value
Eout out1 0 value={v(int1,0)} ; open-loop voltage gain
Rout out1 out {Rout} ; output resistance
.ends onepole
```

Figura 3.1: Libreria amplificatore operazionale ad un polo

3.1 Realizzazione con valori numeri di R-C

Con l'introduzione di amplificatori operazionali reali si avrà implicitamente che la funzione di trasferimento dell'intero sistema a causa dell'introduzione di un polo venga alterata. Questo comporterà dei cambiamenti nei valori, motivo per il quale si ha la necessità di riverificare se le specifiche siano ancora rispettate. Effettuando nuovamente le misure affrontate al capitolo 2.1.4 verranno qui di seguito riportati i valori sperimentali.

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G _{DC}	8	8.0007	0.008%
A _{max} [dB]	2	4.7743dB	+138.72%
A _{min} [dB]	25	19.0407dB	+23.84%

L'introduzione di poli comporta una pendenza di -20dB/decade a partire dalla frequenza determinante del polo, pertanto come ci si poteva aspettare ci sarà un peggioramento per quanto riguarda le specifiche. A questo punto si potrebbe pensare di modificare i valori di R e C della libreria usata per realizzare l'amplificatore operazionale ad un polo, figura 3.1.

$$R_1 = 1.323 \cdot 10^9 \longrightarrow f_\tau = \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot 2\pi} = 1.203Hz$$

ad un nuovo valore di resistenza pari a

$$R_1 = 132.3 \cdot 10^3 \longrightarrow f_\tau = \frac{1}{R_1 \cdot C_1 \cdot 2\pi} = 12.03kHz$$

In questo modo l'influenza del polo è determinante per la banda attenuata e non più per l'intera curva.

Sarà inoltre necessario modificare il valore della $TransC = 0,19e1$ così da riportare al corretto valore desiderato anche il guadagno di tensione.

Simulando ed effettuando ulteriormente le misure dal grafico di figura 3.3 si trovano i valori in tabella

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G _{DC}	8	8.0007	0.008%
A _{max} [dB]	2	1.9958dB	-0.21%
A _{min} [dB]	25	25.1155dB	-0.46%

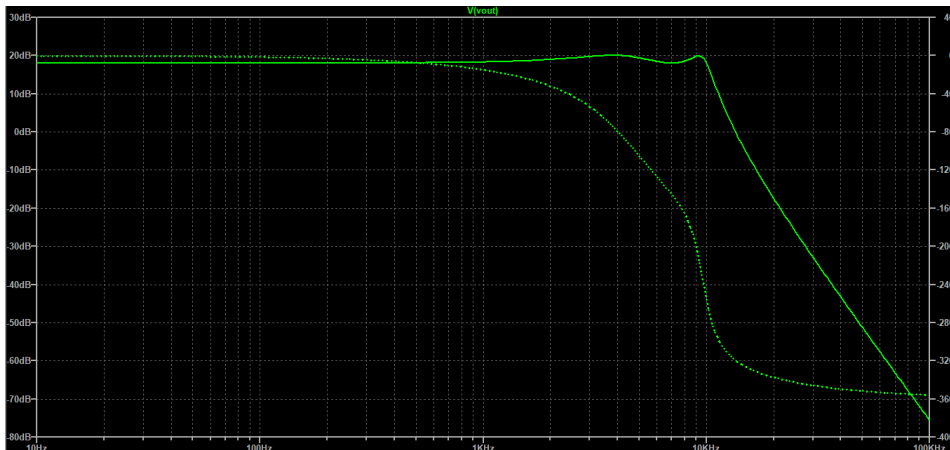


Figura 3.2: Simulazione filtro con amplificatore operazionale reale

3.2 Analisi della sensibilità alle variazioni

Come per il capitolo 2.2 andremo ora a svolgere una simulazione **Monte Carlo** di **500 run** facendo variare resistori e capacità nel caso peggiore alle tolleranze richieste.

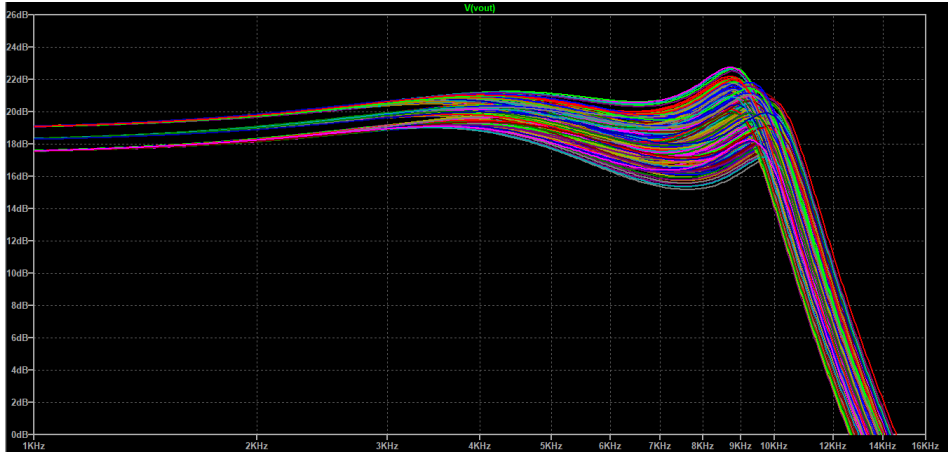


Figura 3.3: Simulazione Monte Carlo con amplificatore ad un polo

Il circuito è cambiato perché sono stati introdotti i poli con le considerazioni precedenti; però la topologia è sempre quella "Smart" pertanto continueranno a valere le considerazioni fatte al capitolo 2.2. Infatti come vediamo dalla figura 3.3 non vi è alcuna variazione rispetto a quanto affrontato e discusso nel capitolo 2.2.

3.3 Realizzazione con valori commerciali di R-C

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G_DC	8	8.0216	0.27%
A _{max} [dB]	2	2.3756dB	+18.78%
A _{min} [dB]	25	25.5321dB	-2.13%

Peggioramento relativo contenuto, come già affrontato per il caso identico ideale, ma a confronto con quest'ultimo molto simile.

Capitolo 4

Variazioni [1]

Possiamo a questo punto fare scelte eterogenee, in particolare riprendendo la discussione affrontata per i due circuiti al punto 2.1.1 possiamo adottare una topologia **Tow Thomas** per il circuito $p_{3,4}$ e **S&K "Lazy"** per $p_{1,2}$.

4.1 Sintesi del filtro ideale

4.1.1 Realizzazione con valori numerici di R-C

$N = 4$, ripartiamo quindi dai valori dei poli che avevamo inizialmente ottenuto, e dai valori di Q ed w_0 ricavati.

Poles	Q	w_0	$f_0[\text{kHz}]$
$p_{3,4}$	4.5939	60549	9.637
$p_{1,2}$	0.9294	29575	4.707

A questo punto sarà necessario andare direttamente a riprendere le formule dei due circuiti utili per ricavare i valori delle resistenze e capacità al fine di ottenere i valori desiderati in tabella.

Determinare i valori di R e C analitici

- Circuito S&K "Lazy" per $p_{1,2}$

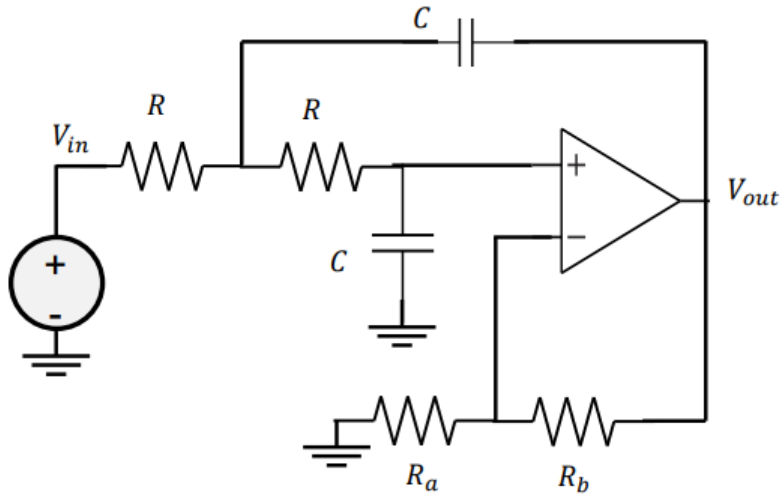


Figura 4.1: Sallen & Key "Lazy"

$$\omega_0 = \frac{1}{CR} \quad K = 3 - \frac{1}{Q} = 1 + \frac{R_b}{R_a}$$

Scegliendo di fissare R ed R_b ad un valore prestabilito, in quanto valori resistivi che dovremo trovare tra la serie E24 (tol. 5%), allora si trova

Q	ω_0 [rad/s]	K	C [nF]	R [k Ω]	R_b [k Ω]	R_a [k Ω]
0.9294	29576	1.9241	1.0246	33	33	35.711

- Circuito TT per $p_{3,4}$

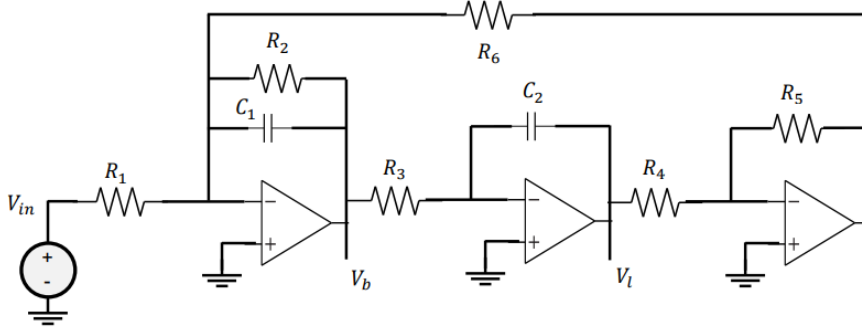


Figura 4.2: Tow Thomas

$$C_1 = C_2 = C \quad \wedge \quad R_6 = R_3 = R$$

$$R_4 = R_5 = r \quad \wedge \quad \omega_0 = \frac{1}{CR} \quad \wedge \quad R_2 = QR \quad \wedge \quad R_1 = \frac{R}{K}$$

K è fissato dal guadagno totale $G_{DC} = 8 = K_1 * K_2 = 1.9241 * K_2$ allora risulterà $K_2 = 4.1578$, fissando quindi $r = 10\text{k}\Omega$ ed R ad un valore scelto troviamo

Q	ω_0 [rad/s]	K	C [nF]	R [k Ω]	R_2 [k Ω]	R_1 [k Ω]
4.5939	60549	4.1578	2.6638	6.2	28.482	1.491
r =			10 k Ω			

Avendo considerato un TT con guadagno diverso dall'unitario non abbiamo bisogno di un amplificatore operazionale in ingresso come nei capitoli precedenti; ovviamente non è compito di questo progetto ma in ingresso e in uscita dal filtro progettato è buona regola inserire un Buffer.

Simulazione schematico con operazionale ideale

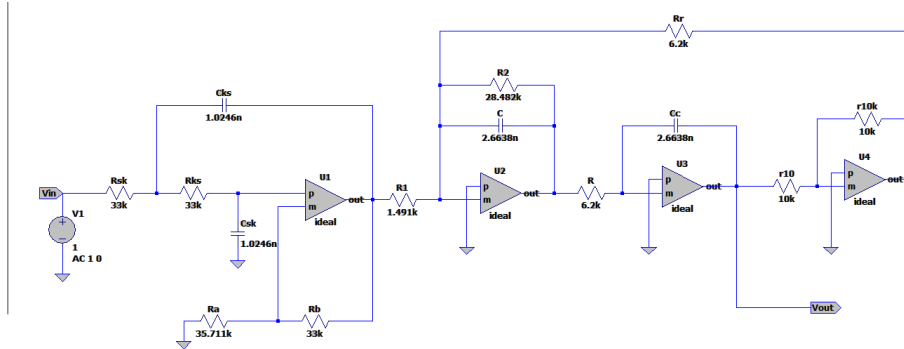


Figura 4.3: Nuovo schematico fitro di Chebyshev 4° ordine

Verifica del rispetto delle specifiche

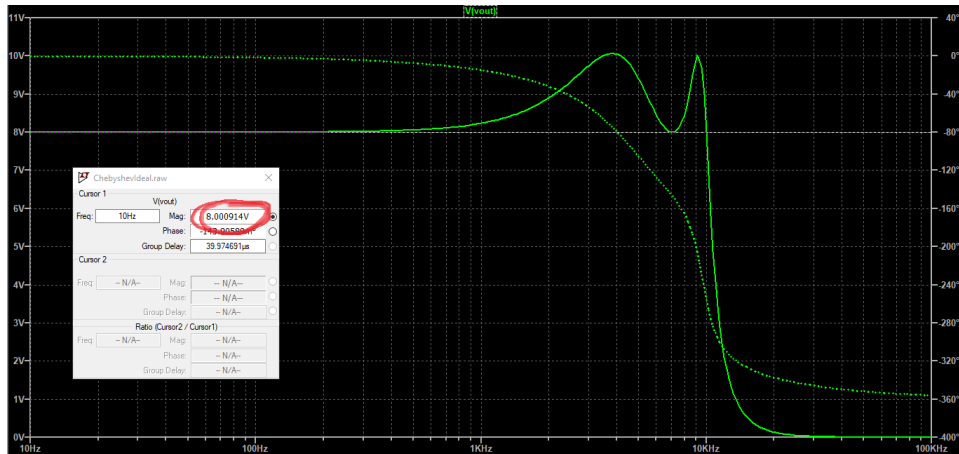


Figura 4.4: Risposta in frequenza del filtro [lineare]

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G _{DC}	8	8.0009	0.01%
A _{max} [dB]	2	2.0000032dB	+0.0001%
A _{min} [dB]	25	25.027603dB	-0.11%

Come possiamo notare dai valori in tabella i risultati sono ottimali, con guadagno e massima ampiezza d'oscillazione prossimi ad errore nullo; mentre per il minimo valore di ampiezza in banda attenuata è addirittura migliore.

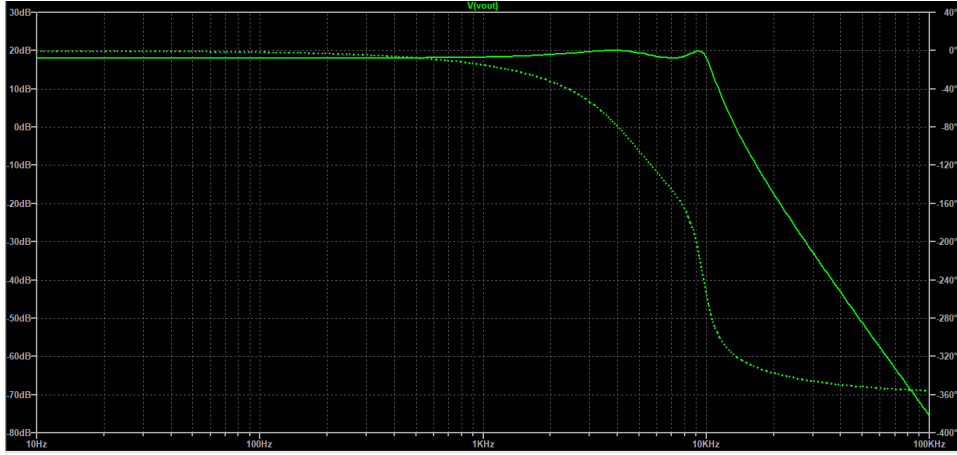


Figura 4.5: Risposta in frequenza del filtro [dB]

4.1.2 Analisi della sensibilità alle variazioni

Solita simulazione di **Monte Carlo** di **500 run**, riporto qui sotto la simulazione MC worst case di entrambi i circuiti con amplificatore ideale: S&K Smart e TT+S&K Lazy.

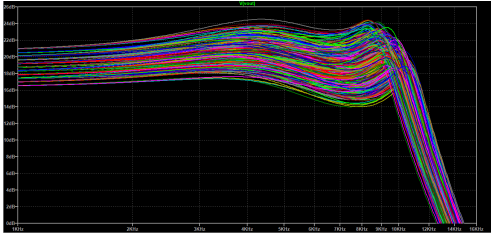


Figura 4.6: Simulazione M.C. TT + Lazy

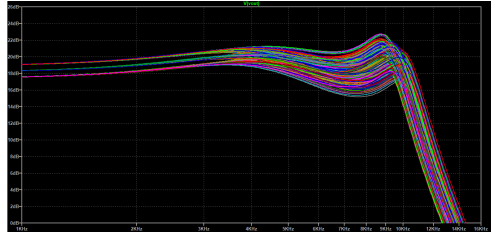


Figura 4.7: Simulazione M.C. Smart

Facendo un confronto fra le due simulazioni possiamo soffermarci a commentare le due topologie, in particolare possiamo notare come ad essere significativa sia la dispersione che si ha fin dalle basse frequenze (guadagno) sul circuito adottato in questo ultimo capitolo. La topologia T.T. ha una sensibilità costante ed indipendente dai componenti, infatti la sensibilità alle variazioni ad esso collegate si presentano principalmente sulla seconda sovralongazione che possiamo notare essere quasi simile alla topologia smart; per tale motivo la netta differenza è da attribuire alla topologia S&K Lazy che sappiamo avere sensibilità proporzionale a Q .

4.1.3 Realizzazione con valori commerciali di R-C

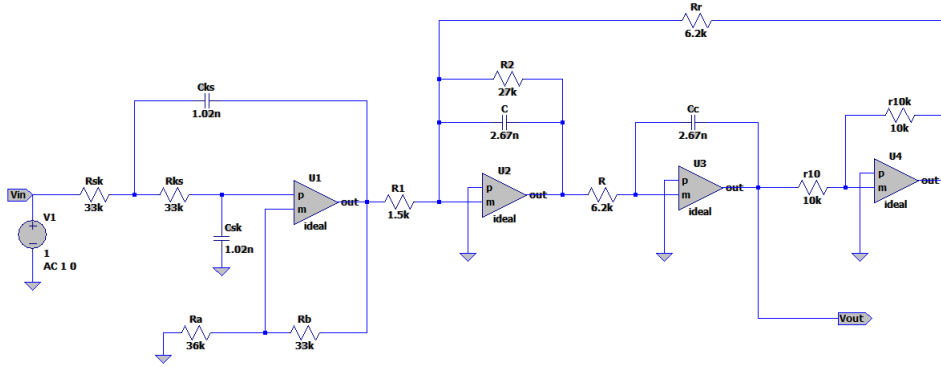


Figura 4.8: Schematico filtro con R-C commerciali

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G_DC	8	7.92225	0.97%
A _{max} [dB]	2	2.3913dB	+19.57%
A _{min} [dB]	25	25.035178dB	-0.14%

Le non idealità comportano in generale dei peggioramenti ma contenuti; facendo invece un confronto con i valori ottenuti nella stessa simulazione del circuito omogeneo, nel capitolo 2.3, possiamo notare di riscontrare dei lievi peggioramenti delle prestazioni e specifiche rispetto a quello precedentemente discusso.

4.2 Sintesi del filtro con operazionale ad un polo

Andiamo ora ad eseguire l'ultima simulazione tenendo conto delle non idealità dell'amplificatore operazionale.

4.2.1 Realizzazione con valori numeri di R-C

Introducendo un amplificatore operazionale ad un polo, indipendentemente dalla topologia circuitale utilizzata, rimangono valide le considerazioni discusse nei capitoli precedenti. Andiamo pertanto a fare un confronto della risposta a queste non idealità rispetto alle risposte ottenute con la soluzione omogenea.

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G_DC	8	8.0005	0.006%
A_{max} [dB]	2	1.9959	-0.20%
A_{min} [dB]	25	25.1969	-0.79%

Quindi rispetto alle risposte ottenute con la soluzione omogenea sempre per simulazione con filtro reale troviamo valori pressoché simili, leggerissimo miglioramento per quanto riguarda A_{min} .

4.2.2 Analisi della sensibilità alle variazioni

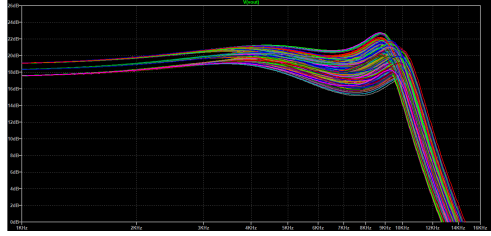
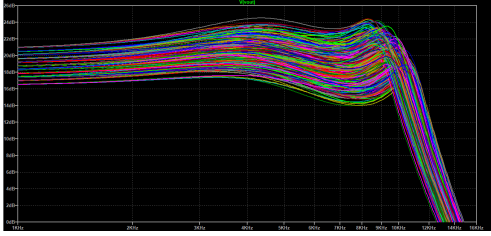


Figura 4.9: Simulazione M.C. TT + Figura 4.10: Simulazione M.C. Smart Lazy

Rimane ancora valida la discussione affrontata nel confronto per il caso ideale, notiamo infatti la differenza alle basse frequenze.

4.2.3 Realizzazione con valori commerciali di R-C

	Desiderato	Misurato	ε_{rel}
G_DC	8	7.9219V	0.98%
A_{max} [dB]	2	2.3897	+19.48%
A_{min} [dB]	25	25.1478	-0.59%

Di nuovo notiamo essere una topologia circuitale con valori molto simili a quelli trovati per la soluzione omogenea.

Conclusioni

Posso concludere affermando che sicuramente la scelta circuitale omogenea è una soluzione vantaggiosa in termini di costi ed area del chip: 1 amplificatore operativo in meno, un numero minore di componenti passivi. Al contrario per quanto riguarda la soluzione eterogenea non vi sono nette variazioni di prestazioni, si potrebbe pertanto pensare di adottare un'ulteriore variazione utilizzando una soluzione **S&K Smart** anziché **Lazy** così da migliorare la sensibilità alle variazioni alle basse frequenze.

Bibliografia

- [1] (2023) Link to ltspice code simu. MyGithub. [Online]. Available: https://github.com/AndreaCastronovo/Chebyshev_AnalogFilter
- [2] K. S. A.S. Sedra, *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, 2004.
- [3] (2023) Documentation for cheb1ord. MathWorks. [Online]. Available: <https://it.mathworks.com/help/signal/ref/cheb1ord.html>
- [4] (2023) Documentation for cheb1ord. MathWorks. [Online]. Available: <https://it.mathworks.com/help/signal/ref/cheby1.html>