

Proračun šuma NP filtra 4. reda u CBQ strukturi

Galović, Tomo

Master's thesis / Diplomski rad

2022

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Rijeka, Faculty of Engineering / Sveučilište u Rijeci, Tehnički fakultet**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:190:984987>

Rights / Prava: [Attribution 4.0 International](#)/[Imenovanje 4.0 međunarodna](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2025-02-18**



Repository / Repozitorij:

[Repository of the University of Rijeka, Faculty of Engineering](#)



SVEUČILIŠTE U RIJECI

TEHNIČKI FAKULTET

Diplomski sveučilišni studij elektrotehnike

Diplomski rad

PRORAČUN ŠUMA NP FILTRA 4. REDA U CBQ STRUKTURI

Rijeka, srpanj 2022.

Tomo Galović
0069079469

SVEUČILIŠTE U RIJECI

TEHNIČKI FAKULTET

Diplomski sveučilišni studij elektrotehnike

Diplomski rad

PRORAČUN ŠUMA NP FILTRA 4. REDA U CBQ STRUKTURI

Mentor: prof. dr. sc. Nino Stojković

Rijeka, srpanj 2022.

Tomo Galović

0069079469

Rijeka, 15. ožujka 2022.

Zavod: **Zavod za automatiku i elektroniku**
Predmet: **Analogna obrada signala**
Grana: **2.03.03 elektronika**

ZADATAK ZA DIPLOMSKI RAD

Pristupnik: **Tomo Galović (0069079469)**
Studij: **Diplomski sveučilišni studij elektrotehnike**
Modul: **Automatika**

Zadatak: **Proračun šuma NP filtra 4. reda u CBQ strukturi / Noise Calculation of 4-th order CBQ LP Filter**

Opis zadatka:

Potrebno je realizirati Butterworthov NP filtar 4. reda u kaskadnoj strukturi i bikvartnoj strukturi s 3 operacijska pojačala. Odrediti prijenosnu funkciju, raspored polova i nula, frekvencijske karakteristike, vremenske karakteristike te vrijednosti elemenata filtra za obje realizacije. Izvršiti proračun šuma za obje realizacije. Provesti provjeru dobivenih karakteristika pomoću programskog paketa SPICE. Izraditi nacrt tiskane pločice: raspored elemenata i vodova. Provesti mjerenje karakteristika filtra složenog na ispitnoj pločici pomoću mrežnog analizatora. Za dodatne informacije javiti se mentoru.

Rad mora biti napisan prema Uputama za pisanje diplomskih / završnih radova koje su objavljene na mrežnim stranicama studija.

Galović

Zadatak uručen pristupniku: 21. ožujka 2022.

Mentor:

Nino Stojković

Prof. dr. sc. Nino Stojković

Predsjednik povjerenstva za
diplomski ispit:

Viktor Sučić

Prof. dr. sc. Viktor Sučić

IZJAVA

Sukladno članku 9. te 1. stavkom Pravilnika o diplomskom radu, diplomskom ispitu i završetku diplomskih sveučilišnih studija Tehničkog fakulteta u Rijeci od 29. lipnja 2011., izjavljujem da sam ovaj diplomski rad naziva Proračun šuma NP filtra 4. reda u CBQ strukturi izradio samostalno. Diplomski rad izrađen je u periodu od 20.03.2022 do 01.06.2022.

Rijeka, srpanj 2022.



Tomo Galović

ZAHVALA

Zahvaljujem se svojem mentoru prof. dr. sc. Nini Stojkoviću na pomoći i savjetima prilikom izrade diplomskog rada. Također se zahvaljujem i asistentu Zoranu Šverku na pomoći prilikom mjerenja u laboratoriju. Zahvaljujem se obitelji na podršci tijekom studiranja.

SADRŽAJ

1. UVOD	1
2. OPĆENITO O FILTRIMA	2
2.1. Podjela selektivnih filtara	2
2.2. Način proračuna filtra i aproksimacije	5
2.3. Strukture višeg reda	7
3. VREMENSKE I FREKVENCIJSKE KARAKTERISTIKE FILTRA	10
3.1. Amplitudno frekvencijska karakteristika.....	10
3.2. Fazno frekvencijska karakteristika	10
3.3. Grupno vrijeme kašnjenja.....	11
3.4. Impulsni odziv	11
3.5. Skokovni odziv	11
4. ŠUM FILTRA	13
4.1. Šum otpora.....	13
4.2. Šum pojačala.....	14
4.3. Spektralna gustoća napona šuma	15
5. KASKADNA STRUKTURA	16
5.1. Normirana prijenosna funkcija	16
5.2. Normirane vrijednosti polova i nula.....	16
5.3. Normirana amplitudno frekvencijska karakteristika	17
5.4. Normirana fazno frekvencijska karakteristika.....	20
5.5. Normirano grupno vrijeme kašnjenja	20
5.6. Vremenski odzivi - normirano.....	21
5.7. Normirane vrijednosti elemenata filtra.....	23
5.8. Denormirana prijenosna funkcija	26
5.9. Denormirane vrijednosti polova i nula	27
5.10. Denormirana amplitudno frekvencijska karakteristika.....	28

5.11.	Denormirana fazno frekvencijska karakteristika	30
5.12.	Denormirano grupno vrijeme kašnjenja	31
5.13.	Vremenski odzivi - denormirano	31
5.14.	Denormirane vrijednosti elemenata filtra	33
5.15.	Šum.....	35
5.16.	Provjera kaskadne strukture u programu LTSpice	37
6.	STRUKTURA BIKVARTA	43
6.1.	Normirane vrijednosti parametara.....	43
6.2.	Normirane vrijednosti elemenata filtra	45
6.3.	Denormirane vrijednosti parametara filtra	47
6.4.	Denormirane vrijednosti elemenata filtra.....	48
6.5.	Šum.....	50
6.6.	Provjera strukture bikvarta u programu LTSpice.....	52
7.	USPOREDBA KASKADNE STRUKTURE I STRUKTURE BIKVARTA.....	55
7.1.	Usporedba vrijednosti elemenata	56
7.2.	Usporedba šuma	57
8.	IZRADA MODELA PCB PLOČICA.....	59
8.1.	Pločica kaskadne strukture	59
8.2.	Pločica strukture bikvarta.....	61
9.	IZRADA I MJERENJE KARAKTERISTIKA FILTRA.....	65
10.	ZAKLJUČAK	74
	LITERATURA.....	76
	SAŽETAK I KLJUČNE RIJEČI.....	77
	PRILOG 1	78

1. UVOD

Filtar je sklop koji djelujući na ulazni signal daje izlazni signal u vidu gušenja i propuštanja određenih frekvencija. Filtre možemo podijeliti na analogne i digitalne. Analogni filtri obrađuju vremenski kontinuirane signale, dok digitalni filtri obrađuju diskretne signale.

Analogni filter je sustav građen od električnih elemenata čije su ulazne i izlazne veličine električni signali, odnosno napon i/ili struja. Ovisno o elementima od kojih je isti izgrađen može biti aktivan (operacijska ili druga pojačala) te pasivan (zavojnice, kondenzatori ili otpori). Digitalni filtri građeni su od integriranih krugova, a mogu biti realizirani i kao algoritmi koji se izvršavaju na računalu pomoću procesora digitalnog signala.

Analogni i digitalni filtri, s obzirom na frekvenciju koju propuštaju, mogu se podijeliti na: nisko propusne (NP), visoko propusne (VP), pojasno propusne (PP) te pojasne brane (PB). Ova će podjela detaljnije biti opisana u 2. poglavlju. Prilikom izrade filtra koristimo se aproksimacijama koje su dobile naziv po svojim utemeljiteljima, a to su: Butterworthova, Besselova te Chebysheva aproksimacija. Karakteristika Butterworthove aproksimacije je maksimalno glatka karakteristika, Chebyshevljevu aproksimaciju karakterizira valovitost u području propuštanja, dok je karakteristika Besselove aproksimacije linearna faza. Primjena filtara je široka te se koriste u gotovo svim električnim uređajima, a posebice su to sustavi automatike, mjerni sustavi i instrumenti, komunikacijski uređaji i slično.

2. OPĆENITO O FILTRIMA

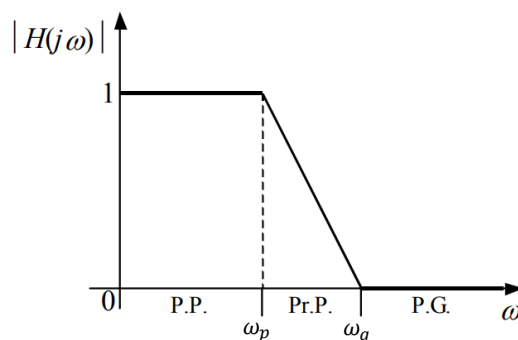
Filtre možemo podijeliti na selektivne filtre i korektore, a dominantni kriterij za navedeno je oblik frekvencijske karakteristike.

2.1. Podjela selektivnih filtara

Dominantna karakteristika za podjelu selektivnih filtara je amplitudno frekvencijska karakteristika na temelju koje su određene područja propuštanja i područja gušenja. Područje propuštanja predstavlja opseg frekvencije ulaznog signala za koji izlazni signal ima istu ili približno istu amplitudu kao i ulazni signal, dok područje gušenja predstavlja frekvencijski opseg ulaznog signala za koji izlazni signal poprima vrijednost amplitude jednaku ili približnu nuli. U nastavku će biti prikazane amplitudno frekvencijske karakteristike selektivnih filtara. [1]

- Nisko propusni filter

Navedeni filter propušta istosmjernu komponentu te signale čija je frekvencija niža od granične frekvencije, dok se signali čija je frekvencija veća od granične frekvencije guše. Amplitudno frekvencijska karakteristika nisko propusnog filtra prikazana je na Slici 2.1.1. [1]



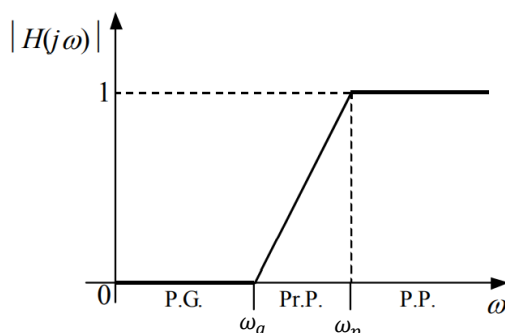
Slika 2.1.1. Amplitudno frekvencijska karakteristika nisko propusnog filtra [1]

Iz prikazane slike vidljivo je kako filter propušta sve frekvencije do granične frekvencije propuštanja ω_p koja je ujedno i gornja granica područja propuštanja (P.P.). Nakon područja propuštanja slijedi prijelazno područje (Pr.P.) čiji je frekvencijski opseg ograničen između frekvencija ω_p i ω_g . U ovom području dolazi do smanjenja vrijednosti amplitude izlaznog signala s porastom frekvencije ulaznog signala. Za vrijednosti frekvencije jednake ili veće od vrijednosti ω_g slijedi područje gušenja ulaznog signala (P.G.) te vrijednost izlaznog signala pada na nulu.

- Visoko propusni filter

Karakteristika visoko propusnog filtra je propuštanje frekvencija viših od granične frekvencije te gušenja frekvencija nižih od granične. U usporedbi s nisko propusnim filtrom može se zaključiti

kako je ponašanje ova dva filtra suprotno. Na Slici 2.1.2 prikazana je amplitudno frekvencijska karakteristika visoko propusnog filtra. [1]

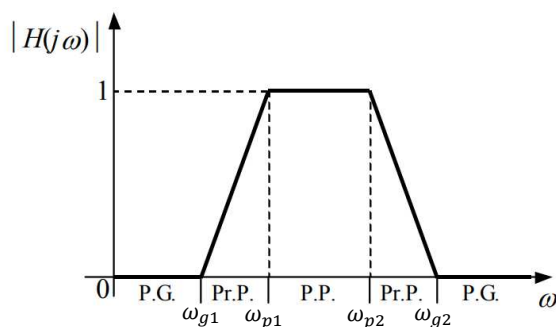


Slika 2.1.2. Amplitudno frekvencijska karakteristika visoko propusnog filtra [1]

Usporedbom slika 2.1.1 i 2.1.2 vidljivo je kako su navedene simetrične. Frekvencijski opseg čija je gornja granica jednaka frekvenciji gušenja ω_g predstavlja područje gušenja (P.G.), odnosno za frekvencije ulaznog signala unutar tog opsega amplituda izlaznog signala bit će nula. Područje između frekvencije gušenja (ω_g) i frekvencije propuštanja (ω_p) naziva se prijelazno područje (Pr.P.) u kojem s porastom frekvencije dolazi do porasta amplitude izlaznog signala. Nakon prijelaznog područja za frekvencije jednake ili veće od ω_p slijedi područje propuštanja (P.P.).

- Pojasno propusni filter

Pojasno propusni filter karakterizira propuštanje određenog frekvencijskog opsega odnosno pojasa. Amplitudno frekvencijska karakteristika istog prikazana je Slikom 2.1.3.

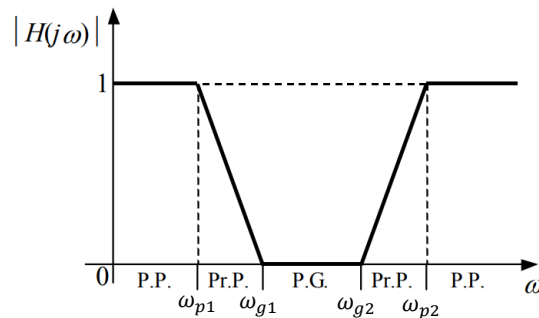


Slika 2.1.3. Amplitudno frekvencijska karakteristika pojasno propusnog filtra [1]

Iz prikaza amplitudno frekvencijske karakteristike vidljivo je kako pojasno propusni filter ima dva područja gušenja (P.G.) gdje je prvo za frekvencije niže od ω_{g1} , a drugo za frekvencije veće od ω_{g2} . Samim postojanjem dvaju područja gušenja javljaju se i dva prijelazna područja (Pr.P.) od kojih se prvo nalazi u frekvencijskom opsegu između ω_{g1} i ω_{p1} , a drugo između ω_{p2} i ω_{g2} . Između frekvencija ω_{p1} i ω_{p2} nalazi se područje propuštanja (P.P.).

- Pojasna brana filter

Pojasna brana filter propušta sve frekvencije ulaznog signala osim određenog frekvencijskog opsega. Amplitudno frekvencijska karakteristika pojasne brane filtra prikazana je Slikom 2.1.4.



Slika 2.1.4. Amplitudno frekvencijska karakteristika pojasna brana filtra [1]

Iz prikaza amplitudno frekvencijske karakteristike vidljiva su dva područja propuštanja (P.P.) od kojih prvo obuhvaća frekvencije od istosmjerne komponente do ω_{p1} , dok drugo obuhvaća frekvencije jednake i veće od ω_{p2} . Zbog postojanja dvaju područja propuštanja javljaju se dva prijelazna područja (Pr.P.), a koja se nalaze u frekvencijskim opsezima između ω_{p1} i ω_{g1} te ω_{g2} i ω_{p2} . Područje gušenja (P.G.) nalazi se između frekvencija ω_{g1} i ω_{g2} . Usporedbom amplitudno frekvencijskih karakteristika pojasno propusnog filtra i pojasne brane filtra vidljivo je kako su navedene simetrične.

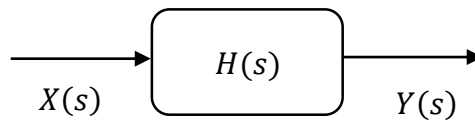
Prijenosna funkcija predstavlja ponašanje, odnosno način djelovanja filtra na ulazni signal. U vremenskoj domeni izlazni signal dobiva se konvolucijom ulaznog signala filtra i prijenosne funkcije kako je prikazano izrazom (2.1.1)

$$y(t) = \int_0^{\infty} h(t - \tau)x(\tau) d\tau \quad (2.1.1).$$

Prebacivanjem izraza (2.1.1) u Laplaceovu domenu, izlazni signal dobiva se množenjem kako je prikazano izrazom (2.1.2)

$$Y(s) = X(s)H(s) \quad (2.1.2).$$

Ako ćemo filter promatrati na način prikazanim na Slici 2.1.5, tada je prijenosna funkcija označena oznakom $H(s)$, dok su $X(s)$ i $Y(s)$ ulaz odnosno izlaz filtra. [1]



Slika 2.1.5. Blokovski prikaz filtra

U nastavku su prikazane prijenosne funkcije navedenih vrsta filtara, a prikazane su preko parametara. Prijenosne funkcije dane su za prvi red (Tablica 2.1) te drugi red (Tablica 2.2). Dobivanje viših redova filtra vrši se kombiniranjem sekcija prvog i drugog reda, a samim time i putem prijenosnih funkcija istih. Filtri prvog reda mogu biti samo visoki ili niski propust.

Tip	Niski propust	Visoki propust
$H(s)$	$k \frac{\omega_p}{s + \omega_p}$	$k \frac{s}{s + \omega_p}$

Tablica 2.1. Prijenosne funkcije filtara 1. reda

Tip	Niski propust	Visoki propust	Pojasni propust	Pojasna brana
$H(s)$	$k \frac{\omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$	$k \frac{s^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$	$k \frac{\frac{\omega_p}{Q_p} s}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$	$k \frac{s^2 + \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2}$

Tablica 2.2. Prijenosne funkcije filtara 2. reda

Gdje su oznake parametara

k - pojačanje,

ω_p - centralna frekvencija,

Q_p - faktor kvalitete pola.

2.2. Način proračuna filtra i aproksimacije

Kako bi se izvršio proračun određenog tipa filtra, kreće se od određivanja niskog propusta odnosno od „nisko propusnog prototipa“. Nakon navedenog u nisko propusni prototip uvrštavaju se određene supstitucije čime se dolazi do prijenosne funkcije željenog filtra. Supstitucije za izvođenje transformacija prikazane su u Tablici 2.3.

Transformacija	Niski u niski propust	Niski u visoki propust	Niski u pojasni propust	Niski u pojasnu branu
Supstitucija	$s \rightarrow \frac{s}{\omega_p}$	$s \rightarrow \frac{\omega_p}{s}$	$s \rightarrow \frac{s^2 + \omega_0^2}{Bs}$	$s \rightarrow \frac{Bs}{s^2 + \omega_0^2}$

Tablica 2.3. Supstitucije za izvođenje transformacija

Gdje su

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_d \omega_g} - \text{centralna frekvencija,}$$

$$B = \omega_g - \omega_d - \text{širina pojasa,}$$

$$\omega_g - \text{gornja granična frekvencija,}$$

$$\omega_d - \text{donja granična frekvencija.}$$

Aproksimacije prijenosnih funkcija koriste se kako bi se karakteristika realnog filtra u što većoj mjeri približila karakteristici idealnog filtra. Kako bi odgovorili na pitanje u kojoj mjeri je potrebno da karakteristika realnog filtra sličí idealnom ulogu imaju stabilnost, postavljeni zahtjevi te specifikacija filtra. Navedeni faktori moraju biti zadovoljeni. Temeljna razlika između aproksimacija su postupci određivanja karakteristične funkcije $H(j\omega)$ u izrazu za amplitudno frekvencijsku karakteristiku prikazane izrazom 2.2.1 [1]

$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+|H(j\omega)|^2}} \quad (2.2.1).$$

Aproksimacije koje se koriste su:

- Butterworthova aproksimacija

Opće prihvatna aproksimacija za koju je karakteristično da ima maksimalno glatku amplitudno frekvencijsku karakteristiku. Povećanjem reda iste karakteristika sve više nalikuje idealnoj. [1]

Karakteristična funkcija glasi

$$|H(j\omega)|^2 = C^2 \omega^{2n} \quad (2.2.2),$$

gdje su

C - realna konstanta,

n - red filtra.

- Chebysheva aproksimacija

Za razliku od Butterworthove aproksimacije Chebysheva aproksimacija u više točaka dodiruje idealnu karakteristiku filtra [1]. Karakteristična funkcija glasi

$$|H(j\omega)|^2 = \varepsilon^2 K_n(\omega)^2 \quad (2.2.3),$$

gdje su

ε - realna konstanta manja od 1,

$K_n(\omega)$ - Chebyshev polinom n-tog stupnja.

- Besselova aproksimacija

Besselova aproksimacija za razliku od prethodno navedenih aproksimacija zahtjev ne postavlja na amplitudno frekvencijsku već na fazno frekvencijsku karakteristiku. Korištenjem iste ostvaruju se zahtjevi linearne faze te konstantnog grupnog vremena kašnjenja u području propuštanja. [1]

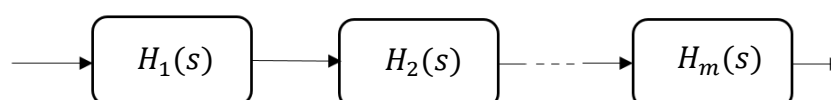
2.3. Strukture višeg reda

U potpoglavlju 2.1 opisane su i prikazane prijenosne funkcije različitih vrsta filtara s obzirom na područja propuštanja. Navedene prijenosne funkcije u Tablici 2.1 i 2.2 pripadaju filtrima prvog odnosno drugog reda. Kako bi se ostvarili filtri viših redova koriste se strukture. Strukture se sastoje od dvije ili više sekcija prvog ili drugog reda spojene na način u ovisnosti koja se struktura koristi. Prilikom izgradnje struktura temeljni zahtjev je da prethodna filtarska sekcija ne opterećuje sljedeću filtarsku sekciju. U izradi diplomskog rada korištene su kaskadna struktura te bikvartna struktura.

- Kaskadna struktura

Kaskadna struktura realizira se tako da se sekcije spajaju u seriju. U slučaju kada se radi o parnom redu filtra u kaskadi se nalaze samo sekcije drugog reda, dok za slučaj neparnog reda filtra u kaskadi se uz sekcije drugog reda nalazi i jedna sekcija prvog reda. [1]

Blokovski prikaz kaskadne strukture prikazan je na sljedećoj slici



Slika 2.3.1. Kaskadna struktura

Prijenosna funkcija kaskadne strukture prikazane na Slici 2.3.1 je

$$H(s) = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot \dots \cdot H_m(s) \quad (2.3.1),$$

u kojoj je broj sekcija jednak m .

Za slučaj parnog reda filtra m je jednak polovici reda filtra, odnosno

$$m = \frac{n}{2} \quad (2.3.2).$$

Za slučaj neparnog reda filtra m je jednak cijelom broju polovice reda filtra plus 1, odnosno

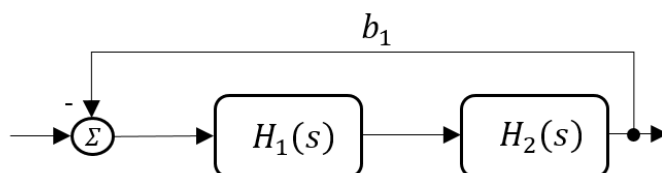
$$m = \mathbf{Z} \left\{ \frac{n}{2} \right\} + 1 \quad (2.3.3),$$

gdje n predstavlja red filtra.

Pozitivna karakteristika kaskadne strukture je jednostavnost proračuna te jednostavno podešavanje, ali kao negativnu karakteristiku ima najveću osjetljivost.

- Kaskada bikvarta

Dodavanjem negativne povratne veze u spoj kaskadne strukture dviju sekcija 2. reda nastaje struktura bikvarta. Navedena struktura prikazana je Slikom 2.3.2.

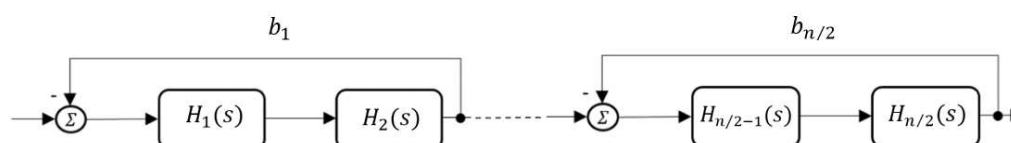


Slika 2.3.2. Struktura bikvarta

Prijenosna funkcija strukture bikvarta je

$$H(s) = \frac{H_1(s) \cdot H_2(s)}{1 + b_1 \cdot H_1(s) \cdot H_2(s)} \quad (2.3.4).$$

Spajanjem u kaskadu više struktura bikvarta nastaje kaskada bikvarta prikazana Slikom 2.3.3.



Slika 2.3.3. Kaskada bikvarta

Prijenosna funkcija kaskade bikvarta je

$$H(s) = \frac{H_1(s) \cdot H_2(s)}{1 + b_1 \cdot H_1(s) \cdot H_2(s)} \cdot \dots \cdot \frac{H_{n/2-1}(s) \cdot H_{n/2}(s)}{1 + b_{n/2} \cdot H_{n/2-1}(s) \cdot H_{n/2}(s)} \quad (2.3.5).$$

Uvođenjem povratne veze smanjuje se šum, ali postupak izračuna parametara postaje složeniji. Samim uvođenjem povratne veze javlja se i potreba za zbrajalom. U praksi zbrajalo čini operacijsko pojačalo s četiri otpora što čini još pet dodatnih elemenata. Ti dodatni elementi zauzimaju mjesto na tiskanoj pločici te samim time povećavaju dimenziju iste. S druge strane otpor i pojačalo doprinose šumu zbog čega može doći do povećanja šuma kojeg povratna veza može, ali i ne mora kompenzirati.

Strukture višeg reda koje se također koriste su: „*Follow the Leader Feedback*“, „*Leap Frog*“ i druge. [1]

3. VREMENSKE I FREKVENCIJSKE KARAKTERISTIKE FILTRA

Frekvencijske karakteristike prikazuju ovisnost vrijednosti određenog parametra o frekvenciji, odnosno kako se određena vrijednost mijenja s promjenom frekvencije. Sličnu svrhu imaju i vremenske karakteristike koje prikazuju ovisnost vrijednosti određenih parametara o vremenu. U ovom će poglavlju biti prikazane frekvencijske i vremenske karakteristike koje su korištene pri izradi rada.

3.1. Amplitudno frekvencijska karakteristika

Amplitudno frekvencijska karakteristika prikazuje vrijednost izlaznog signala u vidu pojačanja ili gušenja ulaznog signala filtra u odnosu na frekvenciju ulaznog signala. Amplitudno frekvencijska karakteristika dobiva se preko prijenosne funkcije. Ako u prijenosnu funkciju u s domeni uvedemo supstituciju $s \rightarrow j\omega$ kako je prikazano izrazom 3.1.1

$$T(s)_{s \rightarrow j\omega} = T(j\omega) \quad (3.1.1),$$

dobiva se prijenosna funkcija koja se sastoji od realnog i imaginarnog dijela

$$T(j\omega) = \operatorname{Re}[T(j\omega)] + j\operatorname{Im}[T(j\omega)] \quad (3.1.2).$$

Amplitudno frekvencijsku karakteristiku dobivamo kao modul izraza (3.1.2) te slijedi izraz za amplitudno frekvencijsku karakteristiku

$$|T(j\omega)| = \sqrt{(\operatorname{Re}[T(j\omega)])^2 + (\operatorname{Im}[T(j\omega)])^2} \quad (3.1.3).$$

Izraz za amplitudno frekvencijsku karakteristiku u decibelima je

$$\alpha(\omega) = 20 \log |T(j\omega)| \quad (3.1.4).$$

3.2. Fazno frekvencijska karakteristika

Fazno frekvencijska karakteristika prikazuje fazu izlaznog signala u ovisnosti o frekvenciji ulaznog signala. Fazno frekvencijska karakteristika računa se pomoću izraza (3.2.1)

$$\varphi(\omega) = \operatorname{atan} \left(\frac{\operatorname{Re}[T(j\omega)]}{\operatorname{Im}[T(j\omega)]} \right) \quad (3.2.1).$$

3.3. Grupno vrijeme kašnjenja

Grupno vrijeme kašnjenja prikazuje vrijeme kašnjenja izlaznog signala za ulaznim u ovisnosti o frekvenciji ulaznog signala. Navedena karakteristika dobiva se kao negativna derivacija fazno frekvencijske karakteristike po ω , odnosno

$$T_g(\omega) = \frac{-d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (3.3.1).$$

3.4. Impulsni odziv

Kada na ulaz sustava dovedemo Diracovu funkciju, tada na izlazu dobivamo impulsni odziv. Dirac funkcija se u vremenskoj domeni definira na sljedeći način

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases} \quad (3.4.1).$$

Prebacivanjem izraza (3.4.1) u s domenu dobiva se

$$\delta(s) = 1 \quad (3.4.2).$$

Dovođenjem δ funkcije na ulaz sustava odziv je

$$H(s) = \delta(s) \cdot T(s) = 1 \cdot T(s) \quad (3.4.3).$$

Impulsni odziv u vremenskoj domeni dobivamo inverznom Laplaceovom transformacijom izraza (3.4.3) kako slijedi

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}(H(s)) \quad (3.4.4).$$

3.5. Skokovni odziv

Skokovni odziv prikazuje odziv sustava kada na ulaz istog dovedemo jediničnu stepenicu, odnosno „Step“ funkciju. Navedena se funkcija u vremenskoj domeni definira na sljedeći način

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t \geq 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (3.5.1).$$

Prebacivanjem izraza (3.5.1) u s domenu slijedi

$$U(s) = \frac{1}{s} \quad (3.5.2).$$

Dovođenjem jedinične stepenice na ulaz sustava odziv je

$$A(s) = U(s) \cdot T(s) = \frac{1}{s} \cdot T(s) \quad (3.5.3).$$

Skokovni odziv u vremenskoj domeni dobivamo inverznom Laplaceovom transformacijom izraza (3.5.3) kako slijedi

$$a(t) = \mathcal{L}^{-1}A(s) \quad (3.5.4).$$

4. ŠUM FILTRA

Šum filtra sačinjava se od šuma otpora te šuma pojačala. U nastavku će biti objašnjen način izračuna šuma otpora, šuma pojačala te ukupnog šuma.

4.1. Šum otpora

Izvor šuma otpora može biti termički šum za kojega se može reći da pripada vrsti bijelog šuma iz razloga što u isti spadaju sve frekvencije te imaju jednaku amplitudu. Termički šum nastaje iz razloga kaotičnog gibanja elektrona u materijalu te ubrzavanju gibanja s povećanjem temperature. Gibanje elektrona u materijalu je u potpunosti nasumično (nemaju definirani smjer) te se kao posljedica istog javlja promjenjivi signal na priključnicama otpora. [2]

Uz termički šum također postoji i strujni šum. Isti se u otporu javlja samo za vrijeme kada istim protječe struja. Struja šuma otpora računa se prema sljedećem izrazu

$$I_{\text{š}} = \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot \Delta f}{R}} \quad (4.1.1),$$

gdje su

k - Boltzmanova konstanta,

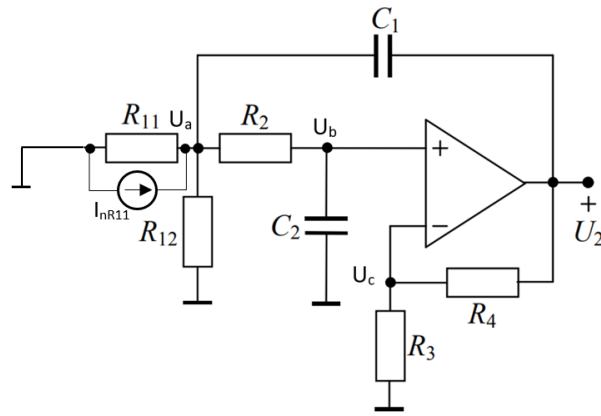
T - temperatura,

Δf - širina frekvencijskog pojasa,

R - vrijednost otpora. [3]

U izradi diplomskog rada prilikom izračuna šuma zanemaren je termički šum te su proračunati strujni šumovi otpora. Strujni šum računa se na način da se otporu paralelno priključi strujni izvor čija je vrijednost struje dobivena pomoću izraza (4.1.1). Ulazna stezaljka spoji se na masu te se zatim računa prijenosna funkcija izlaznog napona i struje šuma pojedinog otpora koja predstavlja prijenosnu funkciju strujnog šuma. Navedeni se postupak ponavlja za svaki od otpora.

Primjer spoja za izračun šuma otpora prikazan je Slikom 4.1.1.



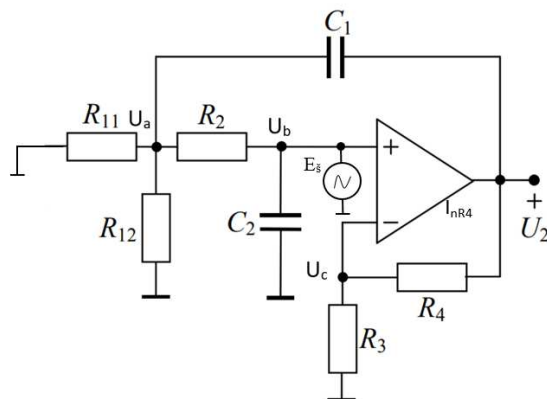
Slika 4.1.1. Primjer izračuna prijenosne funkcije strujnog šuma otpora

4.2. Šum pojačala

Operacijsko pojačalo sastoji se od tranzistora i otpora. Šum tranzistora sačinjen je od bijelog šuma te šuma treperenja. Šum treperenja javlja se na nižim frekvencijama, a posljedica je nastanka parova elektron šupljina. Bijeli šum nastaje u području srednjih iznosa frekvencija, a sastoji se od termičkog šuma i šuma sačme koji nastaje u emiteru i kolektoru. [4]

Šum pojačala računa se kao naponski šum. Isti se računa na način da se na neinvertirajući ulaz pojačala priključi naponski izvor šuma te se ulazna stezaljka sekcije spoji na masu. Računa se prijenosna funkcija naponskog šuma kao omjer izlaznog napona i naponskog izvora šuma E_s . Vrijednost napona šuma očitava se iz priručnika pojačala te za LT1055 pojačalo iznosi $15 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$, a isto je korišteno u izradi ovog rada.

Primjer izračuna prijenosne funkcije napona šuma prikazan je Slikom 4.2.1.



Slika 4.2.1. Primjer izračuna prijenosne funkcije naponskog šuma pojačala

4.3. Spektralna gustoća napona šuma

Spektralna gustoća napona šuma daje ovisnost napona šuma o frekvenciji, a dobiva se pomoću sljedećeg izraza

$$U_n(\omega) = \sum_{k=1}^m |T_{I,k}(j\omega)|^2 (I_{n,k})^2 + \sum_{l=1}^n |T_{V,l}(j\omega)|^2 (E_{n,l})^2 \quad (4.3.1),$$

gdje su

$T_{I,k}(j\omega)$ - prijenosna funkcija strujnog šuma k-tog otpora,

$T_{V,l}(j\omega)$ - prijenosna funkcija naponskog šuma l-tog pojačala,

$I_{n,k}$ - struja šuma k-tog otpora,

$E_{n,l}$ - vrijednost naponskog šuma l-tog pojačala.

Na temelju spektralne gustoće napona šuma može se izvršiti izračun efektivne vrijednosti šuma filtra prema sljedećem izrazu

$$E_{n,k} = \sqrt{\int_{\omega_1}^{\omega_2} U_{n,k}^2(\omega) d\omega} \quad (4.3.2),$$

gdje su

ω_1 - donja granica frekvencije za izračun efektivne vrijednosti napona šuma,

ω_2 - gornja granica frekvencije za izračun efektivne vrijednosti napona šuma,

$U_{n,k}(\omega)$ - funkcija spektralne gustoće napona šuma. [3]

5. KASKADNA STRUKTURA

5.1. Normirana prijenosna funkcija

Iz tablice s parametrima polova iz Priloga 1 prijenosnih funkcija filtera s aproksimacijom po Butterworthu uz normiranu graničnu frekvenciju $\omega_{-3dB} = 1$ te $n = 4$ očitavamo prijenosne funkcije

$$T_1(s) = \frac{1}{s^2 + 1.847759 \cdot s + 1} \quad (5.1.1),$$

$$T_2(s) = \frac{1}{s^2 + 0.7653668 \cdot s + 1} \quad (5.1.2).$$

Konačni izraz za normiranu prijenosnu funkciju nisko propusnog filtra 4. reda dobiven je množenjem izraza (5.1.1) i (5.1.2)

$$T(s) = T_1(s) \cdot T_2(s) = \frac{1}{s^4 + 2.61313 \cdot s^3 + 3.41421 \cdot s^2 + 2.61313 \cdot s + 1} \quad (5.1.3).$$

5.2. Normirane vrijednosti polova i nula

Izjednačavanjem brojnika i nazivnika prijenosnih funkcija (5.1.1) i (5.1.2) s nulom dobivamo normirane vrijednosti polova i nula.

Nule:

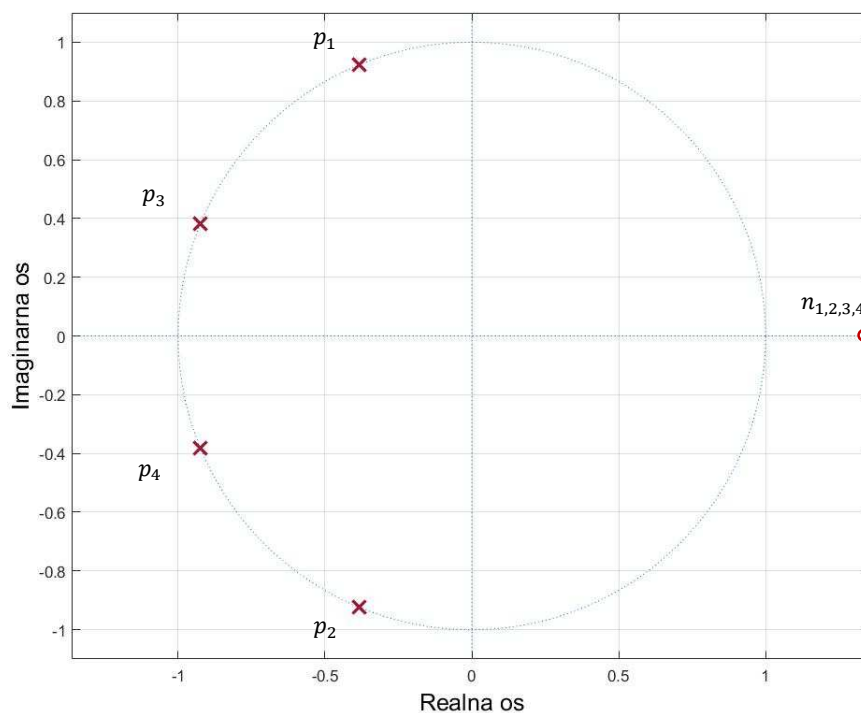
$$n_1, n_2, n_3, n_4 \rightarrow \infty \quad (5.2.1).$$

Polovi:

$$p_{1,2} = -0.38268 \pm 0.92388i \quad (5.2.2),$$

$$p_{3,4} = -0.92388 \pm 0.38268i \quad (5.2.3).$$

Raspored polova i nula u kompleksnoj ravnini prikazan je na Slici 5.2.1.



Slika 5.2.1. Raspored polova i nula normirane prijenosne funkcije

5.3. Normirana amplitudno frekvencijska karakteristika

Za dobivanje normirane amplitudno frekvencijske karakteristike potrebno je primjeniti transformaciju $s \rightarrow j\omega$ na normirane prijenosne funkcije (5.1.1) i (5.1.2), te one postaju

$$T_1(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^2 + 1.84776 \cdot (j\omega) + 1} \quad (5.3.1),$$

$$T_2(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^2 + 0.76537 \cdot (j\omega) + 1} \quad (5.3.2).$$

Množenjem izraza (5.3.1) i (5.3.2) slijedi izraz ukupne normirane prijenosne funkcije

$$T(j\omega) = \frac{1}{(j\omega)^4 + 2.61313 \cdot (j\omega)^3 + 3.41421 \cdot (j\omega)^2 + 2.61313 \cdot (j\omega) + 1} \quad (5.3.3).$$

Korištenjem izraza (3.1.3) izrazi (5.3.1) i (5.3.2) postaju

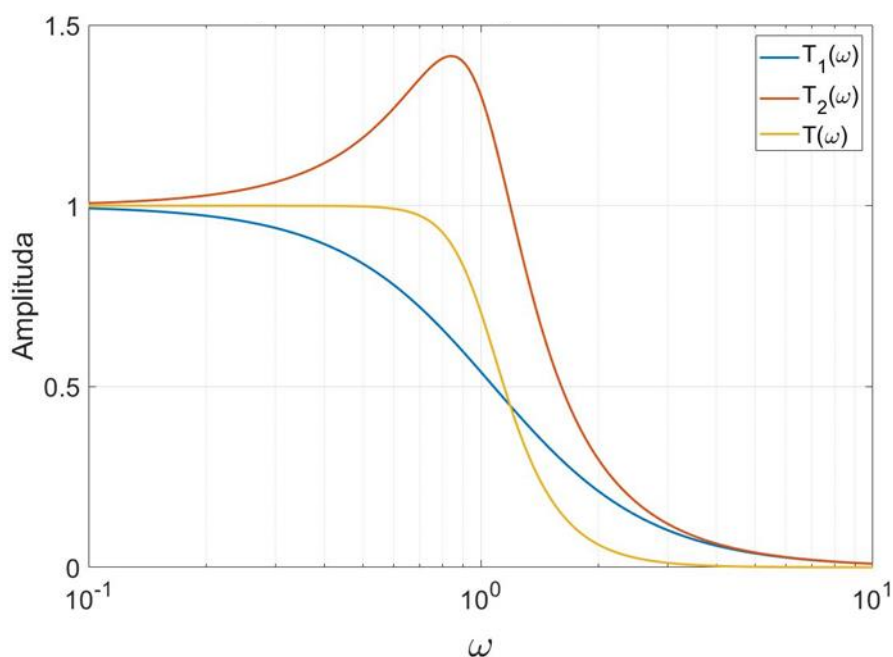
$$|T_1(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + 1.41421 \cdot \omega^2 + 1}} \quad (5.3.4),$$

$$|T_2(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^4 - 1.41421 \cdot \omega^2 + 1}} \quad (5.3.5).$$

Množenjem izraza (5.3.4) i (5.3.5) slijedi konačan izraz ukupne normirane amplitudno frekvencijske karakteristike

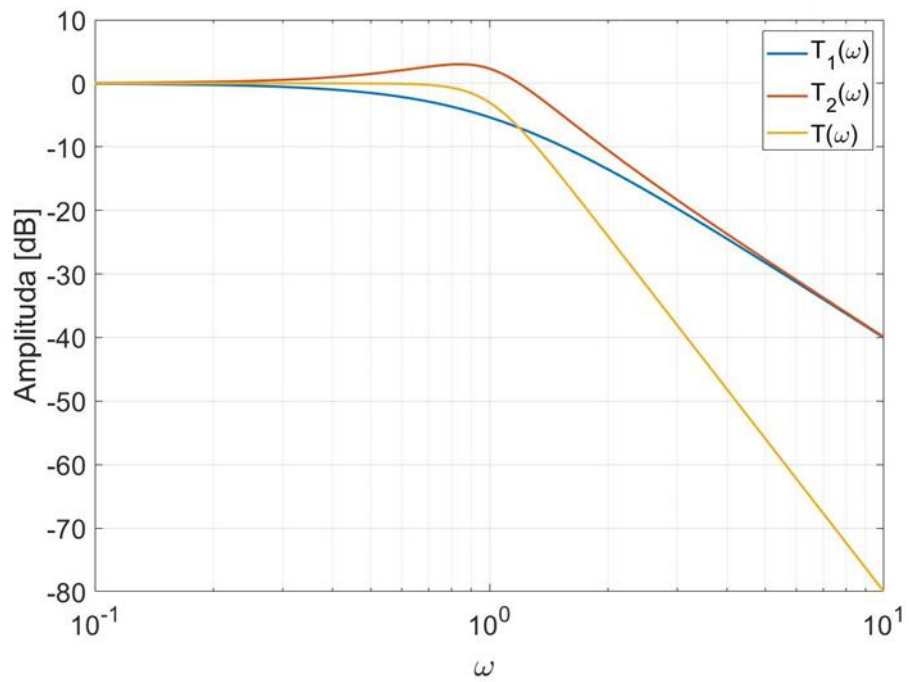
$$|T(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\omega^8 + 0.0000283969 \cdot \omega^6 - 0.0000668697 \cdot \omega^4 + 0.0000283969 \cdot \omega^2 + 1}} \quad (5.3.6).$$

Grafički prikazi za izračunate normirane amplitudno frekvencijske karakteristike prve i druge sekcije te ukupne prikazani su na Slici 5.3.1.



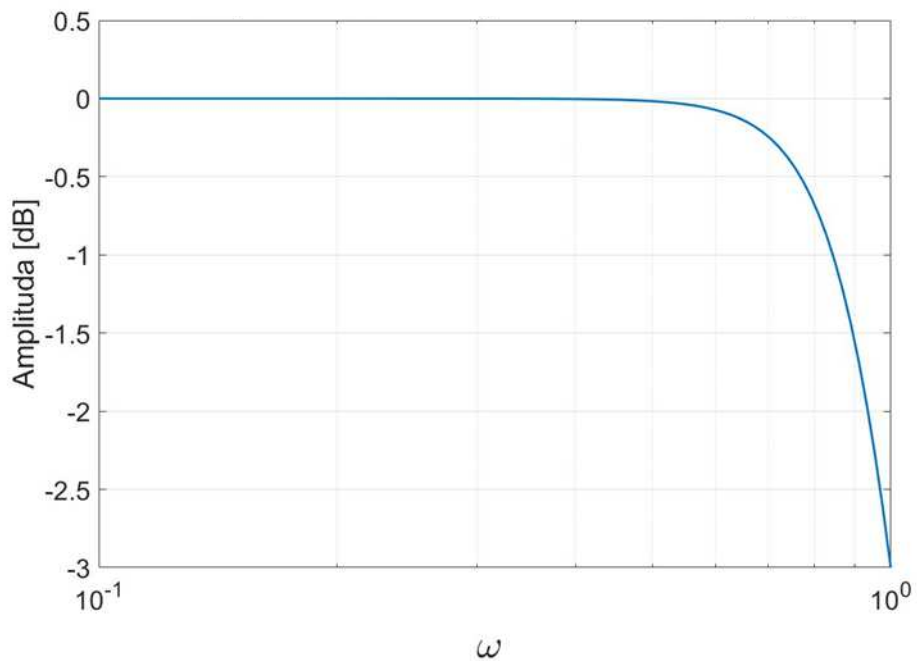
Slika 5.3.1. Normirane amplitudno frekvencijske karakteristike

Amplitudno frekvencijska karakteristika u decibelima dobiva se pomoću izraza (3.1.4). Normirane amplitudno frekvencijske karakteristike u decibelima prve i druge sekcije te ukupne prikazane su Slikom 5.3.2.



Slika 5.3.2. Normirane amplitudno frekvencijske karakteristike u dB

Dokaz da pojačanje na graničnoj frekvenciji iznosi -3dB prikazan je Slikom 5.3.3.



Slika 5.3.3. Dokaz pojačanja -3dB na graničnoj frekvenciji

5.4. Normirana fazno frekvencijska karakteristika

Koristeći izraz (3.2.1) dobivene su normirane fazno frekvencijske karakteristike prve i druge sekcije

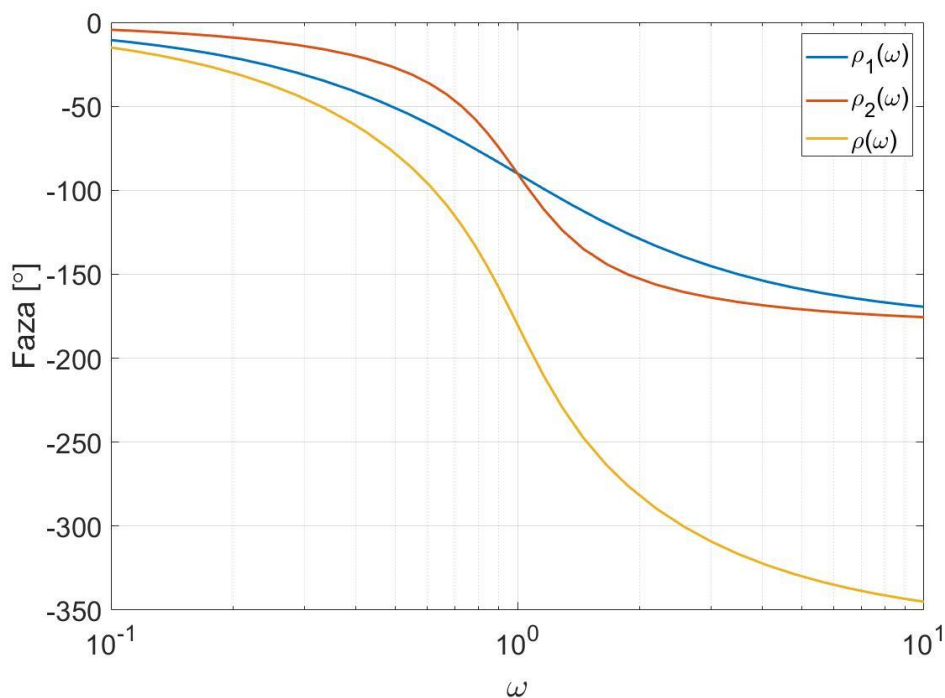
$$\varphi_1(\omega) = \tan^{-1} \left(-\frac{1.8478 \cdot \omega}{1 - \omega^2} \right) \quad (5.4.1),$$

$$\varphi_2(\omega) = \tan^{-1} \left(-\frac{0.7654 \cdot \omega}{1 - \omega^2} \right) \quad (5.4.2),$$

te ukupne

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{2.61313 \cdot \omega^3 - 2.61313 \cdot \omega}{\omega^4 - 3.41421 \cdot \omega^2 + 1} \right) \quad (5.4.3).$$

Grafički prikazi dobivenih normiranih fazno frekvencijskih karakteristika prve i druge sekcije te ukupne prikazani su na Slici 5.4.1.



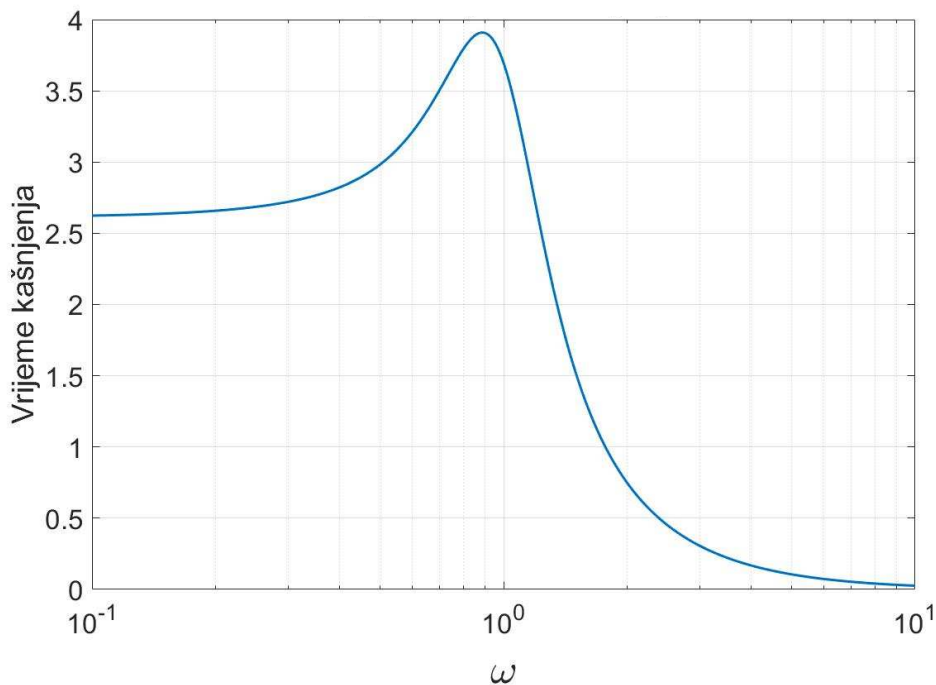
Slika 5.4.1. Normirane fazno frekvencijske karakteristike

5.5. Normirano grupno vrijeme kašnjenja

Korištenjem izraza (3.3.1) slijedi izraz normiranog grupnog vremena kašnjenja

$$T_g(\omega) = \frac{2.61313 \cdot \omega^6 + 1.08238 \cdot \omega^4 + 1.08238 \cdot \omega^2 + 2.61313}{\omega^8 + 2.83969 \cdot 10^{-5} \cdot \omega^6 - 6.68697 \cdot 10^{-5} \cdot \omega^4 + 2.83969 \cdot 10^{-5} \cdot \omega^2 + 1} \quad (5.5.1).$$

Grafički prikaz izračunatog normiranog grupnog vremena kašnjenja prikazan je na Slici 5.5.1.



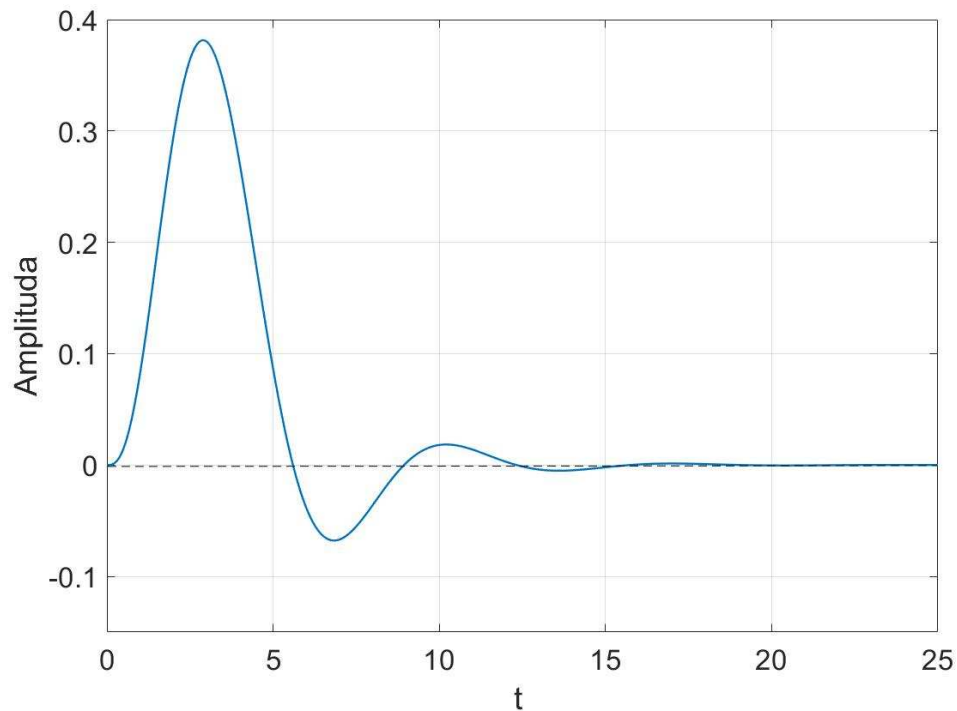
Slika 5.5.1. Normirano grupno vrijeme kašnjenja

5.6. Vremenski odzivi - normirano

Na način opisanim u potpoglavlju 3.4 uz korištenje izraza (3.4.3) i (3.4.4) te izraza normirane prijenosne funkcije (5.1.3) uz pomoć Matlab programskog paketa koristeći naredbu *ilaplace* dobiven je normirani impulsni odziv u vremenskoj domeni

$$h(t) = 0.92388[e^{-0.92388 \cdot t} \cdot (\cos(0.38268 \cdot t) + 2.4142 \cdot \sin(0.38268 \cdot t)) - e^{-0.38268 \cdot t} \cdot (\cos(0.92388 \cdot t) + 0.41421 \cdot \sin(0.92388 \cdot t))] \cdot S(t) \quad (5.6.1).$$

Grafički prikaz normiranog impulsnog odziva u vremenskoj domeni prikazan je na Slici 5.6.1.

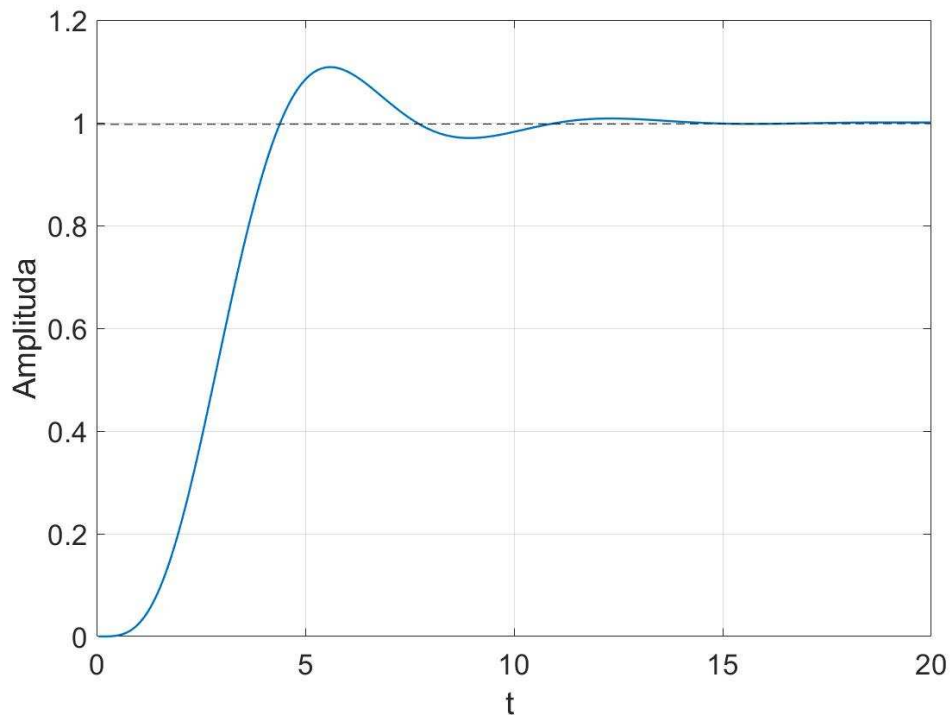


Slika 5.6.1. Impulsni odziv normirane prijenosne funkcije

Na način opisanim u potpoglavlju 3.5 uz korištenje izraza (3.5.3) i (3.5.4) te izraza normirane prijenosne funkcije (5.1.3) uz pomoć Matlab programskog paketa koristeći naredbu *ilaplace* dobiven je normirani skokovni odziv u vremenskoj domeni

$$a(t) = \{0.70711 \cdot [e^{-0.38268 \cdot t} \cdot (\cos(0.92388 \cdot t) - \sin(0.92388 \cdot t))] - 1.7071 \cdot [e^{-0.92388 \cdot t} \cdot (\cos(0.38268 \cdot t) + \sin(0.38268 \cdot t))] + 1\} \cdot S(t) \quad (5.6.2).$$

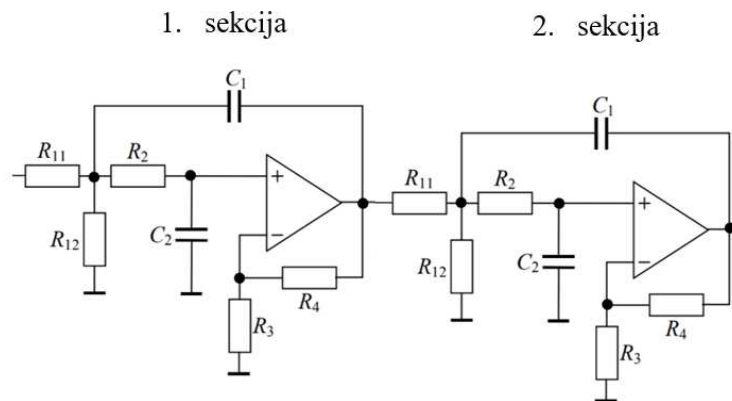
Grafički prikaz normiranog skokovnog odziva u vremenskoj domeni prikazan je na Slici 5.6.2.



Slika 5.6.2. Skokovni odziv normirane prijenosne funkcije

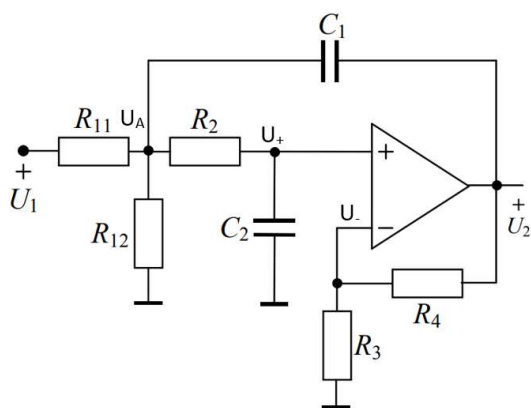
5.7. Normirane vrijednosti elemenata filtra

Realizacija nisko propusnog filtra 4. reda u kaskadnoj strukturi prikazana je Slikom 5.7.1.



Slika 5.7.1. Realizacija nisko propusnog filtra 4. reda u kaskadnoj strukturi

Kako je vidljivo sa Slike 5.7.1, filter se sastoji od dvije sekcije drugog reda spojenih u kaskadu. Za dobivanje prijenosne funkcije sekcije korištena je Slika 5.7.2.



Slika 5.7.2. Sekcija drugog reda

Na temelju Slike 5.7.2 jednadžbe čvorova glase

$$(G_{11} + G_{12} + G_2 + sC_1)U_A - G_{11}U_1 - G_2U_+ - sC_1U_2 = 0 \quad (5.7.1),$$

$$(G_2 + sC_2)U_+ - G_2U_A = 0 \quad (5.7.2),$$

$$(G_3 + G_4)U_- - G_4U_2 = 0 \quad (5.7.3),$$

$$U_2 = A(U_+ - U_-) \quad (5.7.4).$$

Iz izraza (5.7.2) i (5.7.3) dobivamo

$$U_+ = \frac{G_2}{G_2 + sC_2} U_A \quad (5.7.5),$$

$$U_- = \frac{G_4}{G_3 + G_4} U_2 \quad (5.7.6).$$

Uvrštavanjem (5.7.5) i (5.7.6) u (5.7.4) slijedi

$$U_A = \frac{G_4}{G_3 + G_4} \frac{G_2 + sC_2}{G_2} U_2 \quad (5.7.7).$$

Uvrštavanjem (5.7.7) u (5.7.2) slijedi

$$U_+ = \frac{G_4}{G_3 + G_4} U_2 \quad (5.7.8).$$

Uz pretpostavku $G_1 = G_{11} + G_{12}$ te uvrštavanjem (5.7.7) i (5.7.8) u izraz (5.7.1) slijedi

$$U_2 \left[\frac{s^2 C_1 C_2 G_4 + s(G_1 G_4 C_2 + G_2 G_4 C_2 - G_2 G_3 C_1) + G_1 G_2 G_4}{G_2(G_3 + G_4)} \right] = G_{11} U_1 \quad (5.7.9).$$

Sređivanjem izraza (5.7.9) dobivamo

$$H(s) = \frac{\frac{G_{11} G_2}{C_1 C_2} \left(\frac{G_3}{G_4} + 1 \right)}{s^2 + \left(\frac{G_1}{C_1} + \frac{G_2}{C_1} - \frac{G_2 G_3}{C_2 G_4} \right) s + \frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.7.10).$$

Opći oblik prijenosne funkcije sekcije drugog reda glasi

$$H(s) = \frac{k \cdot \omega_p^2}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q} s + \omega_p^2} \quad (5.7.11).$$

Uspoređujući izraz (5.7.10) s općim oblikom prijenosne funkcije (5.7.11) slijede izrazi za izračun parametara filtra

$$\omega_p = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} \quad (5.7.12),$$

$$k = \frac{G_{11}}{G_1} \left(\frac{G_3}{G_4} + 1 \right) \quad (5.7.13),$$

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{C_1 G_1}{C_2 G_2}}}{1 + \frac{G_1}{G_2} - \frac{G_3 C_1}{G_4 C_2}} \quad (5.7.14).$$

Uspoređujući izraze prijenosnih funkcija (5.3.4) i (5.3.5) s općim oblikom prijenosne funkcije (5.7.11) normirane vrijednosti parametara sekcija su

	1. sekcija	2. sekcija
k	1	1
ω_p	1	1
Q	0.5412	1.3066

Tablica 5.1. Normirani parametri sekcija

Za određivanje normiranih vrijednosti elemenata prve i druge sekcije odabrano je

$$G_1 = G_{11} + G_{22} \quad (5.7.15),$$

$$R_1 = R_2 = R_n \quad (5.7.16),$$

$$C_1 = C_2 = C_n = 1 \quad (5.7.17),$$

$$R_4 = 1 \quad (5.7.18).$$

Slijede normirane vrijednosti elemenata prve i druge sekcije

	1. sekcija	2. sekcija
R_{11n}	1.15222	2.23464
R_{12n}	7.56945	1.80996
R_{2n}	1	1
R_{3n}	6.56943	0.80996
R_{4n}	1	1
C_{1n}	1	1
C_{2n}	1	1

Tablica 5.2. Normirane vrijednosti elemenata 1. i 2. sekcije

5.8. Denormirana prijenosna funkcija

Denormirane prijenosne funkcije dobivaju se na način da se u normirane prijenosne funkcije uvrsti NP - NP transformacija iz Tablice 2.3, gdje se za graničnu frekvenciju uvrštava zadana granična frekvencija iznosa 4 kHz

$$\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot f_g = 2 \cdot \pi \cdot 4 \text{ kHz} = 25132.74 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.8.1).$$

Denormirane prijenosne funkcije prve i druge sekcije dobivene NP – NP transformacijom glase

$$T_1(s) = \frac{6.31656 \cdot 10^8}{s^2 + 4.64401 \cdot 10^4 \cdot s + 6.31656 \cdot 10^8} \quad (5.8.2),$$

$$T_2(s) = \frac{6.31656 \cdot 10^8}{s^2 + 1.92358 \cdot 10^4 \cdot s + 6.31656 \cdot 10^8} \quad (5.8.3).$$

Množenjem izraza (5.8.2) i (5.8.3) slijedi izraz ukupne denormirane prijenosne funkcije

$$T(s) = \frac{3.98990 \cdot 10^{17}}{s^4 + 6.56759 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 2.15662 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 4.14846 \cdot 10^{13} \cdot s + 3.9899 \cdot 10^{17}} \quad (5.8.4).$$

5.9. Denormirane vrijednosti polova i nula

Izjednačavanjem brojnika i nazivnika prijenosnih funkcija (5.8.2) i (5.8.3) s nulom dobivamo denormirane vrijednosti polova i nula

Nule:

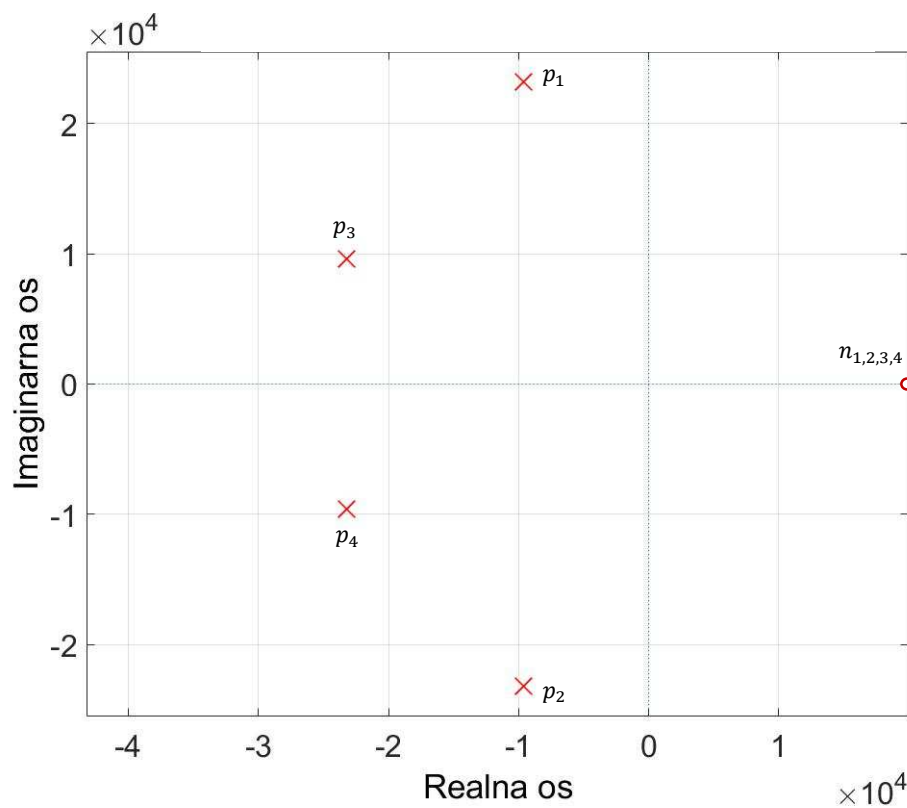
$$n_1, n_2, n_3, n_4 \rightarrow \infty \quad (5.9.1).$$

Polovi:

$$p_{1,2} = -9.6179 \cdot 10^3 \pm 2.322 \cdot 10^4 i \quad (5.9.2),$$

$$p_{3,4} = -2.322 \cdot 10^4 \pm 9.6169 \cdot 10^3 i \quad (5.9.3).$$

Raspored polova i nula u kompleksnoj ravnini prikazan je na Slici 5.9.1.



Slika 5.9.1. Raspored polova i nula denormirane prijenosne funkcije

5.10. Denormirana amplitudno frekvencijska karakteristika

Na isti način kao i kod normirane prijenosne funkcije, amplitudno frekvencijske karakteristike denormiranih prijenosnih funkcija dobivene su zamjenom $s \rightarrow j\omega$ te računanjem apsolutne vrijednosti

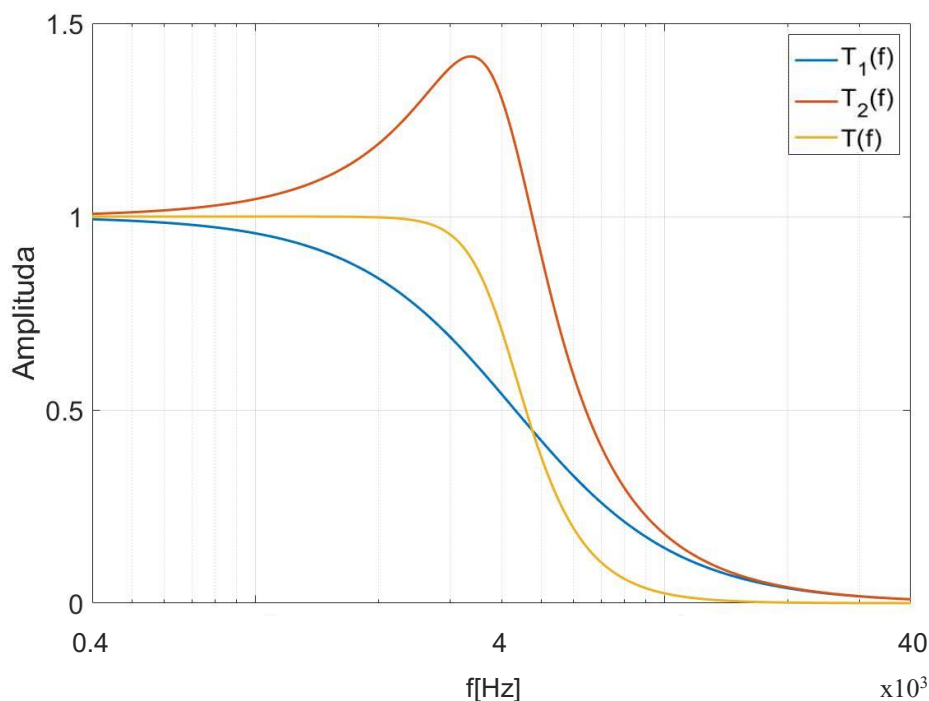
$$|T_1(j\omega)| = \frac{6.31656 \cdot 10^8}{\sqrt{\omega^4 + 8.93371 \cdot 10^8 \cdot \omega^2 + 3.98989 \cdot 10^{17}}} \quad (5.10.1),$$

$$|T_2(j\omega)| = \frac{6.31656 \cdot 10^8}{\sqrt{\omega^4 - 8.93296 \cdot 10^8 \cdot \omega^2 + 3.98989 \cdot 10^{17}}} \quad (5.10.2).$$

Množenjem izraza (5.10.1) i (5.10.2) dobiva se izraz ukupne denormirane amplitudno frekvencijske karakteristike

$$|T(j\omega)| = \frac{3.9899 \cdot 10^{17}}{\sqrt{\omega^8 + 8.38408 \cdot 10^4 \cdot \omega^6 - 8.70579 \cdot 10^{13} \cdot \omega^4 + 3.24096 \cdot 10^{22} \cdot \omega^2 + 1.59193 \cdot 10^{35}}} \quad (5.10.3).$$

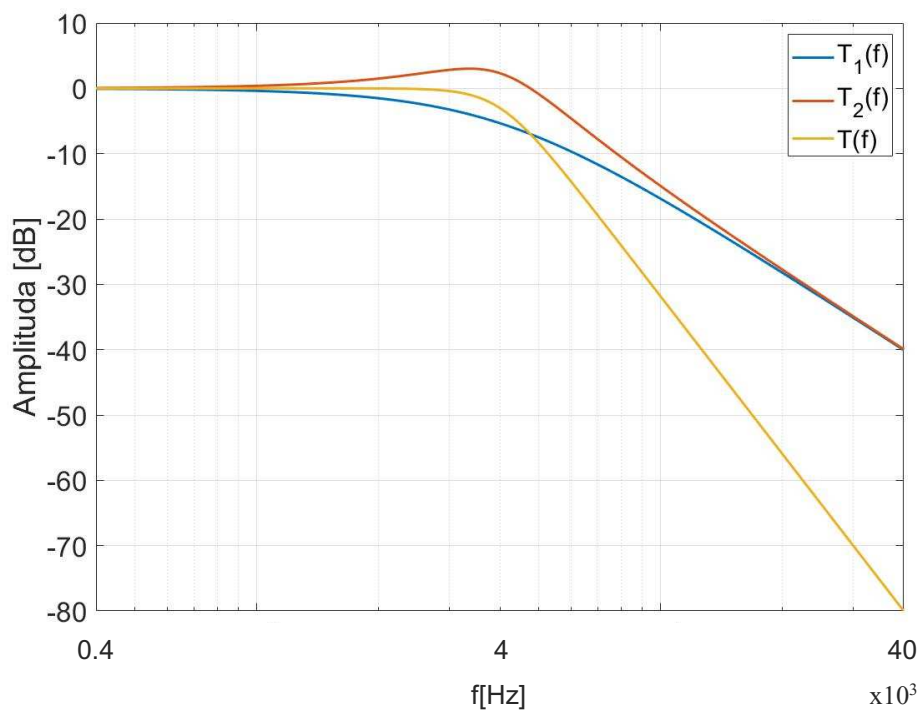
Grafički prikazi denormiranih amplitudno frekvencijskih karakteristika prve i druge sekcije te ukupne prikazani su na Slici 5.10.1.



Slika 5.10.1. Denormirane amplitudno frekvencijske karakteristike

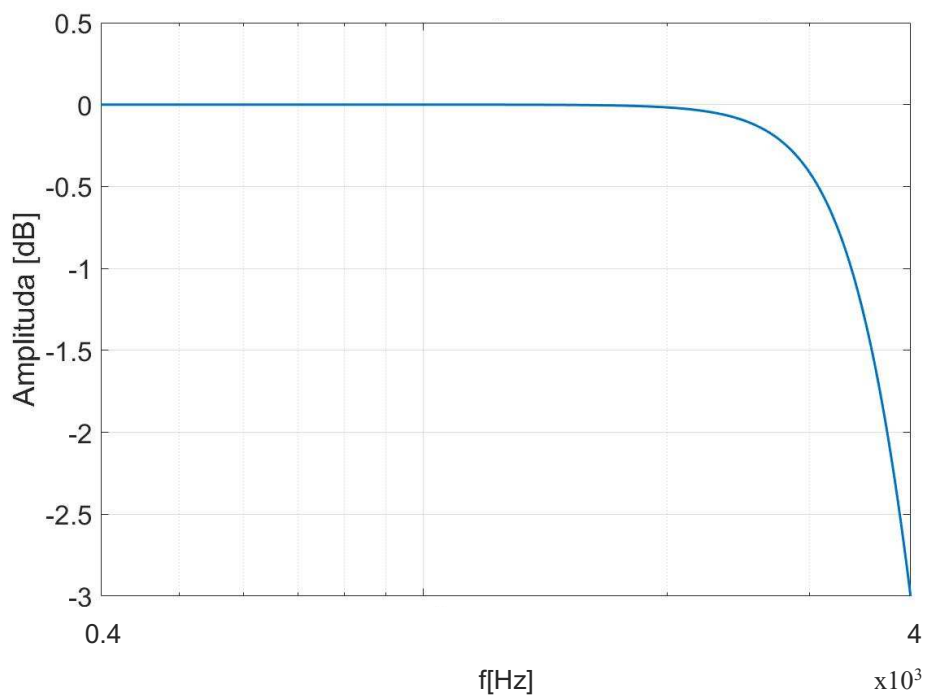
Izraz za amplitudno frekvencijsku karakteristiku u decibelima dobiven je pomoću izraza (3.1.4).

Denormirane amplitudno frekvencijske karakteristike prve i druge sekcije te ukupne u decibelima prikazane su na Slici 5.10.2.



Slika 5.10.2. Denormirane amplitudno frekvencijske karakteristike u dB

Dokaz da pojačanje na graničnoj frekvenciji iznosi -3dB prikazan je Slikom 5.10.3.



Slika 5.10.3. Dokaz pojačanja -3dB na graničnoj frekvenciji

5.11. Denormirana fazno frekvencijska karakteristika

Korištenjem izraza (3.2.1) iz prijenosnih funkcija (5.8.2) i (5.8.3) dobivene su denormirane fazno frekvencijske karakteristike prve i druge sekcije

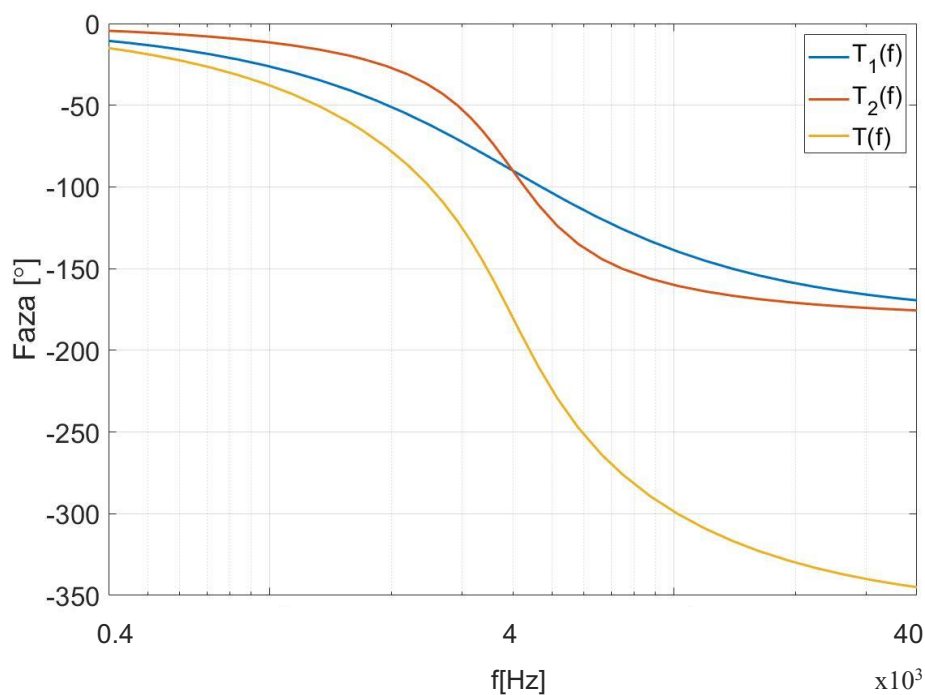
$$\varphi_1(\omega) = \tan^{-1} \left(-\frac{4.64401 \cdot 10^4 \cdot \omega}{6.31656 \cdot 10^8 - \omega^2} \right) \quad (5.11.1),$$

$$\varphi_2(\omega) = \tan^{-1} \left(-\frac{1.92358 \cdot 10^4 \cdot \omega}{6.31656 \cdot 10^8 - \omega^2} \right) \quad (5.11.2).$$

Ukupna denormirana fazno frekvencijska karakteristika je

$$\varphi(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{6.56759 \cdot 10^4 \cdot \omega^3 - 4.14846 \cdot 10^{13} \cdot \omega}{\omega^4 - 2.15662 \cdot 10^9 \cdot \omega^2 + 3.9899 \cdot 10^{17}} \right) \quad (5.11.3).$$

Grafički prikaz denormirane fazno frekvencijske karakteristike prve i druge sekcije te ukupne prikazan je na Slici 5.11.1.



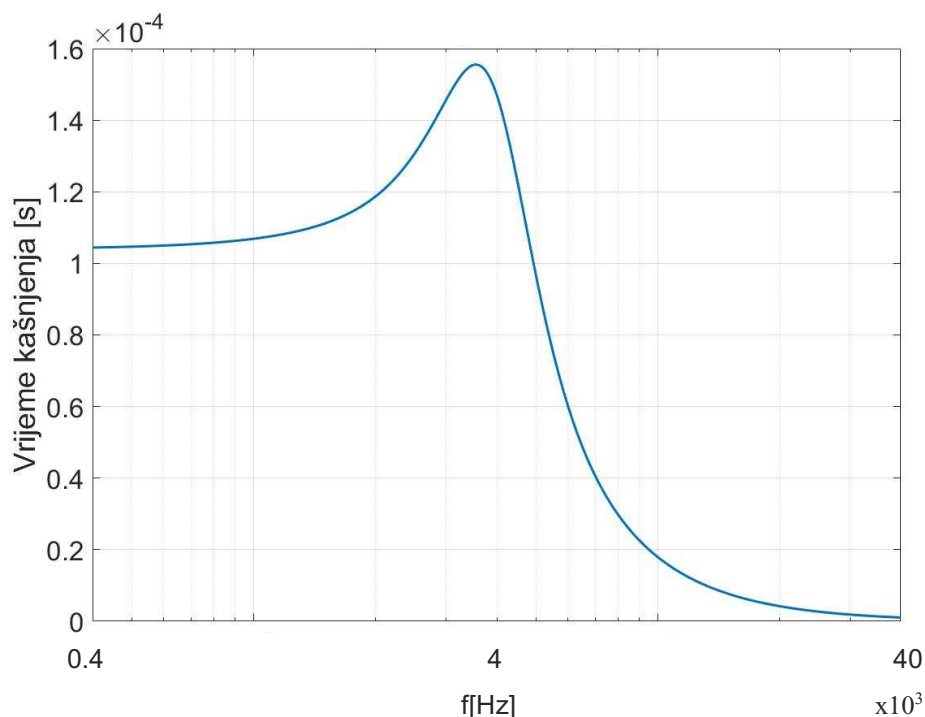
Slika 5.11.1. Denormirane fazno frekvencijske karakteristike

5.12. Denormirano grupno vrijeme kašnjenja

Denormirano grupno vrijeme kašnjenja dobiveno je pomoću izraza (3.3.1) iz kojeg slijedi

$$T_g(\omega) = \frac{6.56759 \cdot 10^4 \cdot \omega^6 + 1.71842 \cdot 10^{13} \cdot \omega^4 + 1.08544 \cdot 10^{22} \cdot \omega^2 + 1.65519 \cdot 10^{31}}{\omega^8 + 8.38408 \cdot 10^4 \cdot \omega^6 - 8.70579 \cdot 10^{13} \cdot \omega^4 + 3.24096 \cdot 10^{22} \cdot \omega^2 + 1.59193 \cdot 10^{35}} \quad (5.12.1).$$

Grafički prikaz denormiranog grupnog vremena kašnjenja prikazan je na Slici 5.12.1.



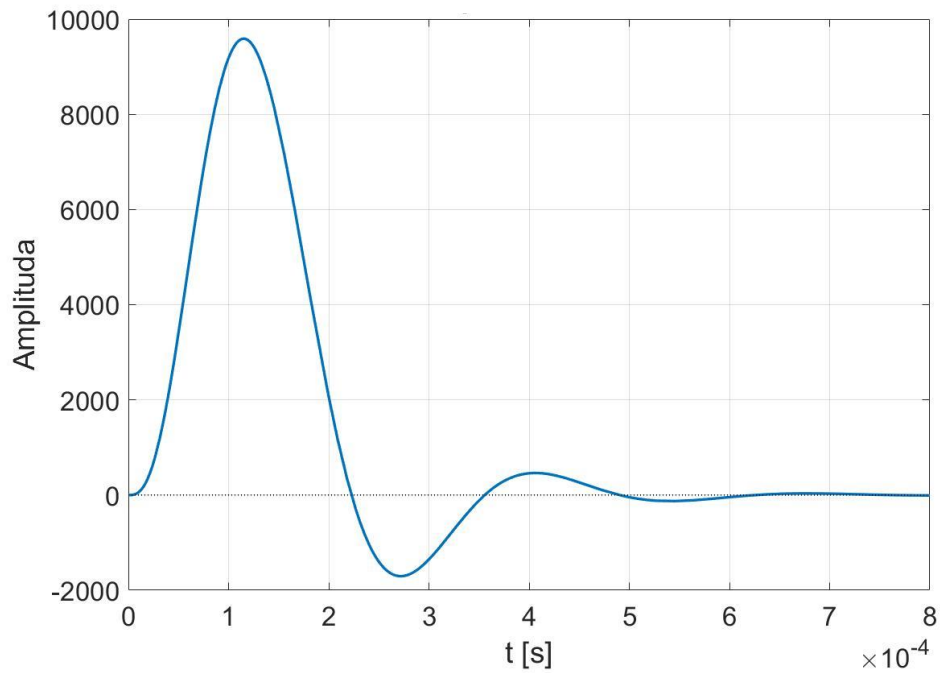
Slika 5.12.1. Grupno vrijeme kašnjenja denormirane prijenosne funkcije

5.13. Vremenski odzivi - denormirano

Na način opisanim u potpoglavlju 3.4 uz korištenje izraza (3.4.3) i (3.4.4) te izraza denormirane prijenosne funkcije (5.8.4) uz pomoć Matlab programskog paketa koristeći naredbu *ilaplace* dobiven je denormirani impulsni odziv u vremenskoj domeni

$$h(t) = 2.3219 \cdot 10^4 [e^{-2.322 \cdot 10^4 \cdot t} \cdot (\cos(9.6169 \cdot 10^3 \cdot t) + 2.4145 \cdot \sin(9.6169 \cdot 10^3 \cdot t)) - e^{-9.6179 \cdot 10^3 \cdot t} \cdot (\cos(2.322 \cdot 10^4 \cdot t) + 0.41421 \cdot \sin(2.322 \cdot 10^4 \cdot t))] \cdot S(t) \quad (5.13.1).$$

Grafički prikaz denormiranog impulsnog odziva u vremenskoj domeni prikazan je na Slici 5.13.1.

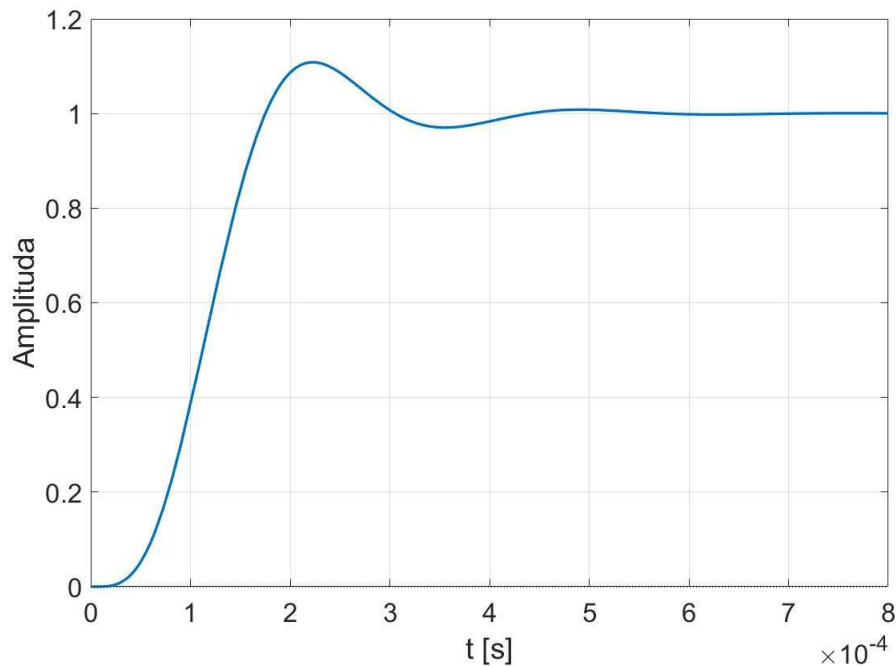


Slika 5.13.1. Impulsni odziv denormirane prijenosne funkcije

Na način opisanim u potpoglavlju 3.5 uz korištenje izraza (3.5.3) i (3.5.4) te izraza denormirane prijenosne funkcije (5.8.4) uz pomoć Matlab programskog paketa koristeći naredbu *ilaplace* dobiven je denormirani skokovni odziv u vremenskoj domeni

$$a(t) = \{0.70709 \cdot e^{-9.6179 \cdot 10^3 \cdot t} \cdot [(\cos(2.322 \cdot 10^4 \cdot t) - \sin(2.322 \cdot 10^4 \cdot t))] - 1.7071 \cdot e^{-2.322 \cdot 10^4 \cdot t} \cdot [(\cos(9.6169 \cdot 10^3 \cdot t) + 1.0002 \cdot \sin(9.6169 \cdot 10^3 \cdot t))] + 1\} \cdot S(t) \quad (5.13.2).$$

Grafički prikaz denormiranog skokovnog odziva u vremenskoj domeni prikazan je na Slici 5.13.2.



Slika 5.13.2. Skokovni odziv denormirane prijenosne funkcije

5.14. Denormirane vrijednosti elemenata filtra

Proračun denormiranih vrijednosti elemenata filtra vrši se tako da se uvrsti stvarna granična frekvencija ω_g te se proizvoljno odabere vrijednost kondenzatora takva da dobivene vrijednosti elemenata imaju smislene i realne vrijednosti.

Granična frekvencija po zadatku iznosi

$$\omega_g = 2 \cdot \pi \cdot 4 \cdot 10^3 = 25132.74 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.14.1).$$

Potrebno je odabrati takvu vrijednost kapaciteta da se dobije prihvatljiva i smisljena vrijednost otpora R_0

$$R_0 = \frac{C_n}{\omega_g \cdot C} \quad (5.14.2).$$

Odabirom kapaciteta $C = 10 \text{ nF}$ te uvrštavanjem vrijednosti u jednadžbu (5.14.2) dobiva se vrijednost otpora R_0

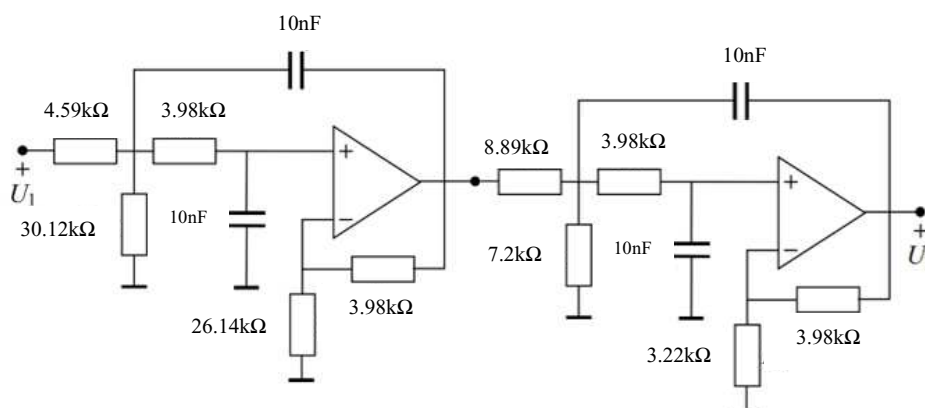
$$R_0 = \frac{1}{25132.74 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 3978.87 \Omega \quad (5.14.3).$$

Pomoću dobivene vrijednosti otpora R_0 vrši se denormizacija normiranih vrijednosti elemenata filtra.

	1. sekcija	2. sekcija
$R_{11} = R_{11n} \cdot R_0$	4.59 k Ω	8.89 k Ω
$R_{12} = R_{12n} \cdot R_0$	30.12 k Ω	7.2 k Ω
$R_2 = R_{2n} \cdot R_0$	3.98 k Ω	3.98 k Ω
$R_3 = R_{3n} \cdot R_0$	26.14 k Ω	3.22 k Ω
$R_4 = R_{4n} \cdot R_0$	3.98 k Ω	3.98 k Ω
C_1	10 nF	10 nF
C_2	10 nF	10 nF

Tablica 5.3. Denormirane vrijednosti elemenata filtra

Shematski prikaz filtra kaskadne strukture s vrijednostima elemenata prikazan je na Slici 5.14.1.

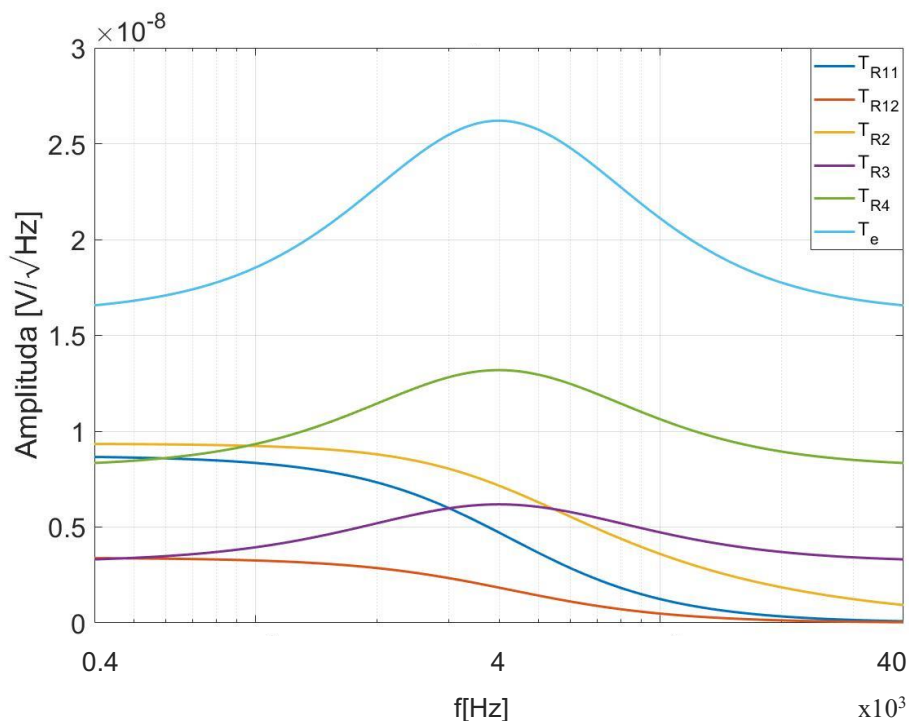


Slika 5.14.1. Kaskadna struktura s vrijednostima elemenata

5.15. Šum

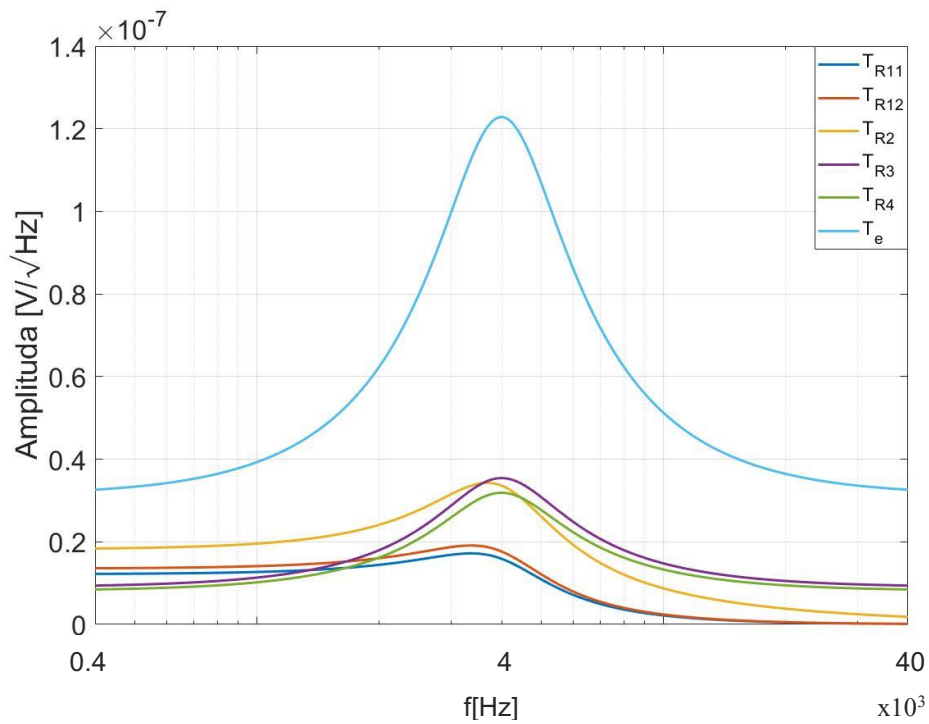
Izračun strujnih šumova otpora, naponskog šuma pojačala, ukupnog šuma sekcija te zatim ukupnog šuma kaskadne strukture odrađeno je na način opisanim u poglavlju 4. Izračunate su prijenosne funkcije šumova otpora te šuma pojačala za svaku sekciju te su dobiveni rezultati prikazani na sljedećim slikama.

Grafički prikazi prijenosnih funkcija šumova otpora te šuma pojačala prve sekcije prikazani su Slikom 5.15.1.



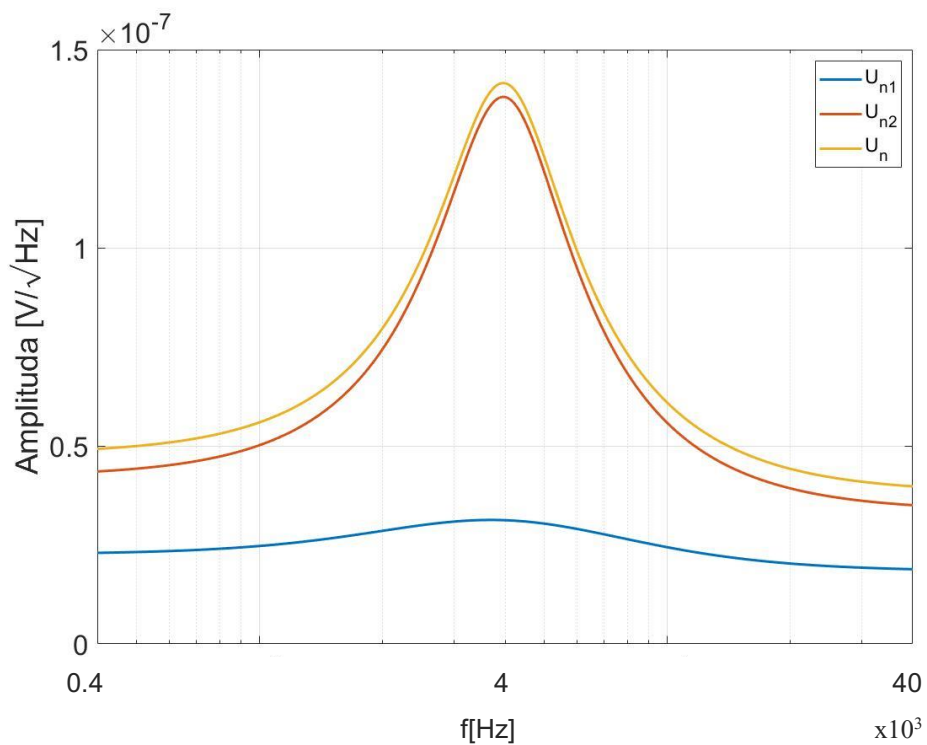
Slika 5.15.1. Šumovi otpora i pojačala prve sekcije

Na isti način izračunate su prijenosne funkcije šumova otpora i pojačala druge sekcije, a navedene su prikazane na Slici 5.15.2.



Slika 5.15.2. Šumovi otpora i pojačala druge sekcije

Spektralna gustoća napona šuma prve i druge sekcije te ukupne kaskadne strukture izračunata je pomoću izraza (4.3.1) opisanim u poglavlju 4. Na Slici 5.15.3 prikazane su navedene spektralne karakteristike gustoće napona šuma.



Slika 5.15.3. Šum sekcija te ukupni šum filtra

Pomoću izraza (4.3.2) dobivene su sljedeće efektivne vrijednosti šuma prve i druge sekcije

$$E_{n1} = 4.4449 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (5.15.1),$$

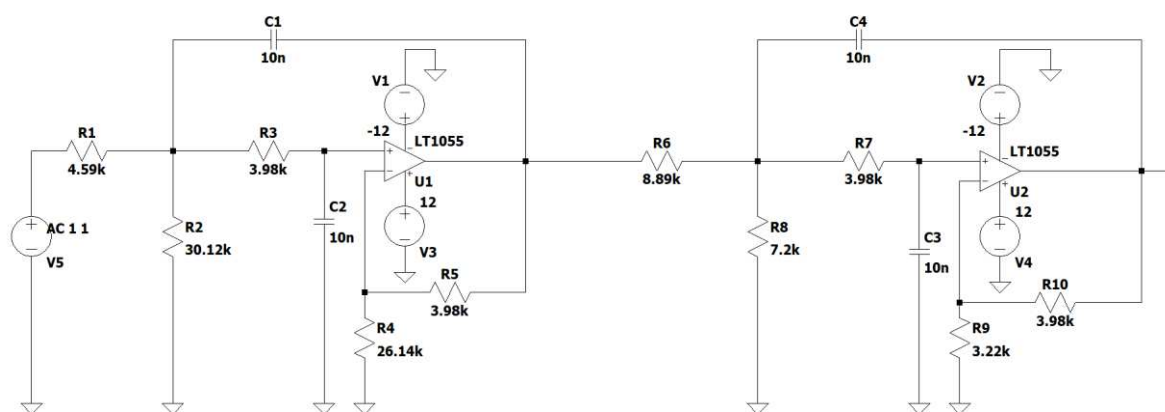
$$E_{n2} = 11.235 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (5.15.2).$$

Ukupna efektivna vrijednost šuma filtra je

$$E_{n_uk} = 11.528 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (5.15.3).$$

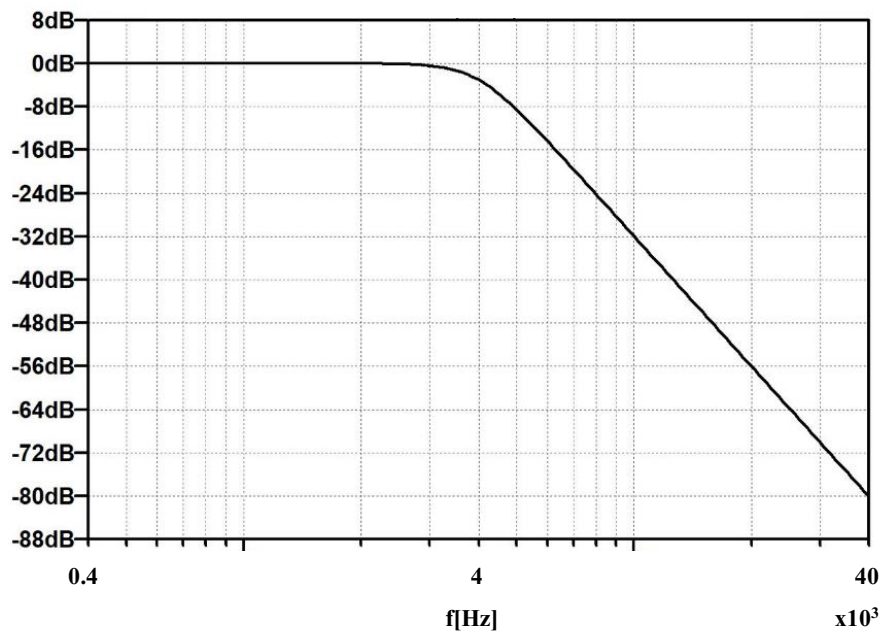
5.16. Provjera kaskadne strukture u programu LTSpice

Simulacija kaskadne strukture nisko propusnog filtra realizirana je u programskom paketu LTSpice koji u obzir uzima realne karakteristike elemenata. Izgled sheme za simulaciju prikazan je na Slici 5.16.1.

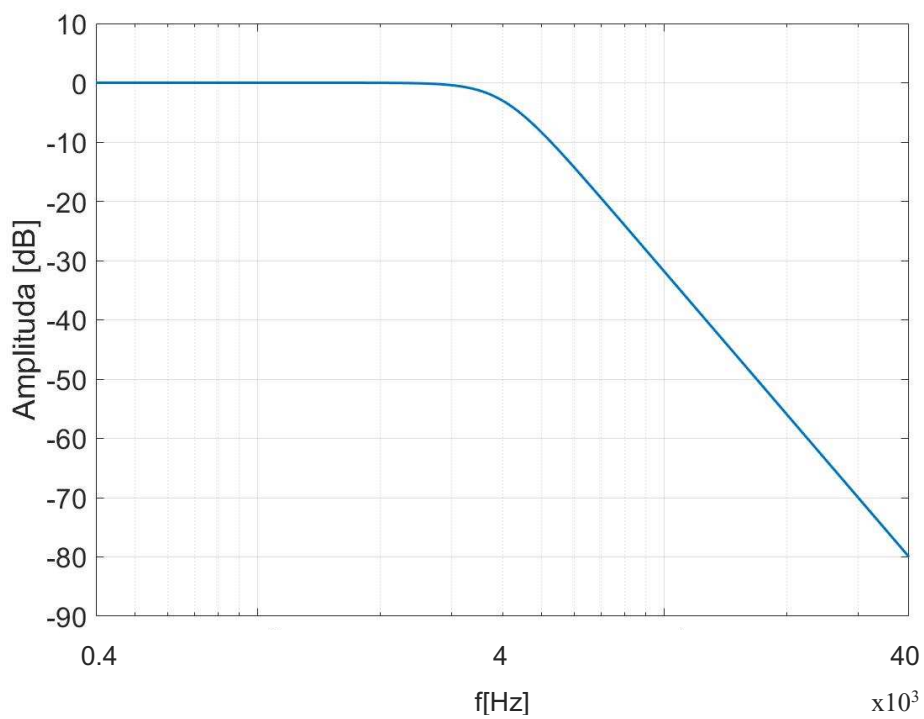


Slika 5.16.1. Shema simulacijskog modela u programskom paketu LTSpice

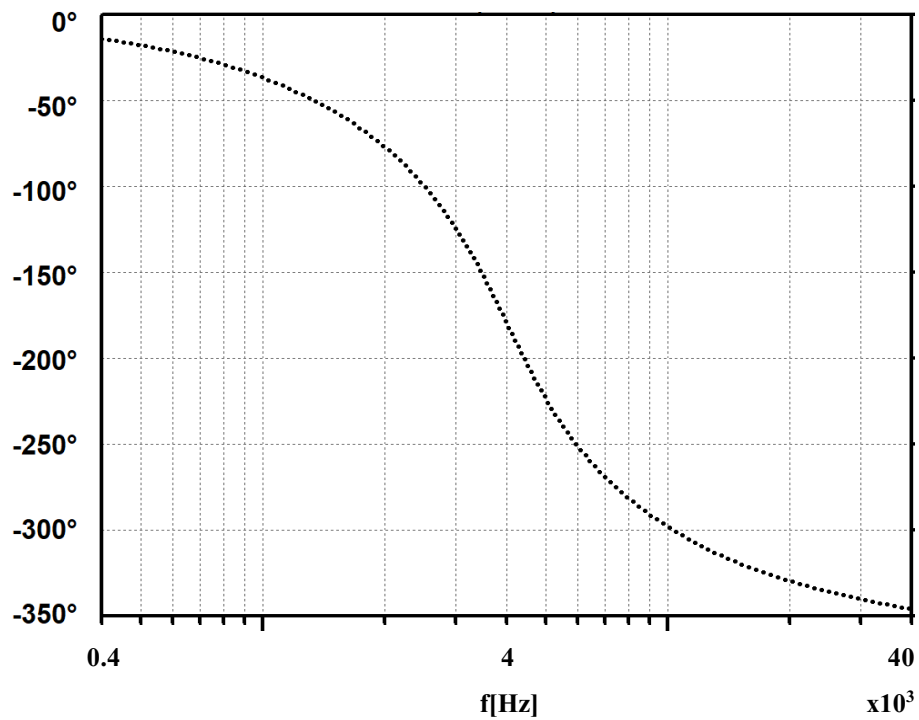
Vrijednosti elemenata izračunate su u potpoglavlju 5.14 te prikazane u Tablici 5.3. U nastavku ovog poglavlja bit će izvršena usporedba grafičkih prikaza amplitudno frekvencijske karakteristike, fazno frekvencijske karakteristike, karakteristike grupnog vremena kašnjenja, skokovnog odziva te ukupnog šuma LTSpice programa s grafičkim prikazima dobivenih pomoću Matlaba.



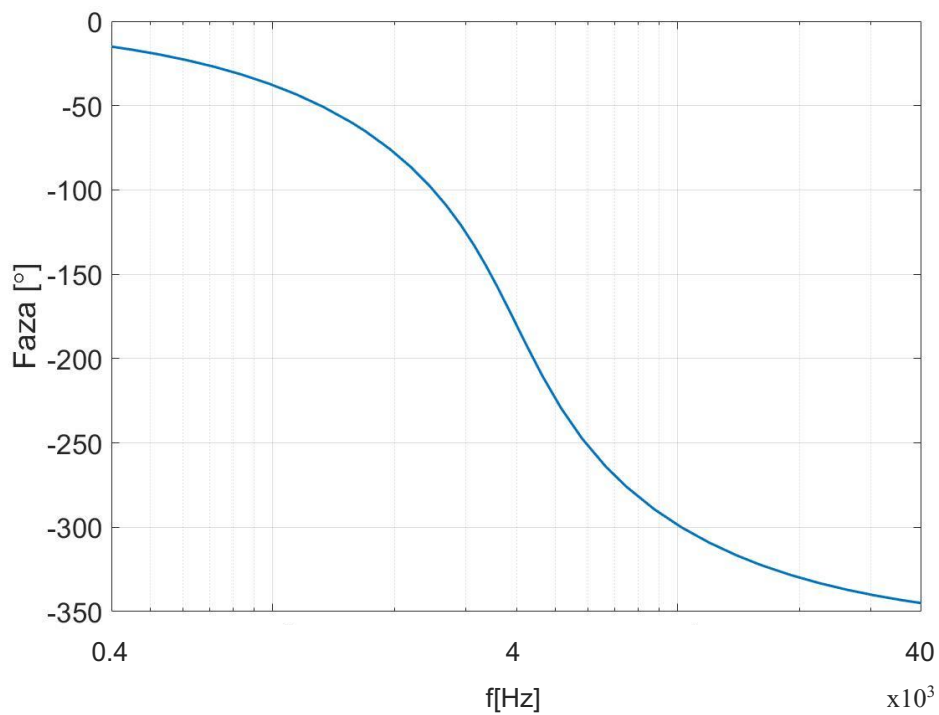
Slika 5.16.2. Amplitudno frekvencijska karakteristika (LTSpice)



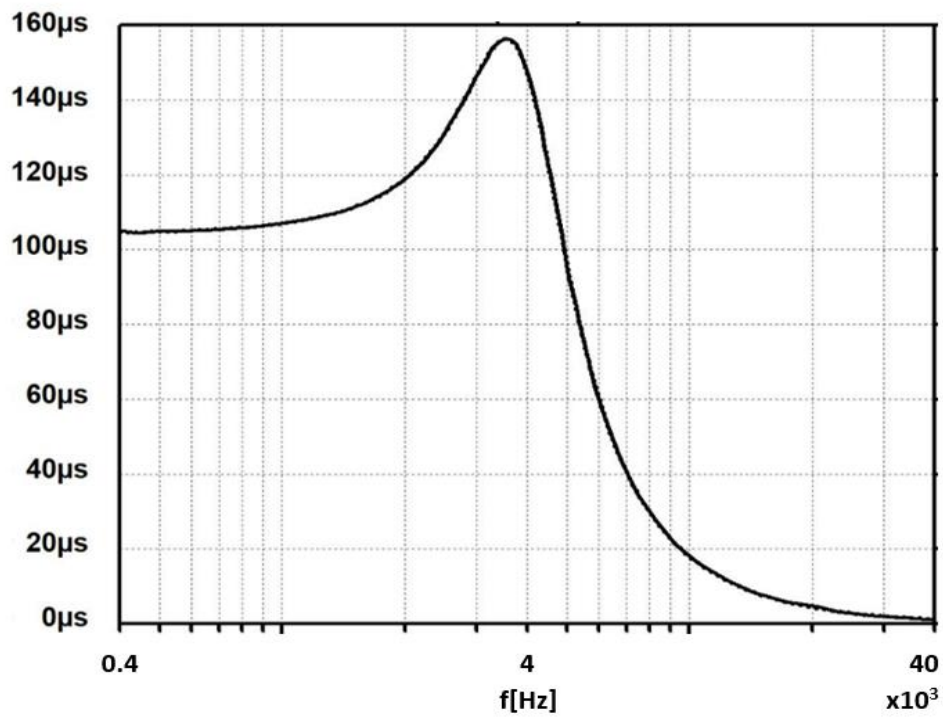
Slika 5.16.3. Amplitudno frekvencijska karakteristika (Matlab)



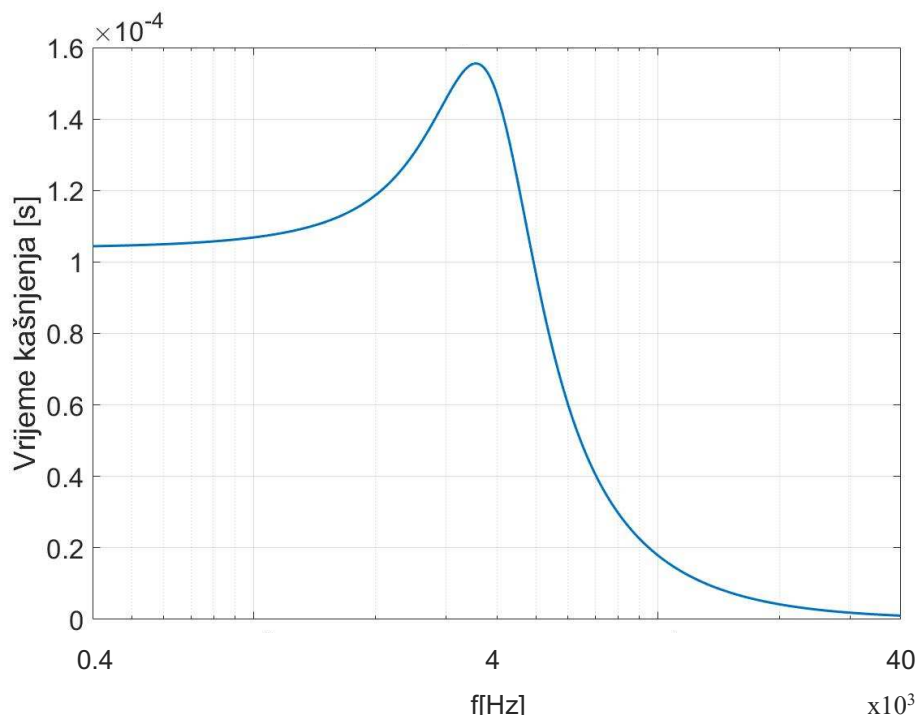
Slika 5.16.4. Fazno frekvencijska karakteristika (LTSpice)



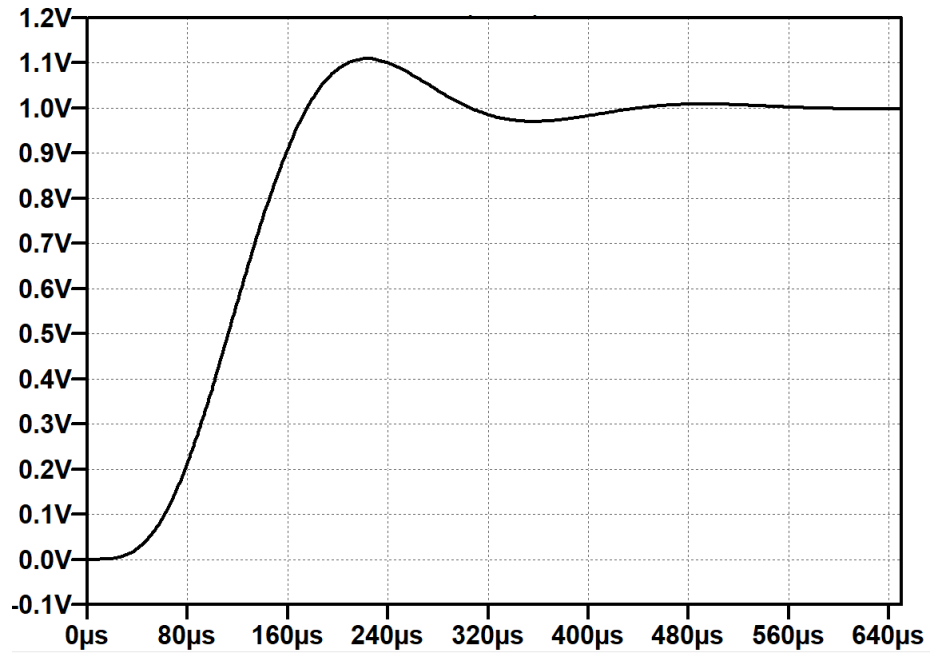
Slika 5.16.5. Fazno frekvencijska karakteristika (Matlab)



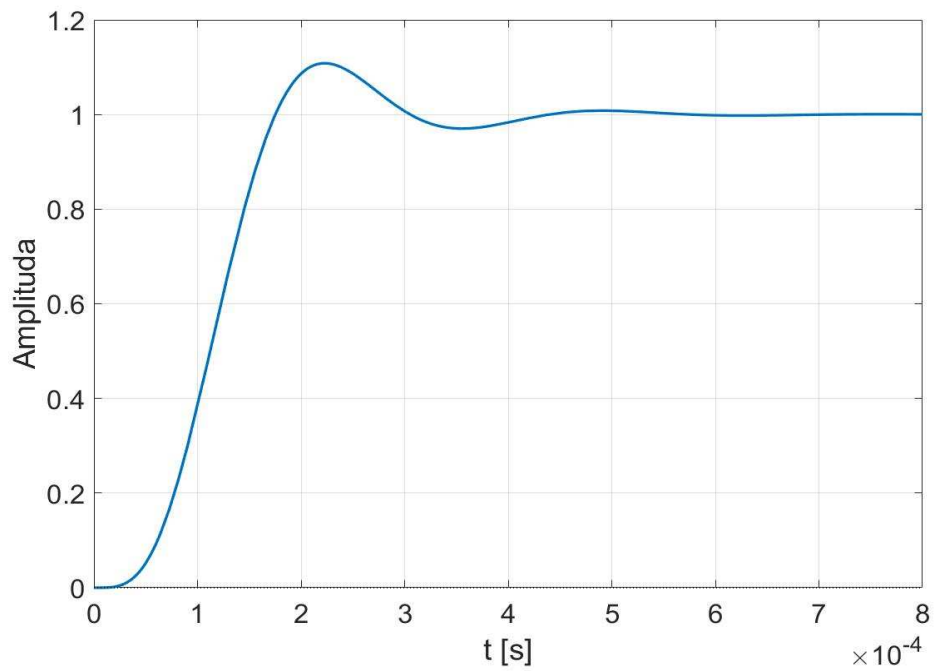
Slika 5.16.6. Grupno vrijeme kašnjenja (LTSpice)



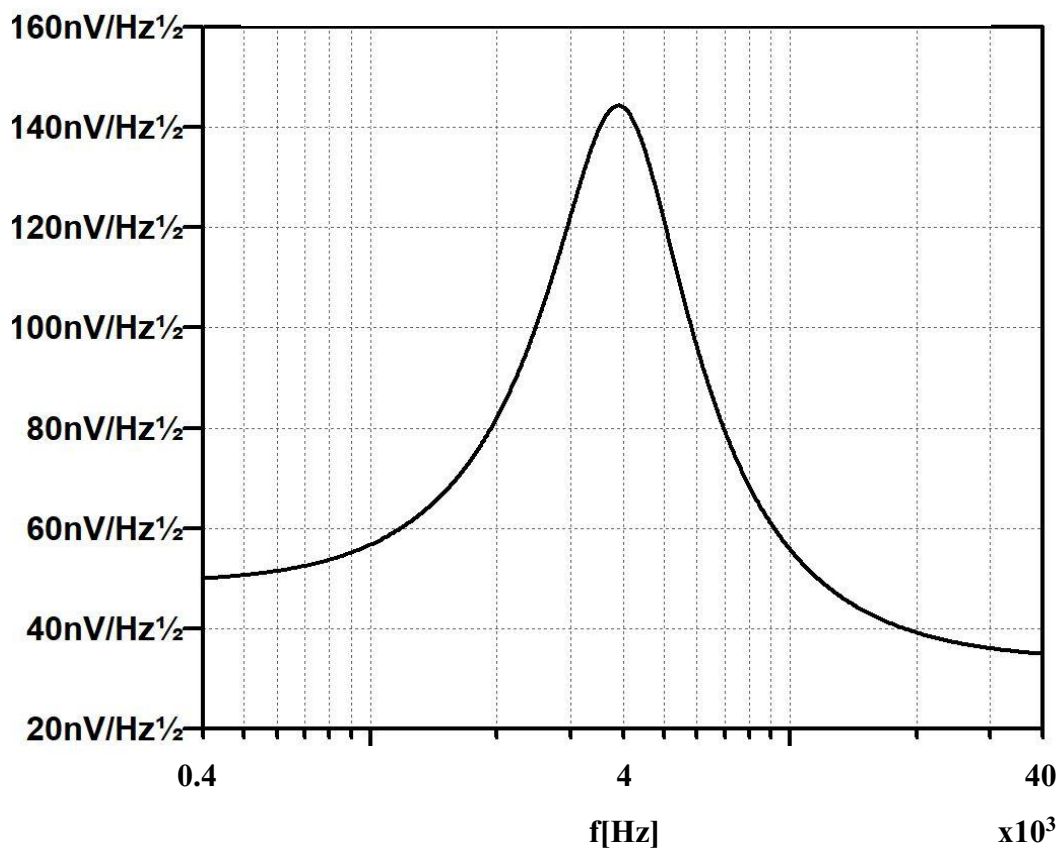
Slika 5.16.7. Grupno vrijeme kašnjenja (Matlab)



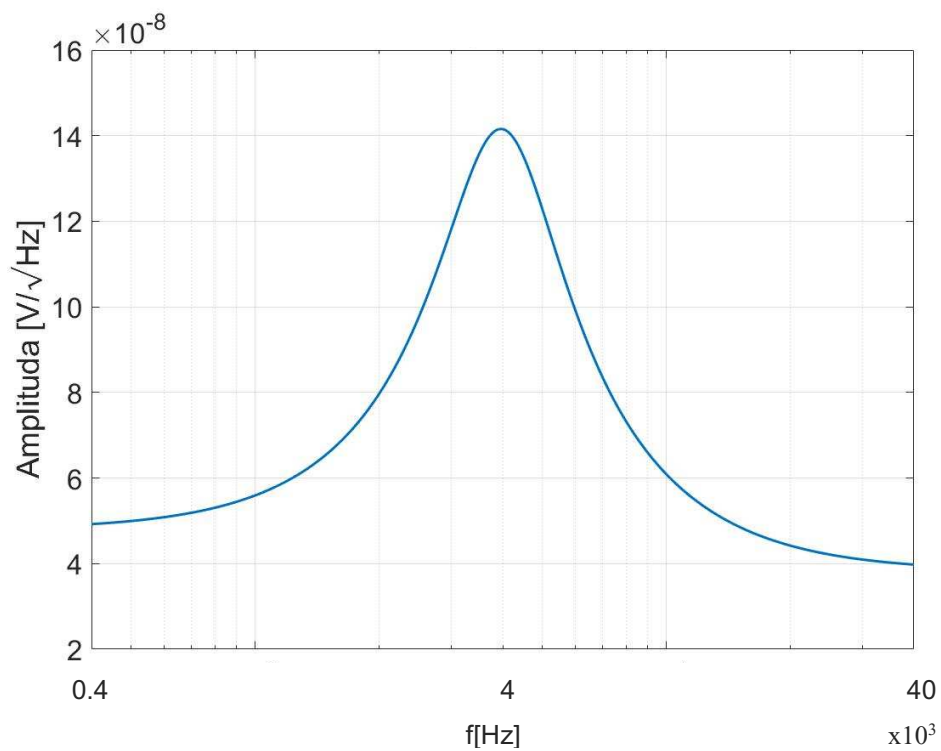
Slika 5.16.8. Skokovni odziv (LTSpice)



Slika 5.16.9. Skokovni odziv (Matlab)



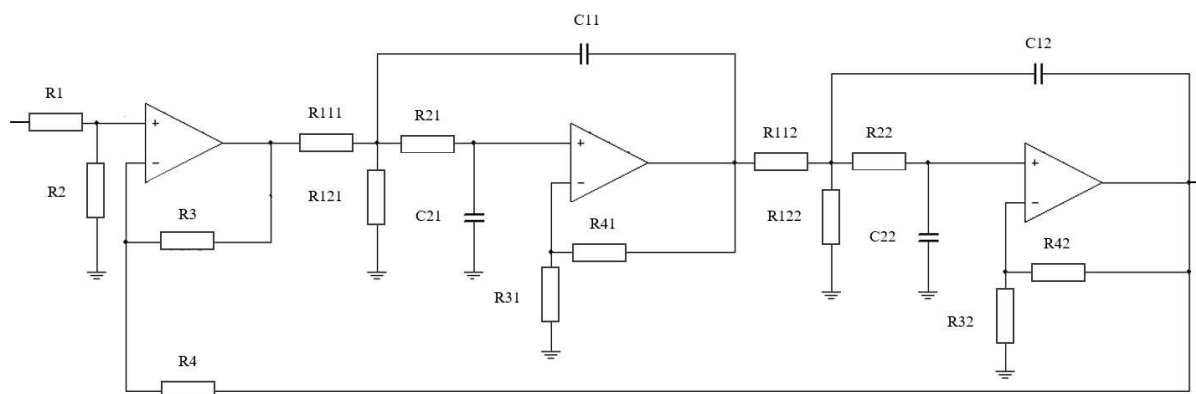
Slika 5.16.10. Ukupni šum (LTSpice)



Slika 5.16.11. Ukupni šum (Matlab)

6. STRUKTURA BIKVARTA

Nakon izvršenih proračuna za kaskadnu strukturu prikazanih u 5. poglavlju isti su izvršeni za strukturu bikvarta. Prijenosna funkcija kaskadne strukture i strukture bikvarta je jednaka. Jednakost prijenosnih funkcija ujedno znači i jednakost frekvencijskih i vremenskih karakteristika kaskadne strukture i strukture bikvarta, a koje su prikazane u prethodnom poglavlju. Izgled strukture bikvarta prikazan je na Slici 6.1.



Slika 6.1. Struktura bikvarta nisko propusnog filtra

Iz Slike 6.1 vidljivo je kako se, u usporedbi s kaskadnom strukturom, na ulazu nalazi diferencijalno pojačalo. Struktura bikvarta također sadrži i negativnu povratnu vezu preko otpora R_4 . Opći oblik prijenosne funkcije za strukturu bikvarta glasi

$$T(s) = \frac{T_1(s)T_2(s)}{1 + b_0T_1(s)T_2(s)} \quad (6.1),$$

gdje su

$T_1(s)$ - prijenosna funkcija prve sekcije,

$T_2(s)$ - prijenosna funkcija druge sekcije,

b_0 - faktor povratne veze.

6.1. Normirane vrijednosti parametara

Izjednačavanjem prijenosnih funkcija kaskadne strukture i strukture bikvarta slijedi

$$\frac{T_1(s)T_2(s)}{1 + b_0T_1(s)T_2(s)} = T_1(s)T_2(s) \quad (6.1.1).$$

Zapisom jednadžbe (6.1.1) preko parametara slijedi

$$\frac{\frac{k'_1 \omega_1'^2}{s^2 + \frac{\omega_1'}{Q_1} s + \omega_1'^2} \cdot \frac{k'_2 \omega_2'^2}{s^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} s + \omega_2'^2}}{1 + b_0 \cdot \frac{k'_1 \cdot \omega_1'^2}{s^2 + \frac{\omega_1'}{Q_1} s + \omega_1'^2} \cdot \frac{k'_2 \cdot \omega_2'^2}{s^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} s + \omega_2'^2}} = \frac{k_1 \omega_{P1}^2}{s^2 + \frac{\omega_{P1}}{Q_1} s + \omega_{P1}^2} \cdot \frac{k_2 \omega_{P2}^2}{s^2 + \frac{\omega_{P2}}{Q_2} s + \omega_{P2}^2} \quad (6.1.2).$$

Uvrštavanjem vrijednosti parametara kaskadne strukture u jednadžbu (6.1.2) slijedi

$$\frac{\frac{k'_1 \omega_1'^2}{s^2 + \frac{\omega_1'}{Q_1} s + \omega_1'^2} \cdot \frac{k'_2 \omega_2'^2}{s^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} s + \omega_2'^2}}{1 + b_0 \cdot \frac{k'_1 \omega_1'^2}{s^2 + \frac{\omega_1'}{Q_1} s + \omega_1'^2} \cdot \frac{k'_2 \omega_2'^2}{s^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} s + \omega_2'^2}} = \frac{1}{s^4 + 2.6131 \cdot s^3 + 3.4142 \cdot s^2 + 2.6131 \cdot s + 1} \quad (6.1.3).$$

Raspisom jednadžbe (6.1.3) slijedi

$$\frac{k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2}{s^4 + \left(\frac{\omega_1'}{Q_1} + \frac{\omega_2'}{Q_2}\right) s^3 + \left(\omega_2'^2 + \frac{\omega_1' \omega_2'}{Q_1 Q_2} + \omega_1'^2\right) s^2 + \left(\frac{\omega_1'}{Q_1} \omega_2'^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} \omega_1'^2\right) s + k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 b_0 + \omega_1'^2 \omega_2'^2} = \frac{1}{s^4 + 2.6131 \cdot s^3 + 3.4142 \cdot s^2 + 2.6131 \cdot s + 1} \quad (6.1.4).$$

Izjednačavanjem izraza uz jednake potencije od s dobivamo sljedeće jednadžbe

$$k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 = 1 \quad (6.1.5),$$

$$\frac{\omega_1'}{Q_1} + \frac{\omega_2'}{Q_2} = 2.6131 \quad (6.1.6),$$

$$\omega_2'^2 + \frac{\omega_1' \omega_2'}{Q_1 Q_2} + \omega_1'^2 = 3.4142 \quad (6.1.7),$$

$$\frac{\omega_1'}{Q_1} \omega_2'^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} \omega_1'^2 = 2.6131 \quad (6.1.8),$$

$$k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 b_0 + \omega_1'^2 \omega_2'^2 = 1 \quad (6.1.9).$$

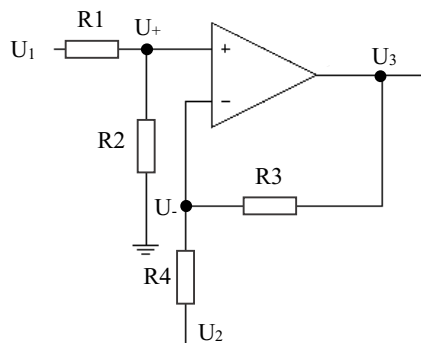
Uz pretpostavku $k'_2 = 1$ te uz pomoć programa Matlab dobivene su sljedeće normirane vrijednosti parametara

k'_1	1.0775
k'_2	1
ω'_1	0.93725
ω'_2	1.02787
Q'_1	0.52541
Q'_2	1.23952
b_0	0.07193

Tablica 6.1. Normirane vrijednosti parametara strukture bikvarta

6.2. Normirane vrijednosti elemenata filtra

Izračun normiranih vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala izvršeno je pomoću Slike 6.2.1.



Slika 6.2.1. Diferencijalno pojačalo

Prema Slici 6.2.1 slijede jednadžbe diferencijalnog pojačala

$$U_- \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) - U_2 \frac{1}{R_4} - U_3 \frac{1}{R_3} = 0 \quad (6.2.1),$$

$$U_+ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - U_1 \frac{1}{R_1} = 0 \quad (6.2.2),$$

$$U_3 = A(U_+ - U_-) \quad (6.2.3).$$

Iz jednadžbe (6.2.3) slijedi

$$\frac{U_3}{A} = U_+ - U_- \quad (6.2.4),$$

$$\lim_{A \rightarrow \infty} \frac{U_3}{A} = \lim_{A \rightarrow \infty} (U_+ - U_-) \quad (6.2.5),$$

$$0 = U_+ - U_- \quad (6.2.6),$$

iz čega slijedi

$$U_+ = U_- \quad (6.2.7).$$

Uvrštavanjem jednakosti (6.2.7) u izraze (6.2.1) i (6.2.2) dobivaju se sljedeće jednačbe

$$U_+ \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) - U_2 \frac{1}{R_4} - U_3 \frac{1}{R_3} = 0 \quad (6.2.8),$$

$$U_+ \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) - U_1 \frac{1}{R_1} = 0 \quad (6.2.9),$$

iz jednačbe (6.2.9) izraz za U_+ je

$$U_+ = \frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} U_1 \quad (6.2.10).$$

Uvrštavanjem jednačbe (6.2.10) u jednačbu (6.2.8) slijedi

$$\frac{\frac{1}{R_1}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_3} \right) U_1 - U_2 \frac{1}{R_4} - U_3 \frac{1}{R_3} = 0 \quad (6.2.11).$$

Daljnijim raspisom jednačbe dobiva se konačan izraz

$$U_3 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_1 - \frac{R_3}{R_4} U_2 = aU_1 - bU_2 \quad (6.2.12).$$

Uvodeći sljedeće pretpostavke

$$a = 1 \quad (6.2.13),$$

$$R_2 = R_3 = 1 \quad (6.2.14),$$

te uz poznatu vrijednost b_0 , slijede normirane vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala

R_1	0.07196
R_2	1
R_3	1
R_4	13.8972

Tablica 6.2. Normirane vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala

Normirane vrijednosti elemenata prve i druge sekcije dobivene su pomoću normiranih vrijednosti parametara prikazanih u Tablici 6.1 na način opisan u potpoglavlju 5.7. Normirane vrijednosti elemenata sekcija prikazane su u Tablici 6.3.

R_{111n}	1.08597	R_{112n}	2.13377
R_{121n}	60.92	R_{122n}	1.78822
R_{21n}	1.06695	R_{22n}	0.97289
R_{31n}	10.3402	R_{32n}	0.83806
R_{41n}	1	R_{42n}	1
C_{11n}	1	C_{12n}	1
C_{21n}	1	C_{22n}	1

Tablica 6.3. Normirane vrijednosti elemenata sekcija

6.3. Denormirane vrijednosti parametara filtra

Za dobivanje denormiranih vrijednosti parametara filtra strukture bikvarta vrši se usporedba prijenosne funkcije strukture bikvarta s izrazom za denormiranu prijenosnu funkciju kaskadne strukture

$$\begin{aligned}
 & \frac{k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2}{s^4 + \left(\frac{\omega_1'}{Q_1} + \frac{\omega_2'}{Q_2}\right) s^3 + \left(\omega_2'^2 + \frac{\omega_1' \omega_2'}{Q_1 Q_2} + \omega_1'^2\right) s^2 + \left(\frac{\omega_1'}{Q_1} \omega_2'^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2} \omega_1'^2\right) s + k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 b_0 + \omega_1'^2 \omega_2'^2} \\
 & = \frac{3.98990 \cdot 10^{17}}{s^4 + 6.56759 \cdot 10^4 \cdot s^3 + 2.15662 \cdot 10^9 \cdot s^2 + 4.14846 \cdot 10^{13} \cdot s + 3.9899 \cdot 10^{17}} \quad (6.3.1).
 \end{aligned}$$

Izjednačavanjem izraza uz jednake potencije od s dobivamo sljedeće jednadžbe

$$k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 = 3.98990 \cdot 10^{17} \quad (6.3.2),$$

$$\frac{\omega_1'}{Q_1'} + \frac{\omega_2'}{Q_2'} = 6.56759 \cdot 10^4 \quad (6.3.3),$$

$$\omega_2'^2 + \frac{\omega_1' \omega_2'}{Q_1' Q_2'} + \omega_1'^2 = 2.15662 \cdot 10^9 \quad (6.3.4),$$

$$\frac{\omega_1'}{Q_1'} \omega_2'^2 + \frac{\omega_2'}{Q_2'} \omega_1'^2 = 4.14846 \cdot 10^{13} \quad (6.3.5),$$

$$k'_1 \omega_1'^2 k'_2 \omega_2'^2 b_0 + \omega_1'^2 \omega_2'^2 = 3.98990 \cdot 10^{17} \quad (6.3.6).$$

Iz navedenih jednadžbi slijede denormirane vrijednosti parametara filtra prikazane u sljedećoj tablici

k'_1	1.0775
k'_2	1
ω_1'	23555.69
ω_2'	25833.1
Q_1'	0.52541
Q_2'	1.23952
b_0	0.07193

Tablica 6.4. Denormirane vrijednosti parametara strukture bikvarta

6.4. Denormirane vrijednosti elemenata filtra

Odabirom vrijednosti kapaciteta $C = 10 \text{ nF}$ te koristeći način opisan u potpoglavlju 5.14 dobivene su denormirane vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala prikazane u Tablici 6.5.

R_1	286.32 Ω
R_2	3.98 k Ω
R_3	3.98 k Ω
R_4	55.29 k Ω

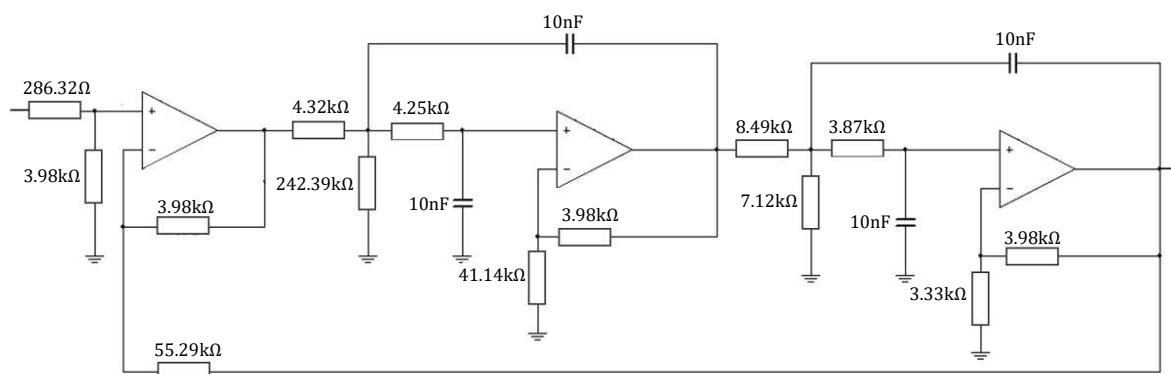
Tablica 6.5. Denormirane vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala

Denormirane vrijednosti elemenata sekcija prikazane su u Tablici 6.6.

R_{111}	4.32 k Ω	R_{112}	8.49 k Ω
R_{121}	242.39 k Ω	R_{122}	7.12 k Ω
R_{21}	4.25 k Ω	R_{22}	3.87 k Ω
R_{31}	41.14 k Ω	R_{32}	3.33 k Ω
R_{41}	3.98 k Ω	R_{42}	3.98 k Ω
C_{11}	10 nF	C_{12}	10 nF
C_{21}	10 nF	C_{22}	10 nF

Tablica 6.6. Denormirane vrijednosti elemenata sekcija

Prikaz strukture bikvarta s vrijednostima elemenata prikazana je na Slici 6.4.1.

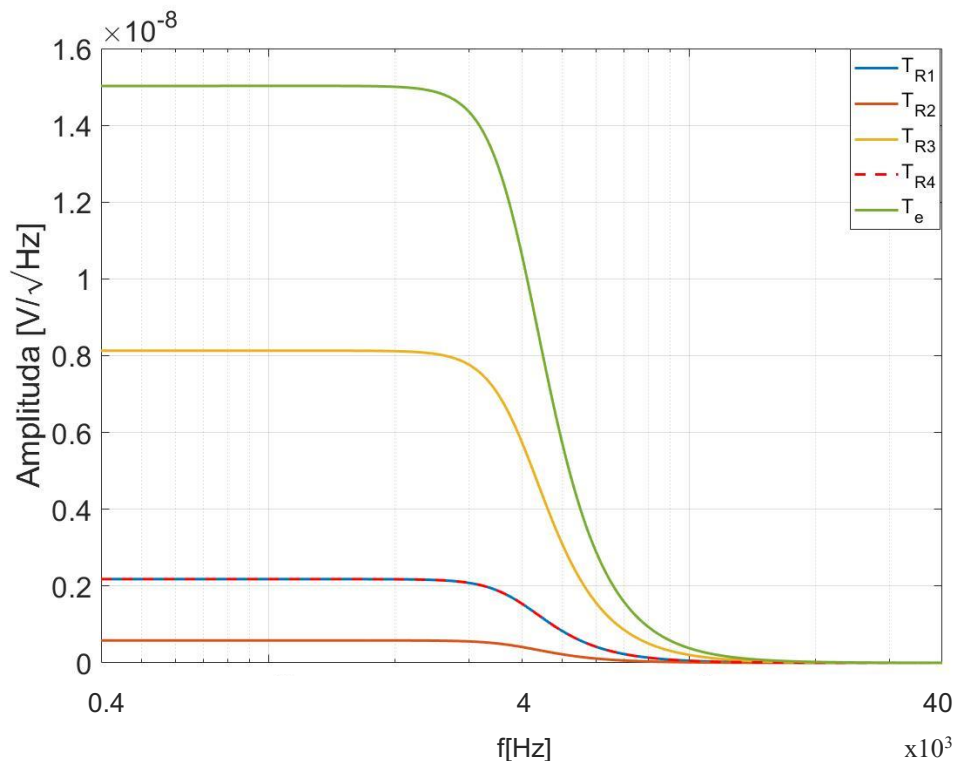


Slika 6.4.1. Vrijednosti elemenata strukture bikvarta

6.5. Šum

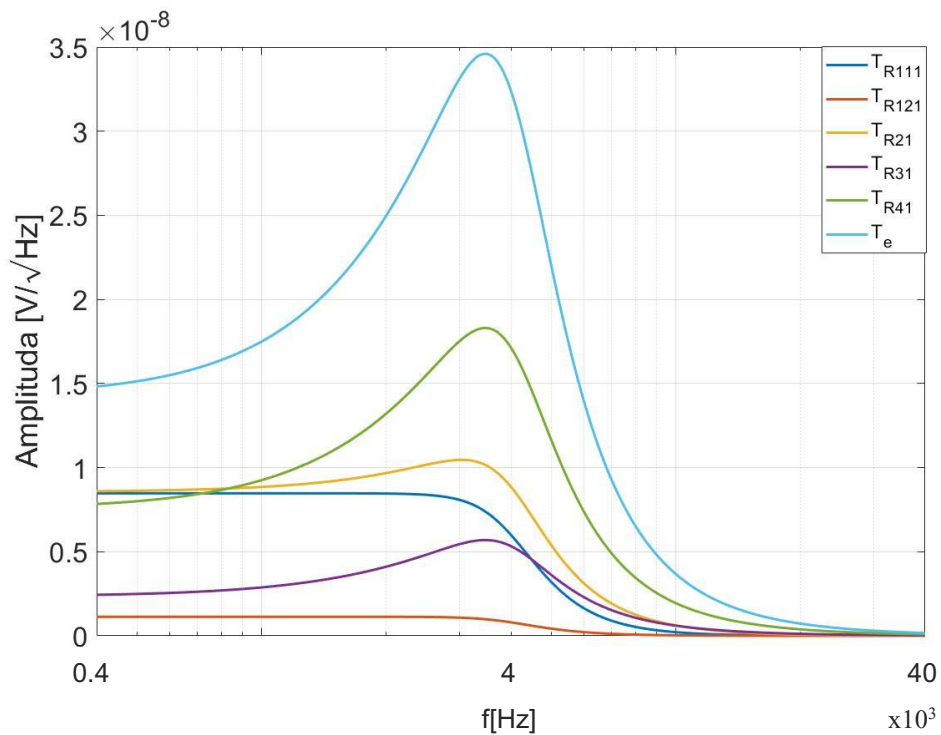
Izračun strujnih šumova otpora, naponskog šuma pojačala, ukupnog šuma diferencijalnog pojačala, ukupnog šuma sekcija te zatim ukupnog šuma strukture bikvarta odrađeno je na način opisanim u potpoglavljima 4.1 i 4.2. Izračunate su prijenosne funkcije šumova otpora te šuma pojačala diferencijalnog pojačala te pojačala svake sekcije. Dobiveni su rezultati prikazani na sljedećim slikama.

Grafički prikazi spektralnih karakteristika šumova otpora te šuma pojačala diferencijalnog pojačala prikazani su Slikom 6.5.1.



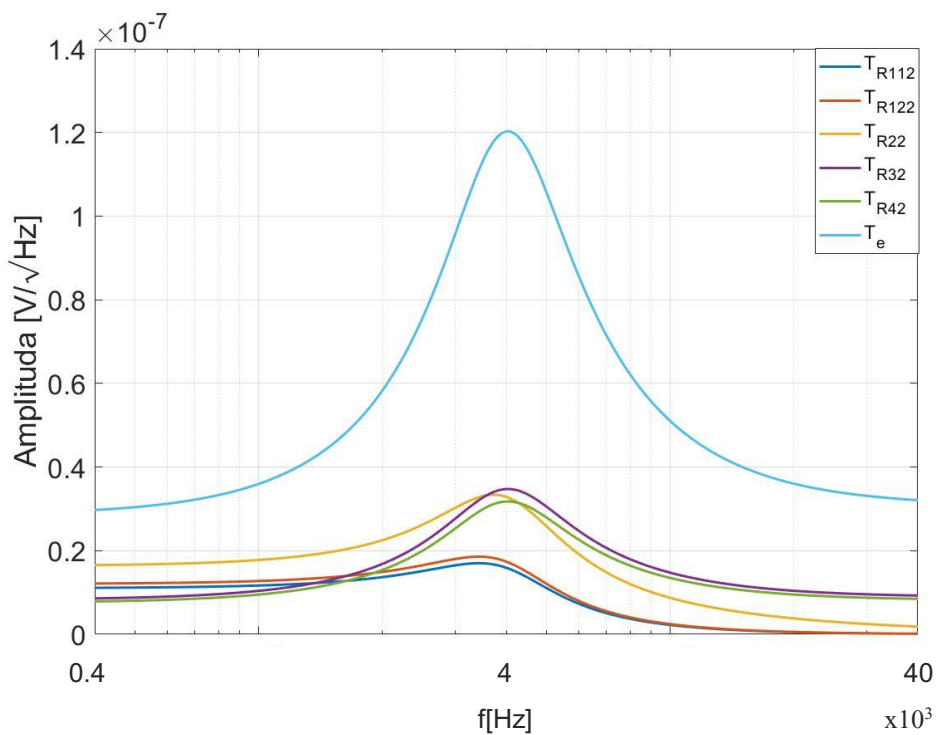
Slika 6.5.1. Šumovi otpora i pojačala diferencijalnog pojačala

Grafički prikazi spektralnih karakteristika šumova otpora te šuma pojačala prve sekcije strukture bikvarta prikazani su Slikom 6.5.2.



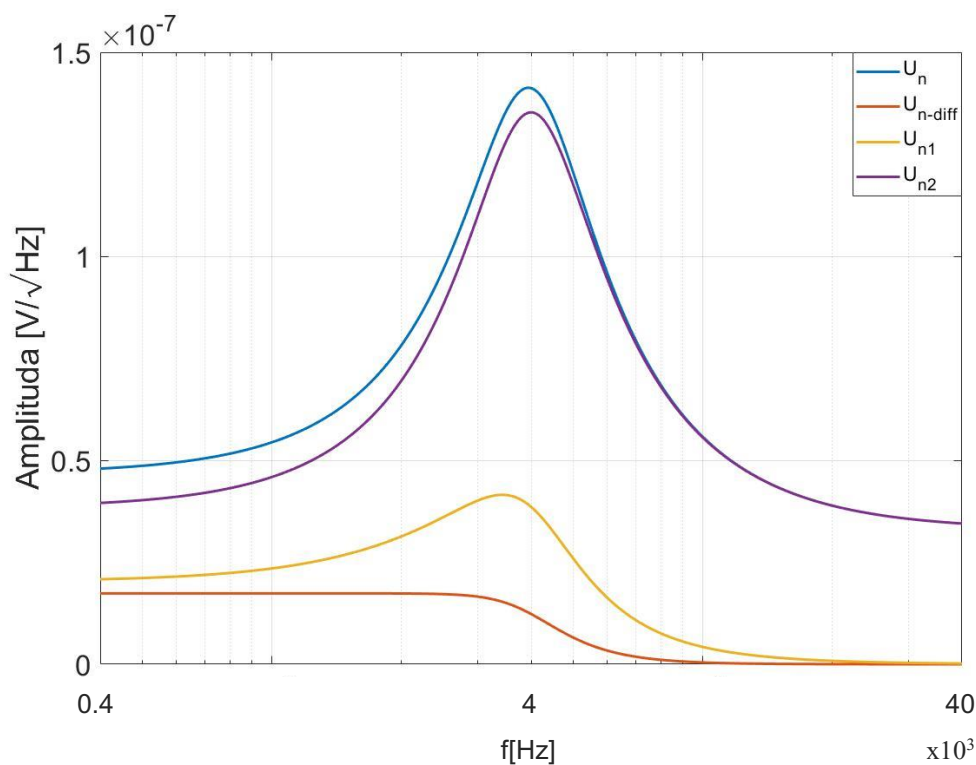
Slika 6.5.2. Šumovi otpora i pojačala prve sekcije

Grafički prikazi spektralnih karakteristika šumova otpora te šuma pojačala druge sekcije strukture bikvarta prikazani su Slikom 6.5.3.



Slika 6.5.3. Šumovi otpora i pojačala druge sekcije

Spektralna gustoća napona šuma diferencijalnog pojačala, prve i druge sekcije strukture bikvarta te ukupne sekcije bikvarta izračunata je pomoću izraza (4.3.1) opisanim u poglavlju 4. Na Slici 6.5.4 prikazane su navedene spektralne karakteristike gustoće napona šuma.



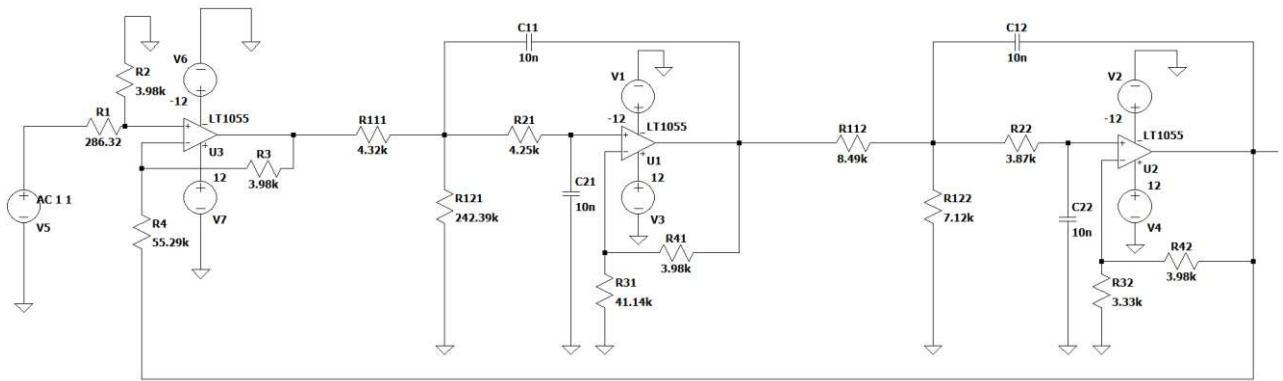
Slika 6.5.4. Spektralne gustoće napona šuma

Efektivna vrijednost napona šuma iznosi

$$E_{n_uk} = 11.356 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (6.5.1).$$

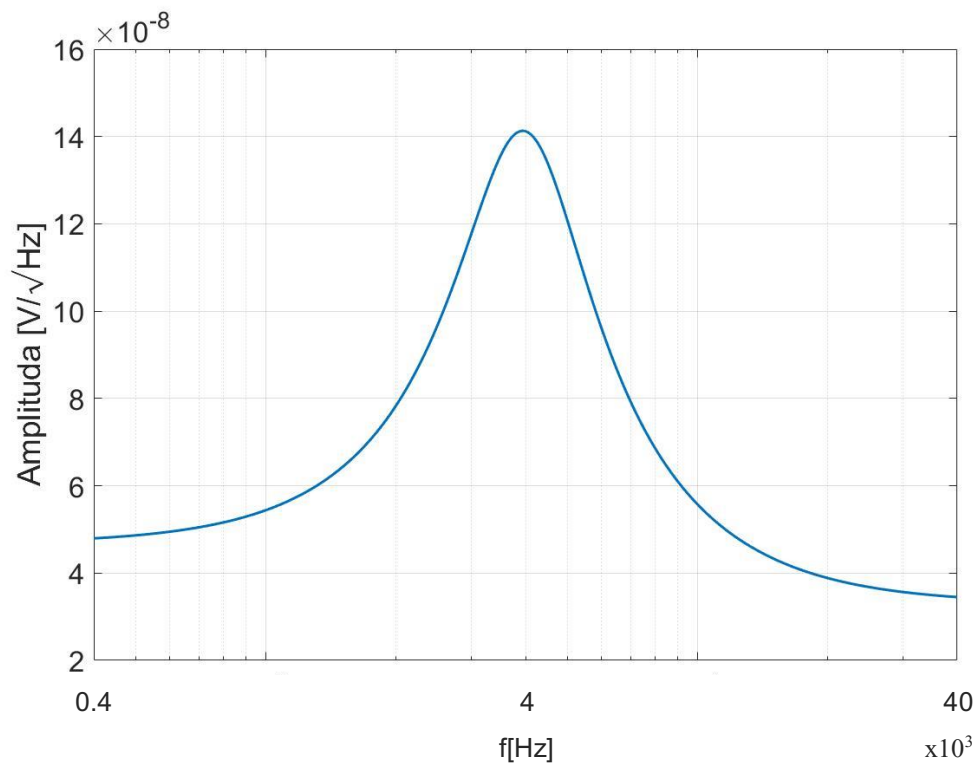
6.6. Provjera strukture bikvarta u programu LTSpice

Jednakost prijenosne funkcije kaskadne strukture i strukture bikvarta uvjetuje jednakost normiranih i denormiranih vremenskih i frekvencijskih karakteristika prikazanih u poglavlju 5. Iz navedenog će razloga u ovom poglavlju biti izvršena usporedba dobivene karakteristike ukupnog šuma strukture bikvarta u programu Matlab te iste karakteristike dobivene u programskom paketu LTSpice. Shema strukture bikvarta u programskom paketu LTSpice prikazana je Slikom 6.6.1.

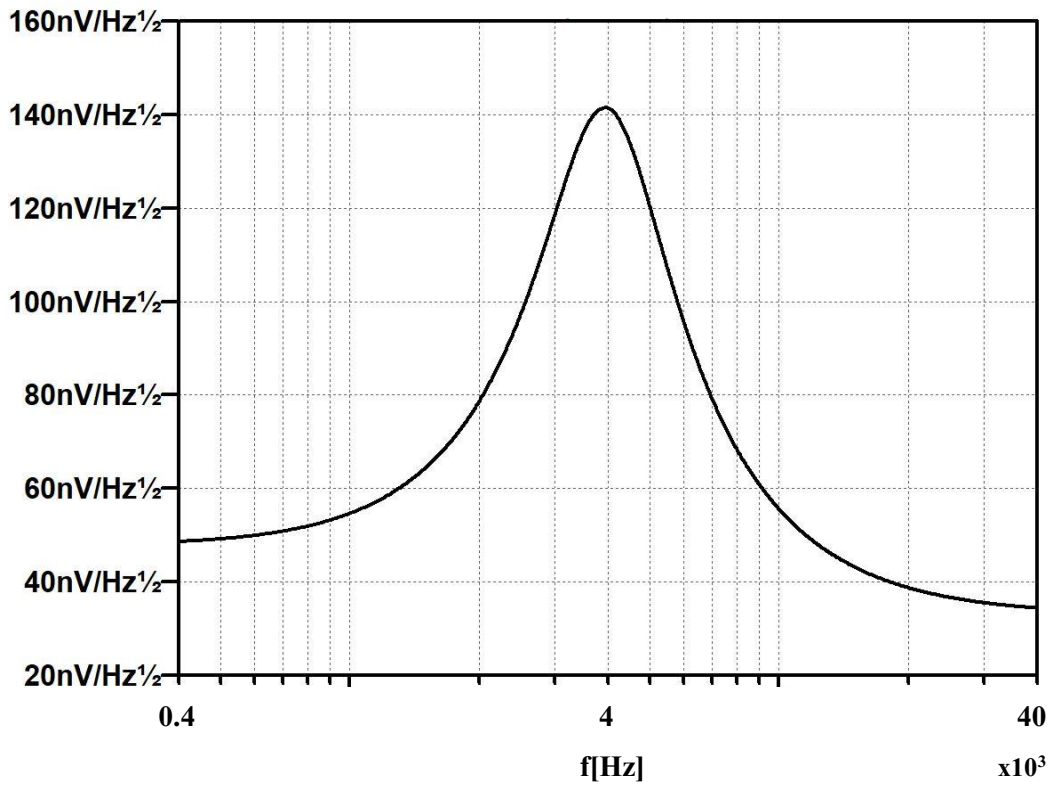


Slika 6.6.1. Shema simulacijskog modela u programskom paketu LTSpice

Dobiveni rezultati prikazani su na sljedećim slikama.



Slika 6.6.2. Spektralna gustoća napona šuma CBQ strukture - Matlab

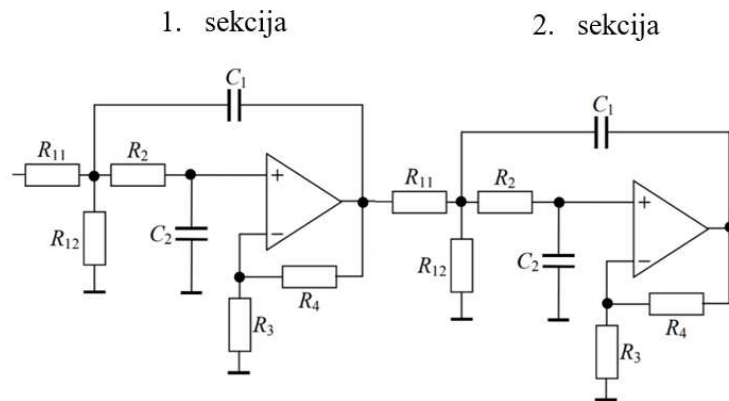


Slika 6.6.3. Spektralna gustoća napona šuma CBQ strukture – LTSpice

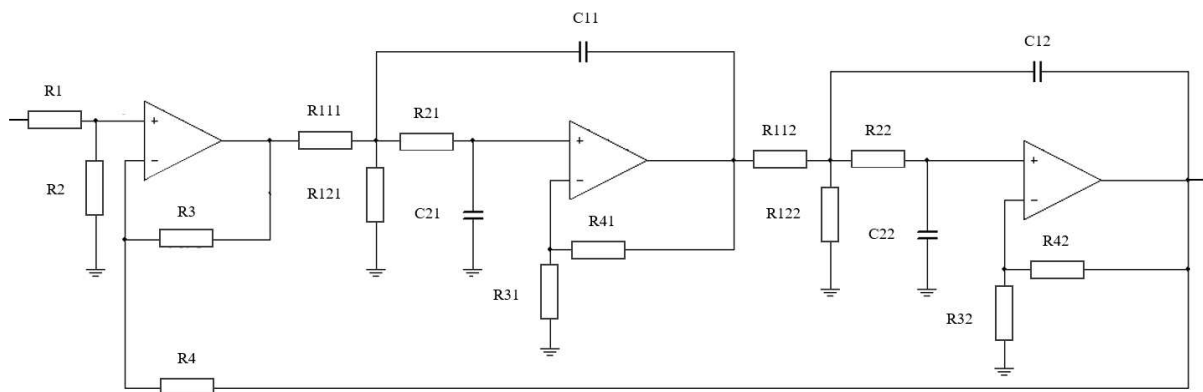
Iz prikaza na slikama 6.6.2 te 6.6.3 vidljivo je kako se karakteristike po iznosima i obliku međusobno poklapaju što daje potvrdu o točnosti izračuna šuma.

7. USPOREDBA KASKADNE STRUKTURE I STRUKTURE BIKVARTA

Jednakost prijenosnih funkcija, kao što je spomenuto u prethodnom poglavlju, daje jednake vremenske i frekvencijske karakteristike kaskadne strukture i strukture bikvarta. Iako imaju iste prijenosne funkcije njihova je građa i broj elemenata različit. Na sljedećim su slikama prikazane obje strukture s ciljem lakše vizualizacije razlika u strukturi prethodno navedenih struktura.



Slika 7.1. Kaskadna struktura NP filtra 4. reda



Slika 7.2. Struktura bikvarta NP filtra 4. reda

Usporedbom prikaza na slikama 7.1 i 7.2 vidljivo je kako se struktura bikvarta sastoji od kaskadne strukture ispred koje je dodano diferencijalno pojačalo te povratna veza preko otpora R_4 . Samim time je broj elemenata navedene strukture veći, a što bi teorijski trebalo značiti da će ukupna vrijednost šuma, zbog većeg broja elemenata, biti veća. U sljedećem potpoglavlju bit će prikazane usporedbe vrijednosti elemenata, dok će u potpoglavlju nakon biti prikazana usporedba šuma.

7.1. Usporedba vrijednosti elemenata

Vrijednosti elemenata kaskadne strukture prikazane su Tablicom 7.1.

	1. sekcija	2. sekcija
R_{11}	4.59 k Ω	8.89 k Ω
R_{12}	30.12 k Ω	7.2 k Ω
R_2	3.98 k Ω	3.98 k Ω
R_3	26.14 k Ω	3.22 k Ω
R_4	3.98 k Ω	3.98 k Ω
C_1	10 nF	10 nF
C_2	10 nF	10 nF

Tablica 7.1. Vrijednosti elemenata kaskadne strukture

Iz Tablice 7.1 vidljivo je kako su vrijednosti kapaciteta u prvoj i drugoj sekciji jednake te iznose 10 nF. Vrijednosti otpora prve sekcije kreću se od 3.98 k Ω do 30.12 k Ω , dok se vrijednosti otpora druge sekcije kreću između vrijednosti 3.22 k Ω do 8.89 k Ω . Iz navedenog je vidljivo kako je opseg iznosa otpora veći za prvu sekciju kaskadne strukture.

Tablicama 7.2 i 7.3 prikazane su vrijednosti elemenata strukture bikvarta.

R_1	286.32 Ω
R_2	3.98 k Ω
R_3	3.98 k Ω
R_4	55.29 k Ω

Tablica 7.2. Vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala strukture bikvarta

R_{111}	4.32 k Ω	R_{112}	8.49 k Ω
R_{121}	242.39 k Ω	R_{122}	7.12 k Ω
R_{21}	4.25 k Ω	R_{22}	3.87 k Ω
R_{31}	41.14 k Ω	R_{32}	3.33 k Ω
R_{41}	3.98 k Ω	R_{42}	3.98 k Ω
C_{11}	10 nF	C_{12}	10 nF
C_{21}	10 nF	C_{22}	10 nF

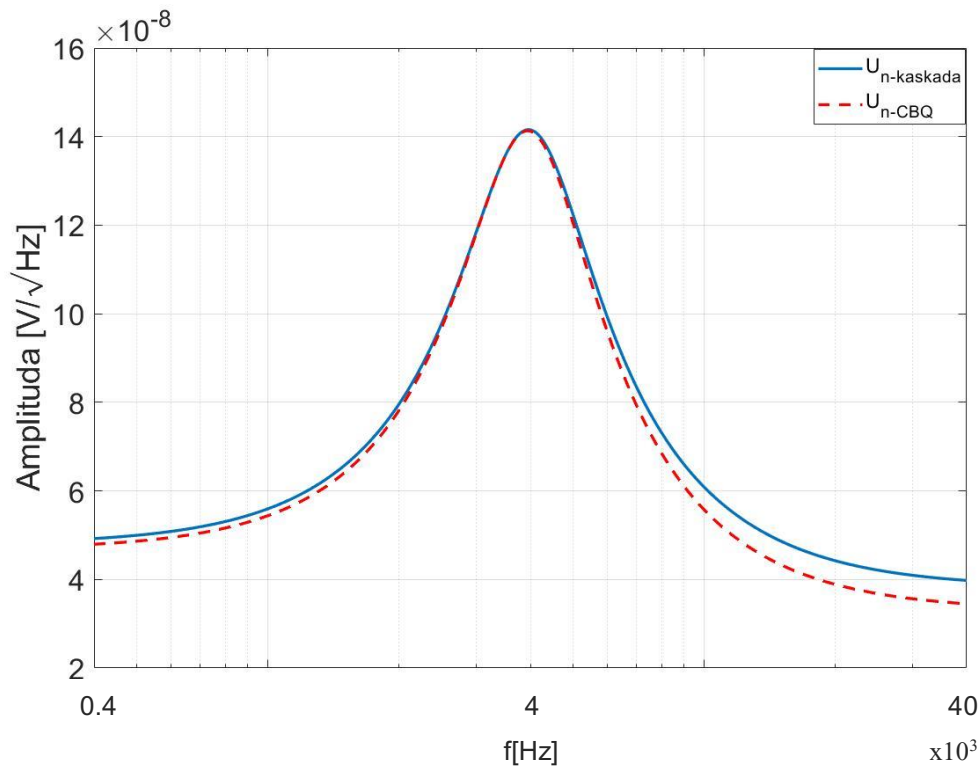
Tablica 7.3. Vrijednosti elemenata sekcija strukture bikvarta

Na temelju vrijednosti iz prikazanih tablica za strukturu bikvarta vidljivo je kako su vrijednosti kapaciteta jednake vrijednostima kaskadne strukture iznosa 10 nF. Vrijednosti otpora diferencijalnog pojačala kreću se od 286.32 Ω do vrijednosti otpora povratne veze čiji je iznos 55.29 k Ω . Otpori prve sekcije kreću se između vrijednosti od 3.98 k Ω do vrijednosti 242.39 k Ω . Vrijednosti otpora druge sekcije kreću se između vrijednosti 3.33 k Ω te 8.49 k Ω .

Usporedbom vrijednosti otpora sekcija vidimo kako su za prvu sekciju vrijednosti otpora strukture bikvarta u širem rasponu u odnosu na kaskadnu strukturu. Vrijednosti otpora druge sekcije su približno jednake za obje strukture.

7.2. Usporedba šuma

Ispravnost izračuna ukupnog šuma za kaskadnu strukturu te strukturu bikvarta prikazane su u potpoglavljima 5.16 te 6.6. U svrhu usporedbe šuma na istom prikazu bit će prikazane karakteristike spektralne gustoće šuma za obje strukture. Navedene karakteristike prikazane su Slikom 7.2.1.



Slika 7.2.1. Spektralne gustoće šuma korištenih struktura

Efektivne vrijednosti šuma su

$$E_{n_kaskada} = 11.528 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (7.2.1),$$

$$E_{n_CBQ} = 11.356 \mu V / \sqrt{Hz} \quad (7.2.2).$$

Iz prikaza na Slici 7.2.1 te na temelju efektivnih vrijednosti šuma predstavljenim izrazima (7.2.1) te (7.2.2) vidljivo je kako je efektivna vrijednost šuma kaskadne strukture veća u odnosu na strukturu bikvarta. Iako se struktura bikvarta sastoji od većeg broja pasivnih elemenata te dodatnog pojačala na početku, a što predstavlja veći broj izvora šuma, vrijednost šuma je manja za otprilike 1.5 %. Pretpostavka smanjenja vrijednosti šuma je djelovanje povratne veze realizirane preko otpora R_4 .

8. IZRADA MODELA PCB PLOČICA

Modeli PCB pločica izrađeni su za kaskadnu strukturu te strukturu bikvarta NP filtra, a koje su obrađene u ovom radu. Izrada modela pločica realizirana je u programskom paketu KiCad, te su korištene realne i dostupne vrijednosti elemenata.

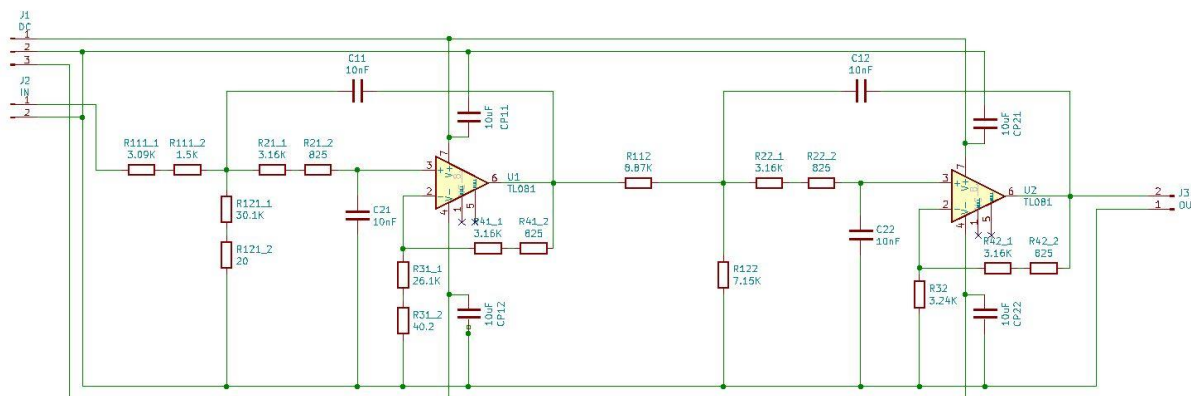
8.1. Pločica kaskadne strukture

Realizacija dobivenih vrijednosti elemenata za kaskadnu strukturu prikazana je Tablicom 8.1.

	1. sekcija	2. sekcija
R_{11}	$3.09\text{ k}\Omega + 1.5\text{ k}\Omega$	$8.87\text{ k}\Omega$
R_{12}	$30.1\text{ k}\Omega + 20\ \Omega$	$7.15\text{ k}\Omega$
R_2	$3.16\text{ k}\Omega + 825\ \Omega$	$3.16\text{ k}\Omega + 825\ \Omega$
R_3	$26.1\text{ k}\Omega + 40.2\ \Omega$	$3.24\text{ k}\Omega$
R_4	$3.16\text{ k}\Omega + 825\ \Omega$	$3.16\text{ k}\Omega + 825\ \Omega$
C_1	10 nF	10 nF
C_2	10 nF	10 nF

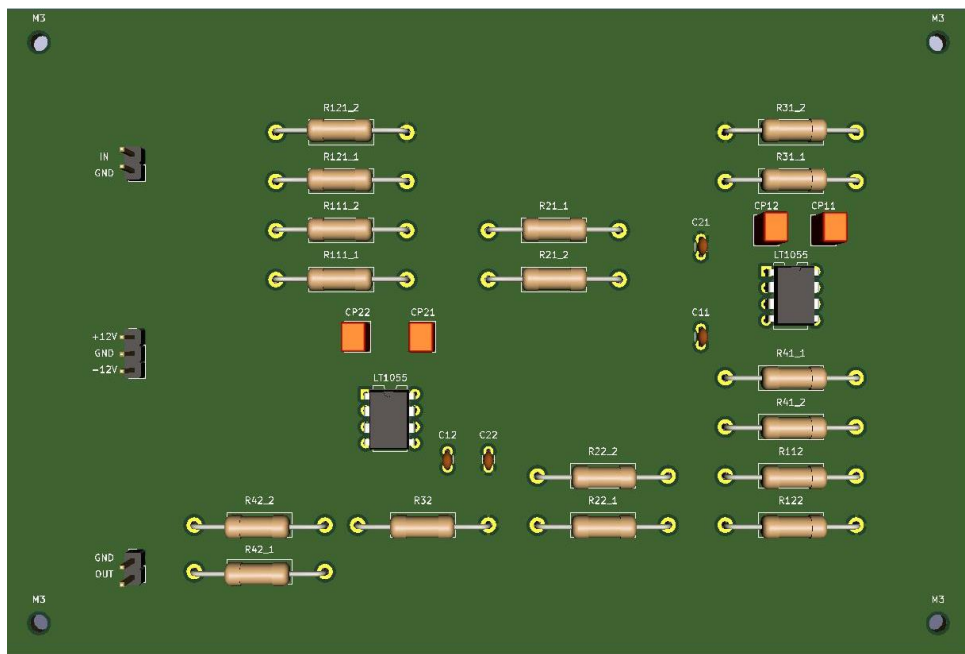
Tablica 8.1. Realizacija vrijednosti elemenata kaskadne strukture

U navedenom programskom paketu izrađena je shema kaskadne strukture s vrijednostima elemenata prikazanih u Tablici 8.1.

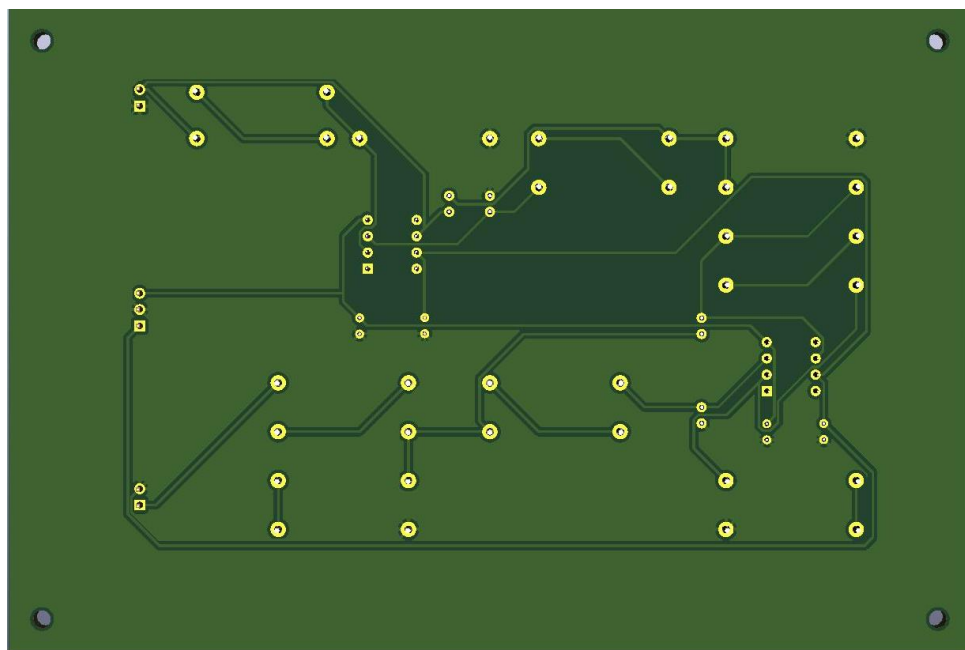


Slika 8.1.1. Shema kaskadne strukture u programskom paketu KiCad

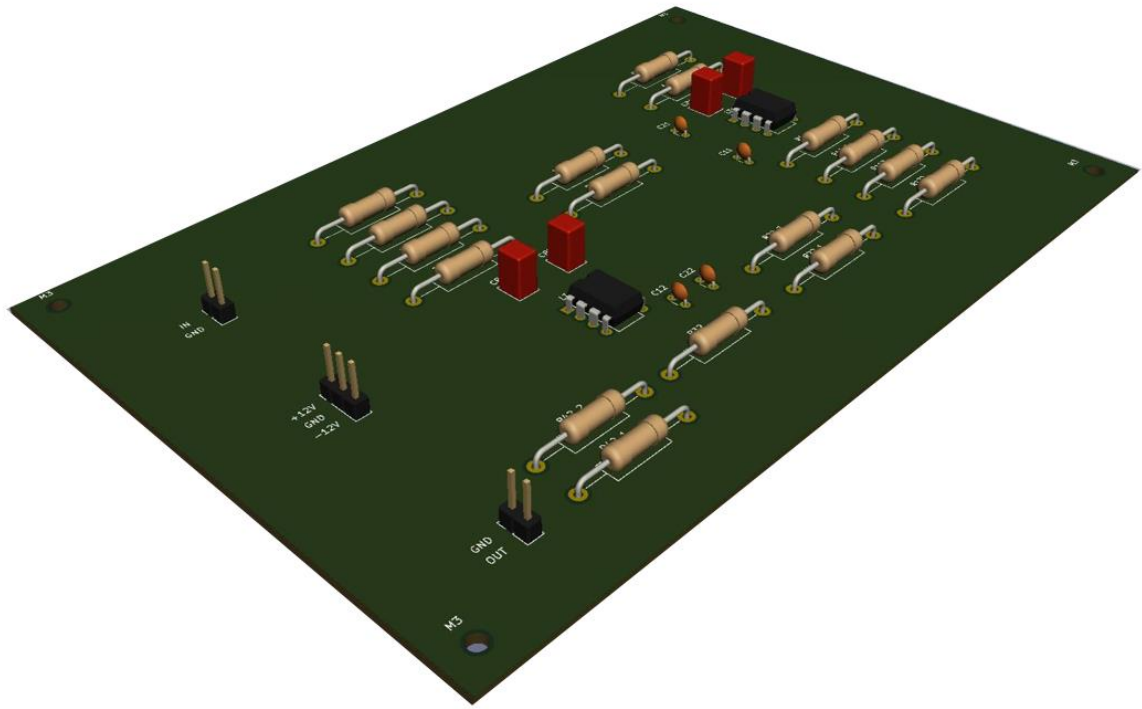
Nakon izrade sheme za svaki je element definirana vrsta elementa za kasniju vizualizaciju, te je shema eksportirana u sučelje za izradu modela pločice. Dimenzije izrađene pločice su 150 x 100 mm. Na gornjoj strani pločice nalaze se elementi, dok se na donjoj strani pločice nalaze spojni vodovi. U nastavku su prikazane gornja i donja strana modela pločice te 3D prikaz iste za kaskadnu strukturu.



Slika 8.1.2. Gornja strana modela pločice kaskadne strukture



Slika 8.1.3. Donja strana modela pločice kaskadne strukture



Slika 8.1.4. 3D prikaz modela pločice kaskadne strukture

8.2. Pločica strukture bikvarta

Vrijednosti elemenata strukture bikvarta prikazane su tablicama 8.2 i 8.3.

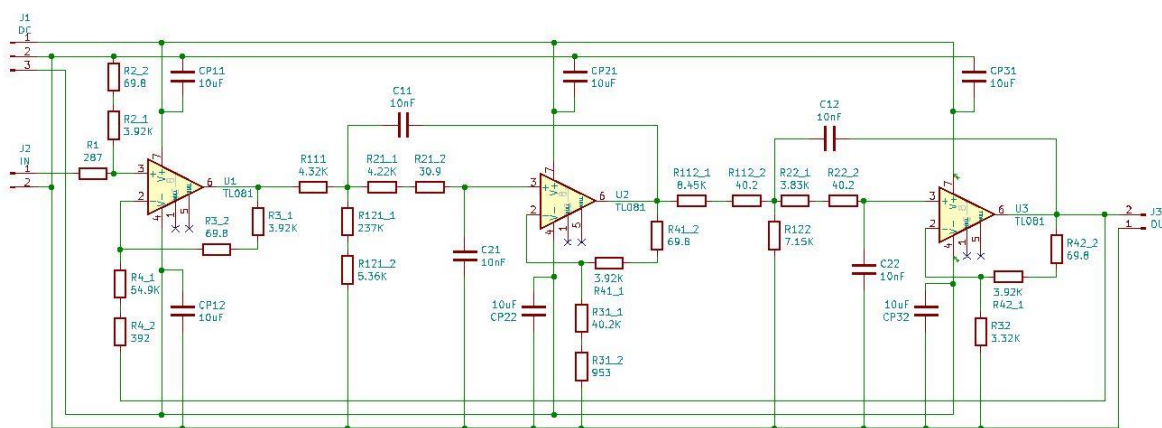
R_1	287Ω
R_2	$3.92 k\Omega + 69.8 \Omega$
R_3	$3.92 k\Omega + 69.8 \Omega$
R_4	$54.9 k\Omega + 392 \Omega$

Tablica 8.2. Realizacija vrijednosti elemenata diferencijalnog pojačala strukture bikvarta

R_{111}	$4.32\text{ k}\Omega$	R_{112}	$8.45\text{ k}\Omega + 40.2\ \Omega$
R_{121}	$237\text{ k}\Omega + 5.36\text{ k}\Omega$	R_{122}	$7.15\text{ k}\Omega$
R_{21}	$4.22\text{ k}\Omega + 30.9\ \Omega$	R_{22}	$3.83\text{ k}\Omega + 40.2\ \Omega$
R_{31}	$40.2\text{ k}\Omega + 953\ \Omega$	R_{32}	$3.32\text{ k}\Omega$
R_{41}	$3.92\text{ k}\Omega + 69.8\ \Omega$	R_{42}	$3.92\text{ k}\Omega + 69.8\ \Omega$
C_{11}	10 nF	C_{12}	10 nF
C_{21}	10 nF	C_{22}	10 nF

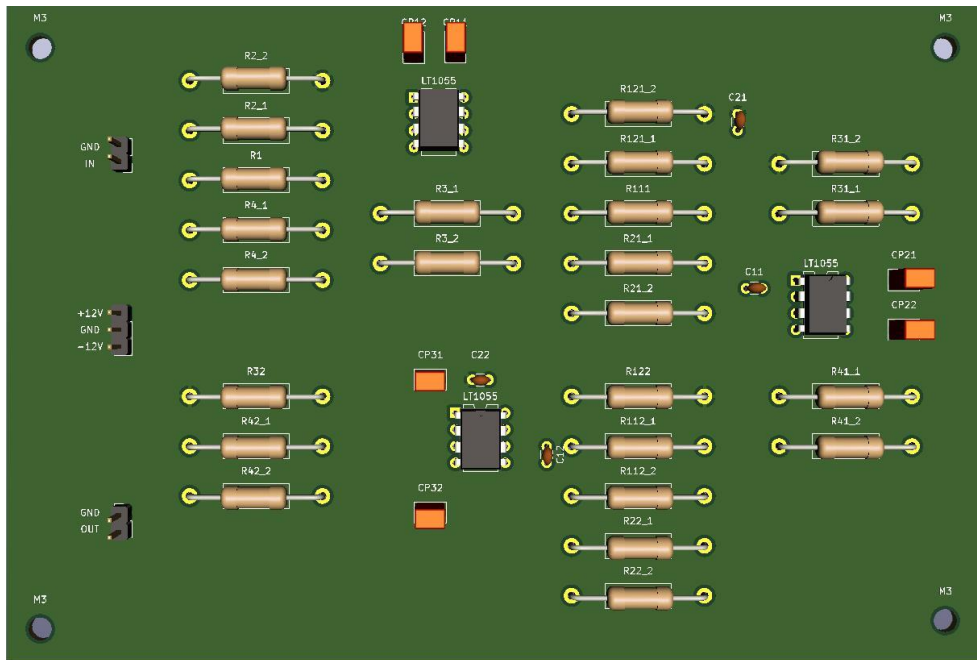
Tablica 8.3. Realizacija vrijednosti elemenata sekcija strukture bikvarta

U navedenom programskom paketu izrađena je shema strukture bikvarta s vrijednostima elemenata prikazanih u tablicama 8.2 i 8.3.

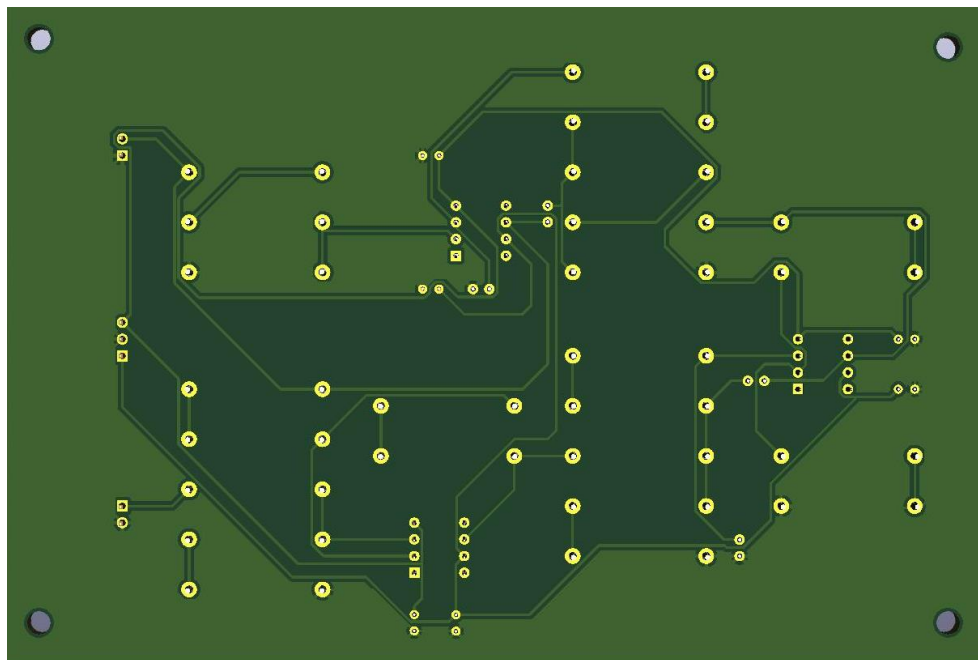


Slika 8.2.1. Shema strukture bikvarta u programskom paketu KiCad

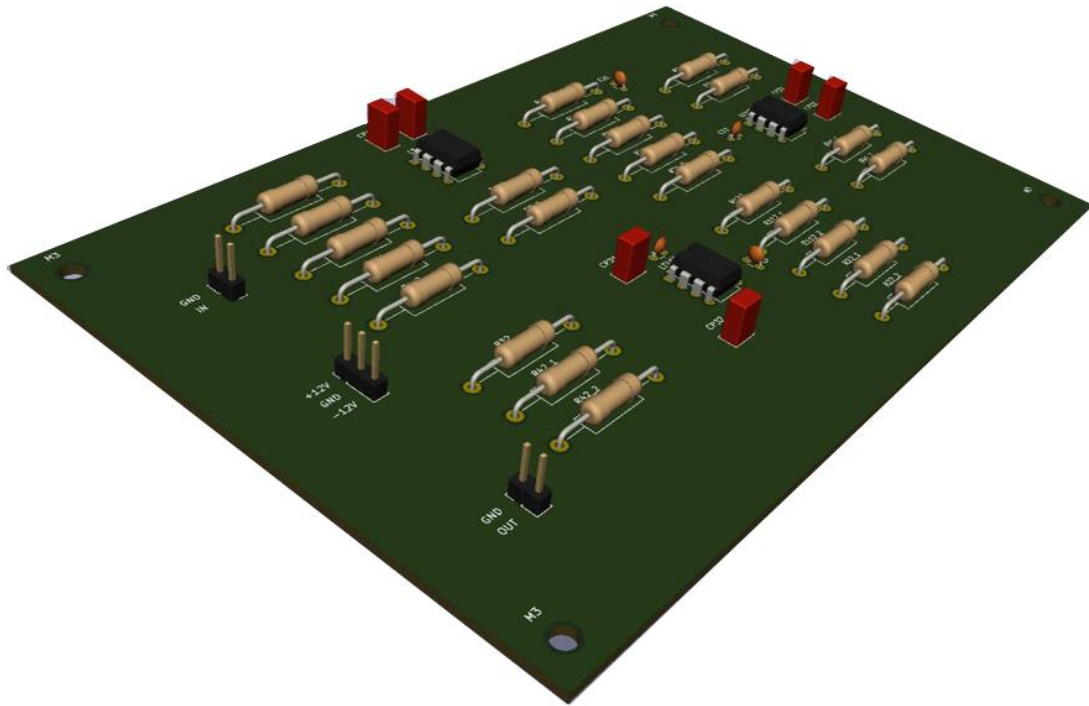
Nakon izrade sheme za svaki je element definirana vrsta elementa za kasniju vizualizaciju, te je shema eksportirana u sučelje za izradu modela pločice. Dimenzije izrađene pločice su 150 x 100 mm. Na gornjoj strani pločice nalaze se elementi, dok se na donjoj strani pločice nalaze spojni vodovi. U nastavku su prikazane gornja i donja strana modela pločice te 3D prikaz iste za strukturu bikvarta.



Slika 8.2.2. Gornja strana modela pločice strukture bikvarta



Slika 8.2.3. Donja strana modela pločice strukture bikvarta

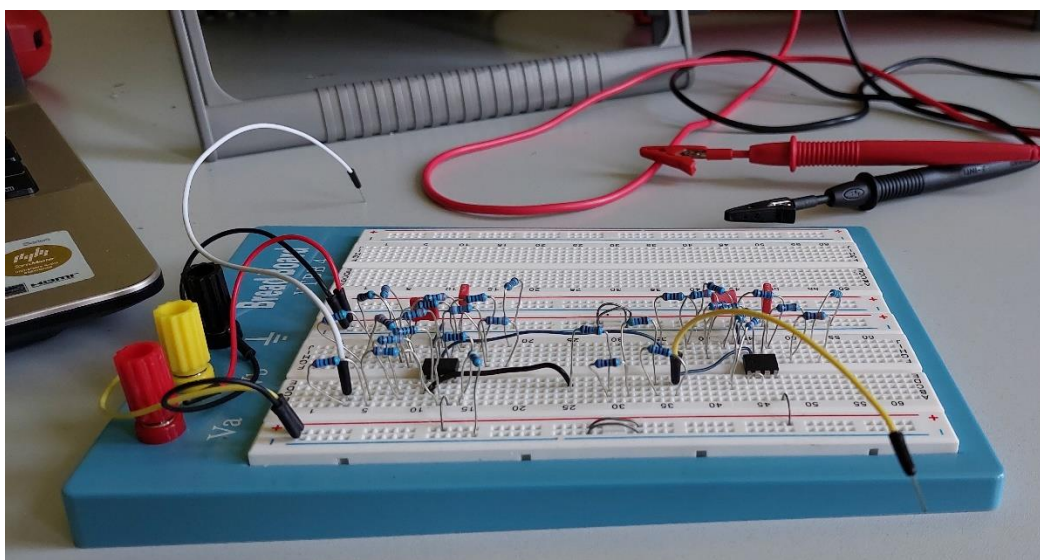


Slika 8.2.4. 3D prikaz modela pločice strukture bikvarta

9. IZRADA I MJERENJE KARAKTERISTIKA FILTRA

Nakon što su izvršeni proračuni filtarskih struktura te dobivene vremenske i frekvencijske karakteristike istih pomoću programa Matlab te izvršena usporedba s karakteristikama dobivenih pomoću programskog paketa LTSpice, izrađen je fizički model filtra te su izvršena mjerenja karakteristika istog. Fizički model filtra izrađen je za strukturu bikvarta. Prilikom izračuna vrijednosti elemenata pažnja je posvećena tome da se dobiju standardne vrijednosti kondenzatora, a vrijednosti otpora dobivene su kao rezultat izračuna. Razlog navedenog je da su standardne vrijednosti otpornika puno gušće u odnosu na standardne vrijednosti kondenzatora što omogućuje jednostavnije dobivanje izračunate vrijednosti otpora. Navedena tvrdnja rezultira time da kondenzatori potrebnih vrijednosti za izradu filtra postoje, dok je otpore potrebno dobiti kombinacijom otpornika.

Izgled modela filtra na testnoj pločici prikazan je Slikom 9.1.

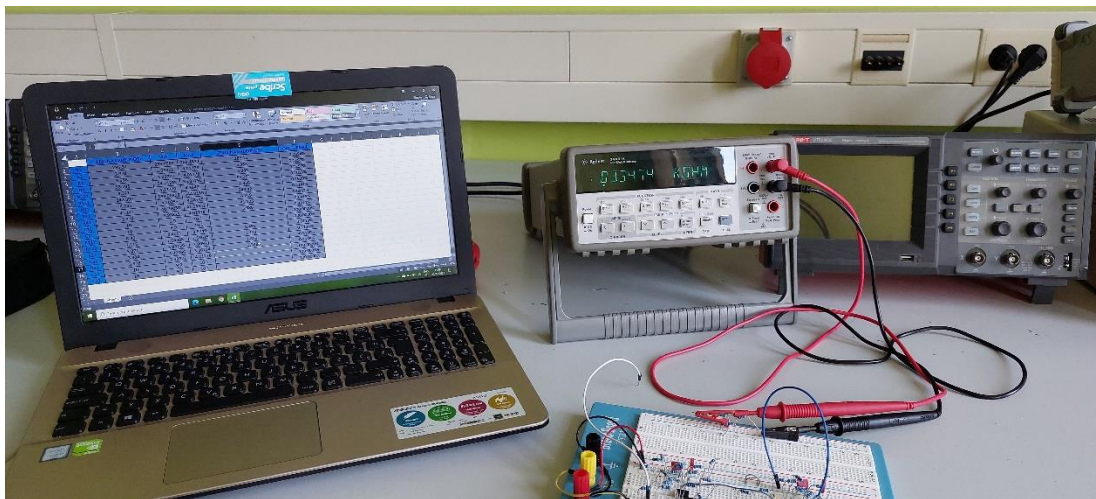


Slika 9.1. Izgled modela filtra na testnoj pločici

Kako otpornici potrebnih vrijednosti otpora dobivenih proračunom ne postoje, iste su dobivene kombinacijom postojećih vrijednosti otpornika. Korišteni su otpornici niza E24 s 1% tolerancije. Stvarne vrijednosti elemenata, dobivenih mjerenjem prikazanim na Slici 9.2, dane su u Tablici 9.1. U istoj su tablici također prikazane izračunate (idealne) vrijednosti otpora te odstupanje stvarnih vrijednosti od idealnih.

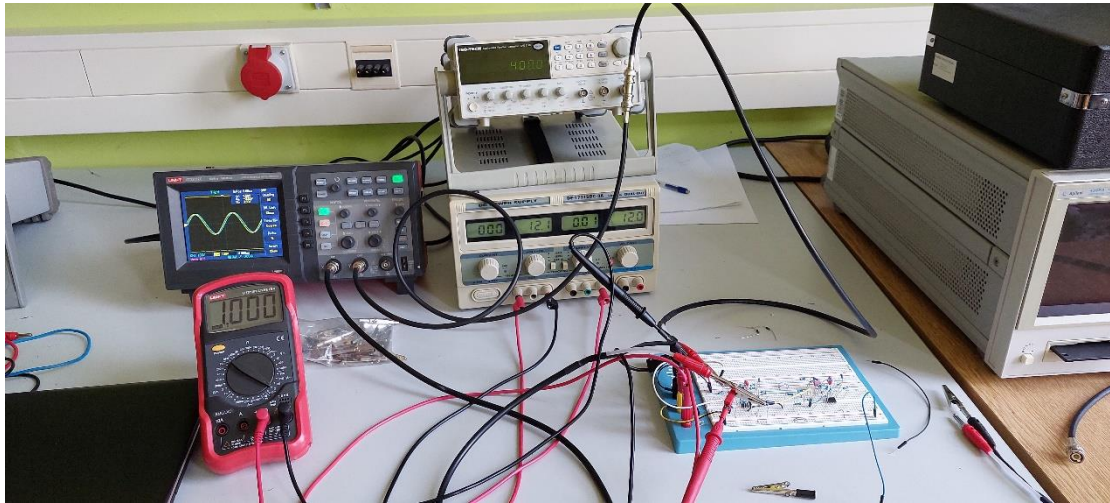
	IDEALNA VRIJEDNOST	STVARNA VRIJEDNOST	ODSTUPANJE
R_1	286.32 Ω	286.15 Ω	-0.0594%
R_2	3.978 k Ω	3.983 k Ω	0.1257%
R_3	3.978 k Ω	3.983 k Ω	0.1257%
R_4	55.295 k Ω	55.351 k Ω	0.1013%
R_{111}	4.321 k Ω	4.328 k Ω	0.1620%
R_{121}	242.392 k Ω	243.42 k Ω	0.4241%
R_{21}	4.245 k Ω	4.249 k Ω	0.0942%
R_{31}	41.142 k Ω	41.125 k Ω	-0.0413%
R_{41}	3.978 k Ω	3.986 k Ω	0.2011%
C_{11}	10 nF	10.03 nF	0.3000%
C_{21}	10 nF	10.04 nF	0.4000%
R_{112}	8.49 k Ω	8.491 k Ω	0.0118%
R_{122}	7.115 k Ω	7.123 k Ω	0.1124%
R_{22}	3.871 k Ω	3.859 k Ω	-0.3100%
R_{32}	3.334 k Ω	3.348 k Ω	0.4199%
R_{42}	3.978 k Ω	3.984 k Ω	0.1508%
C_{12}	10 nF	10.04 nF	0.4000%
C_{22}	10 nF	10.04 nF	0.4000%

Tablica 9.1. Odstupanje stvarnih vrijednosti elemenata od idealnih



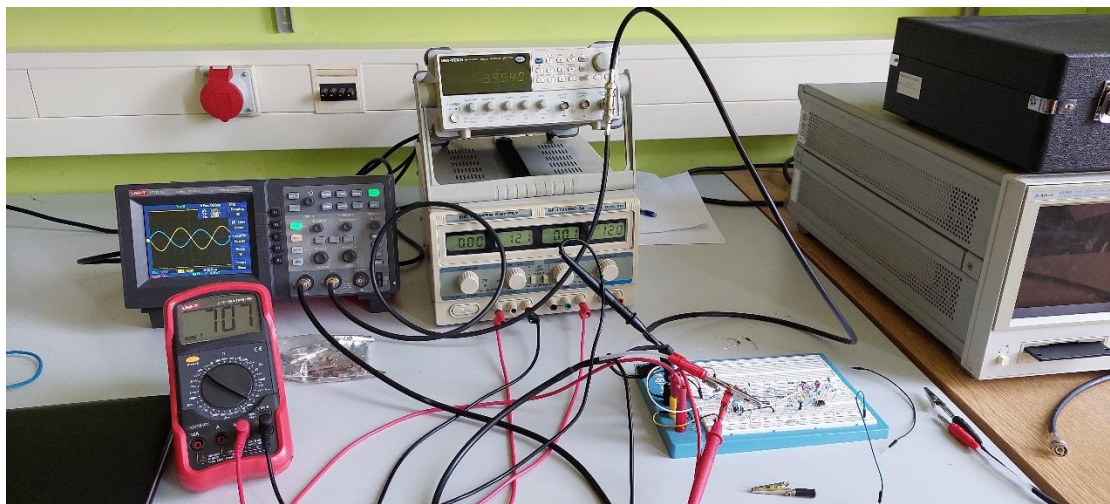
Slika 9.2. Mjerenje vrijednosti otpora

Kako bi utvrdili ispravnost filtra izvršeno je mjerenje pomoću funkcijskog generatora, osciloskopa te multimetra. Na samom početku na ulaz filtra doveden je signal frekvencije 400 Hz i vrijednosti amplitude 1.42 V. Na izlaz filtra spojen je osciloskop i multimetar koji, mjereći efektivnu vrijednost, pokazuje iznos napona 1 V. Kako je riječ o nisko propusnom filteru granične frekvencije 4 kHz, nalazimo se u području propuštanja. Navedeno je prikazano Slikom 9.3.



Slika 9.3. Filtar u području propuštanja

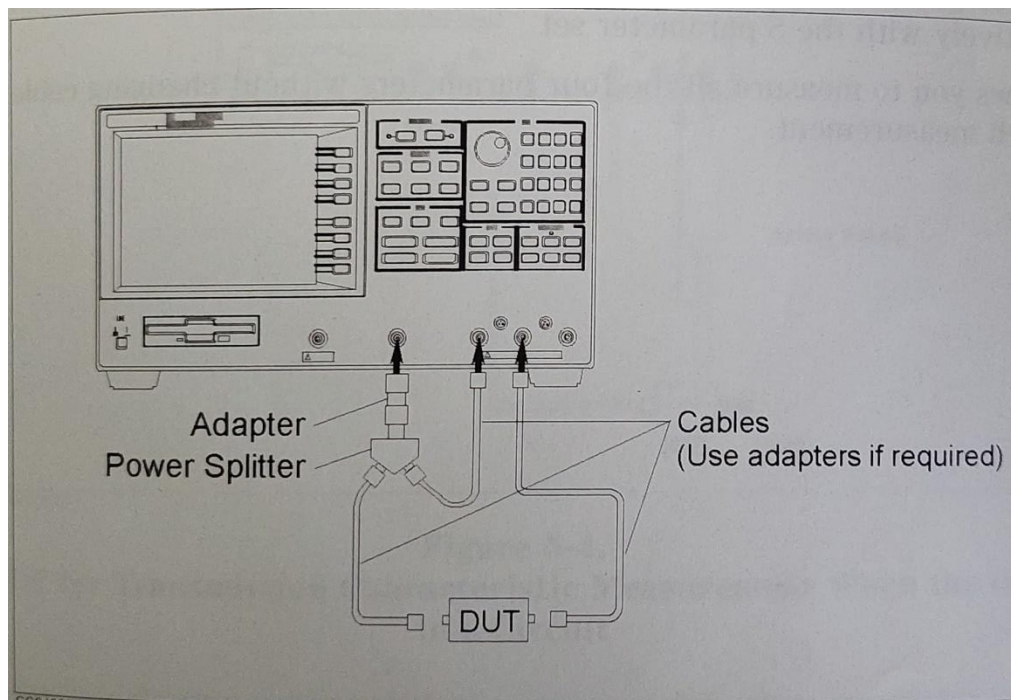
Povećanjem frekvencije ulaznog signala približavamo se graničnoj frekvenciji. Karakteristično pojačanje za frekvenciju ulaznog signala jednaku graničnoj iznosi -3 dB, odnosno vrijednost izlaznog napona je 0.707 V. Zbog neidealnosti korištenih komponenti u izradi filtra (parazitni kapaciteti i induktiviteti) te neidealnosti mjernih instrumenata realna granična frekvencija iznosi 3.954 kHz u odnosu na idealnih 4 kHz što je prikazano Slikom 9.4.



Slika 9.4. Filtar na graničnoj frekvenciji

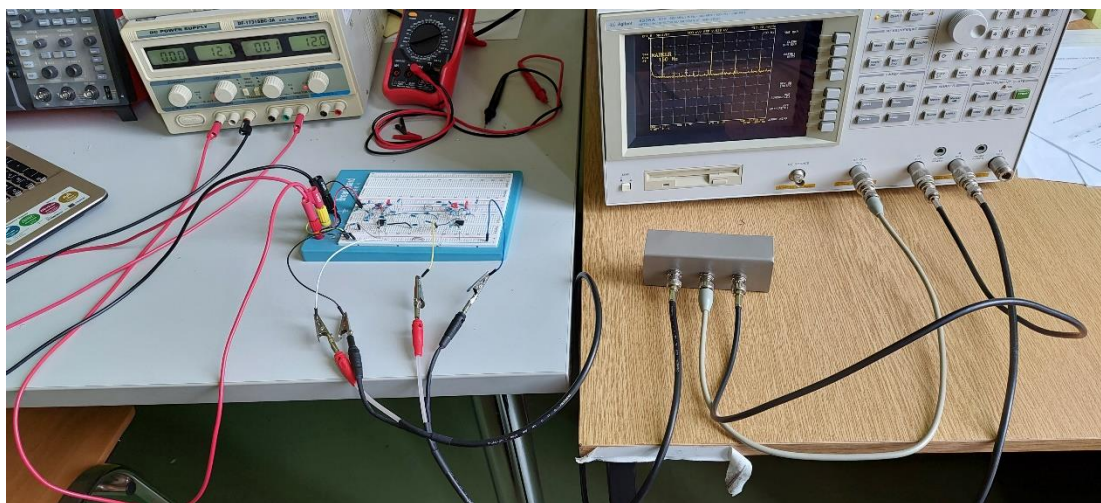
Daljnjim povećanjem frekvencije amplituda izlaznog napona se smanjuje što je i očekivano jer se filter za frekvencije veće od 4 kHz nalazi u području gušenja.

Nakon navedenog izvršeno je mjerenje karakteristika pomoću frekvencijskog analizatora Agilent 4395A. Shema spajanja filtra za mjerenje karakteristika prikazana je Slikom 9.5.



Slika 9.5. Shema spajanja filtra na mrežni analizator[8]

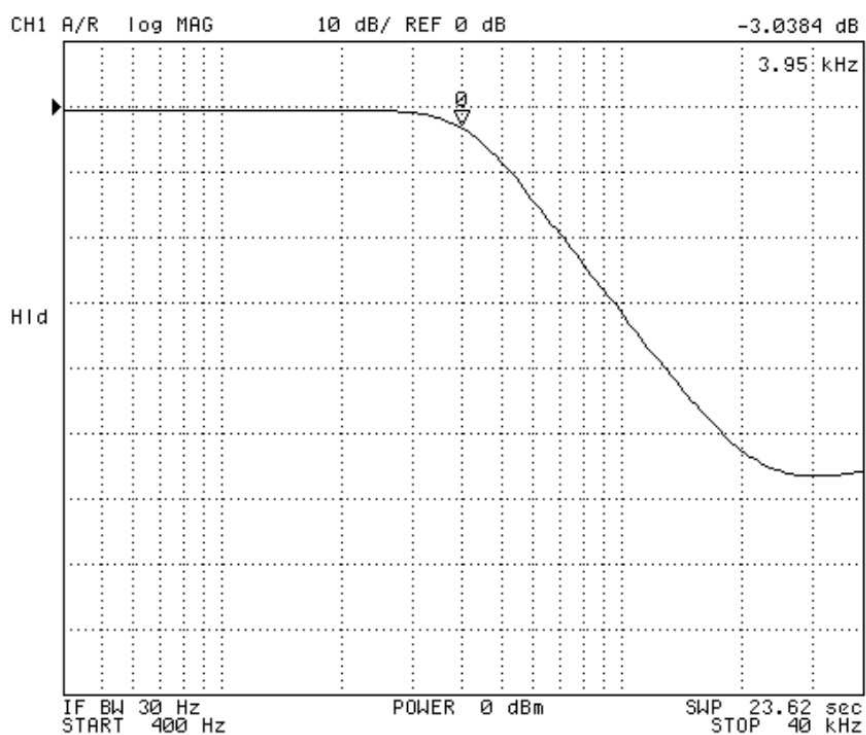
Fizička realizacija sheme na Slici 9.5 prikazana je Slikom 9.6.



Slika 9.6. Spajanje filtra na mrežni analizator

Pomoću mrežnog analizatora dobivene su amplitudno frekvencijska karakteristika, fazno frekvencijska karakteristika, grupno vrijeme kašnjenja te karakteristika šuma.

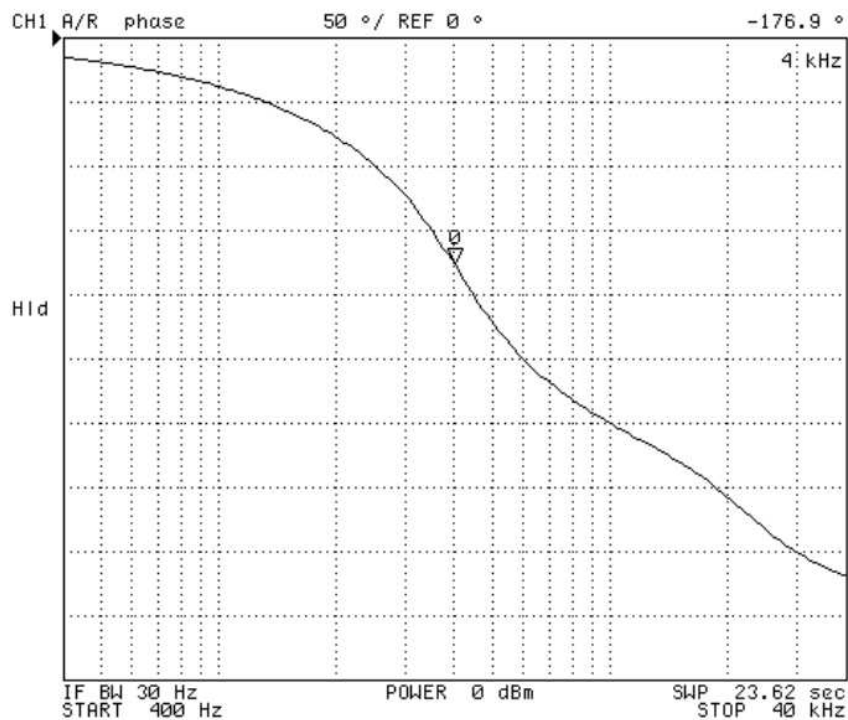
Prikaz amplitudno frekvencijske karakteristike prikazan je Slikom 9.7.



Slika 9.7. Amplitudno frekvencijska karakteristika

Usporedbom prikaza amplitudno frekvencijske karakteristike na Slici 9.7 s prikazom iste dobivenog pomoću Matlaba prikazanom na Slici 5.16.2 vidljivo je kako su navedene vrlo slične. U području propuštanja (vrijednosti frekvencija ispod 4 kHz) amplitudno frekvencijska karakteristika ima konstantno pojačanje iznosa 0 dB, dok zbog neidealnih elemenata te postojanja parazitnih vrijednosti induktiviteta i kapaciteta realna karakteristika poprima vrijednost pojačanja malo manju od 0 dB. Zbog navedenih razloga granična frekvencija ne iznosi idealnih 4 kHz već 3.95 kHz.

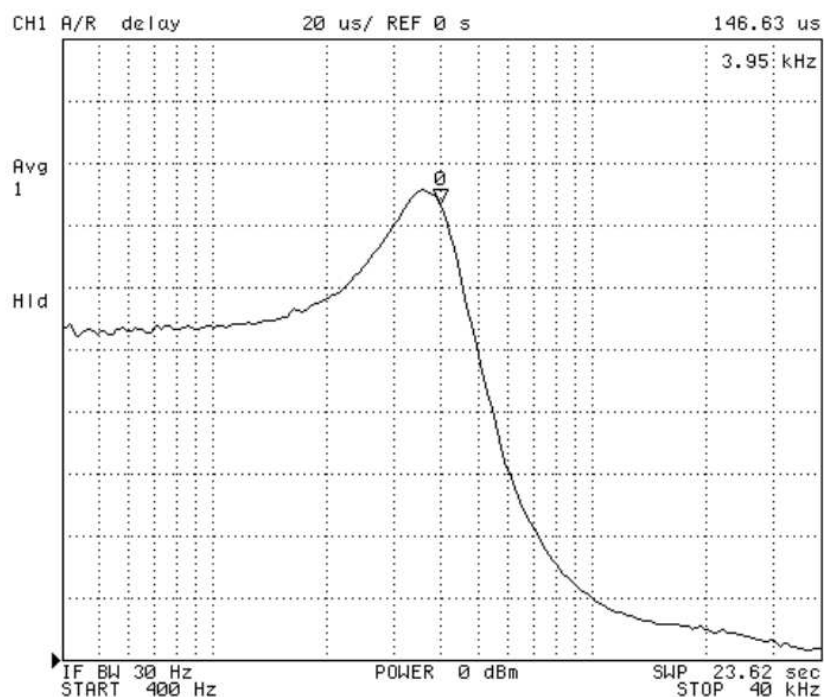
Na Slici 9.8 prikazana je dobivena fazno frekvencijska karakteristika.



Slika 9.8. Fazno frekventijska karakteristika

Usporedbom dobivene fazno frekventijske karakteristike prikazane na Slici 9.8 te fazno frekventijske karakteristike dobivene u Matlabu koja je prikazana Slikom 5.16.5 vidljivo je kako se navedene karakteristike podudaraju. Vrijednost faznog kašnjenja za graničnu frekvenciju (4 kHz) za karakteristiku dobivenu Matlabom iznosi -180° dok je mjerenjem dobivena vrijednost od -176.9° . Razlog za navedeno su također neidealnosti elemenata, postojanje parazitnih kapaciteta i induktiviteta te ostalih nesavršenosti.

Na Slici 9.9 prikazana je dobivena karakteristika grupnog vremena kašnjenja.



Slika 9.9. Grupno vrijeme kašnjenja

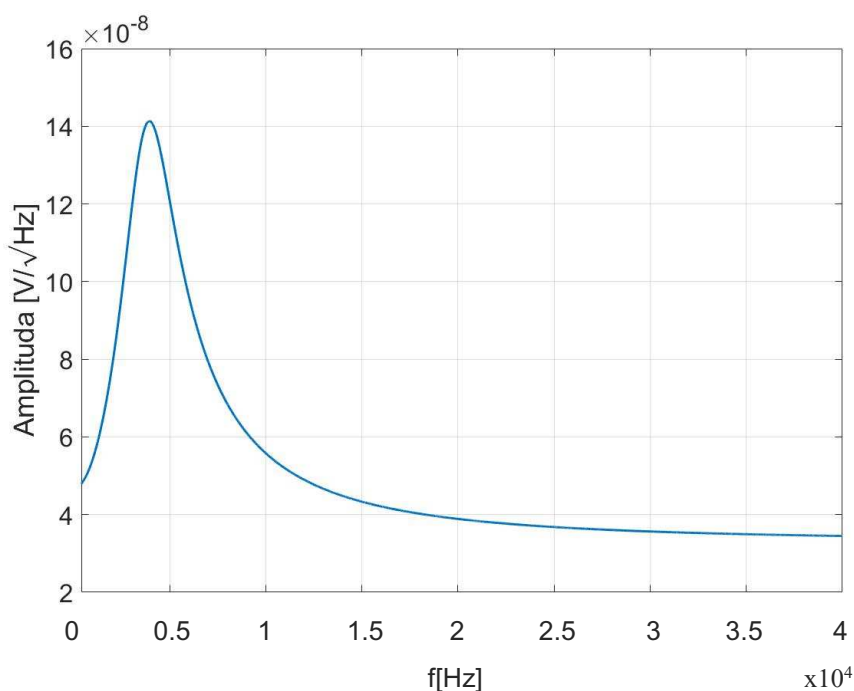
Usporedbom karakteristike grupnog vremena kašnjenja dobivene Matlab programskim paketom prikazane Slikom 5.16.7 te iste dobivene pomoću mrežnog analizatora prikazane Slikom 9.9 vidljivo je kako se karakteristike u dobroj mjeri poklapaju. Iako karakteristika dobivena mrežnim analizatorom ima istitravanja u području niskih i visokih frekvencija, oblici dobivene i idealne karakteristike se podudaraju.

Na Slici 9.10 prikazana je spektralna gustoća napona šuma.



Slika 9.10. Spektralna gustoća napona šuma

Karakteristika šuma dobivena mrežnim analizatorom ima linearnu frekvencijsku skalu, dok karakteristike šuma dobivene Matlab i LTSpice programskim paketima imaju logaritamsku frekvencijsku skalu. Iz tog je razloga pomoću Matlab programskog paketa dobivena karakteristika šuma s linearnom frekvencijskom skalom prikazana Slikom 9.11.



Slika 9.11. Spektralna gustoća šuma u linearnoj frekvencijskoj skali – Matlab

Karakteristike šuma dobivene Matlab programskim paketom te putem mrežnog analizatora se izgledom ne poklapaju, ali su karakteristične vrijednosti približno točne. Razlog nejednakosti izgleda karakteristika leži u tome da su vrijednosti šuma vrlo male (red veličine nV), te su iste vrijednosti na granici mogućnosti prikaza frekvencijskog analizatora. Usporedbom vrijednosti za slučaj granične frekvencije (4 kHz) vidljivo je kako vrijednost idealne karakteristike iznosi oko $140 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, dok je za istu vrijednost frekvencije vrijednost karakteristike dobivene mrežnim analizatorom oko $143 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$. Vrijednosti za frekvencije više od granične su približno jednake karakteristici dobivene pomoću Matlab programskog paketa.

10. ZAKLJUČAK

Izradom diplomskog rada bio sam u mogućnosti izvršiti realizaciju filtra 4. reda u kaskadnoj strukturi te strukturi bikvarta. Najprije je izrađena kaskadna struktura te je izrada iste provedena u Matlab programskom paketu izračunom prijenosne funkcije, dobivanjem frekvencijskih i vremenskih karakteristika te dobivanjem vrijednosti elemenata filtra. Nakon dobivenih karakteristika i vrijednosti elemenata izvršena je provjera u programskom paketu LTSpice. Poklapanje karakteristika dobivenih Matlab programskim paketom te LTSpice programskim paketom dokazana je ispravnost proračuna.

Nakon izračuna kaskadne strukture izvršen je proračun strukture bikvarta. Prijenosna funkcija strukture bikvarta dobivena je uspoređivanjem s prijenosnom funkcijom kaskadne strukture jer vrijedi međusobna jednakost. Prilikom izračuna parametara strukture bikvarta do izražaja je došla kompleksnost izračuna istih te je u navedenom dijelu prepoznata matematička sposobnost programa Matlab. U samom početku izračuna strukture bikvarta pretpostavljeno je da će zbog povratne veze biti manji šum, ali zbog dodatnog pojačala i otpora zbog zbrajala te samim time dodatnim izvorima šuma, konačna vrijednost šuma nije sa sigurnšću mogla biti predviđena. Izračunom efektivne vrijednosti šuma dobiven je rezultat čija je vrijednost za oko 1.5% manja u odnosu na kaskadnu strukturu. Samim time može se zaključiti kako i uz dodatne izvore šuma povratna veza smanjuje ukupni šum.

U svrhu vizualne predodžbe izgleda obiju struktura izrađeni su modeli tiskanih pločica. Navedeni su modeli izrađeni u programskom paketu KiCad. Prednost programa KiCad je dostupnost svima, te je navedeni program besplatan i javno dostupan putem interneta. Također jedna od prednosti ovog programa je mogućnost prikaza modela pločice s postavljenim elementima u 3D projekciji. Prilikom izrade modela pločice strukture bikvarta, a koja sadrži više elemenata, vidljiva je istinitost tvrdnje kako s povećanjem broja elemenata raste kompleksnost izrade tiskane pločice zbog zauzimanja više mjesta na istoj.

Kako bi kompletna cjelina bila zaokružena izvršena su mjerenja u laboratoriju na Fakultetu. Realizacija filtra izvršena je pomoću testne pločice i kombinacijom otpornika kako bi se dobile potrebne vrijednosti. Prilikom izrade filtra na testnoj pločici vidljivo je kako je izračunate vrijednosti otpora gotovo pa nemoguće dobiti jer se otpornici proizvode po standardnim vrijednostima, te gustoća vrijednosti ovisi o otporničkom nizu kojega koristimo. Upravo iz navedenog razloga se odabir kondenzatora pri proračunu elemenata pokazao kao dobra odluka jer bi zbog rijetkih vrijednosti kondenzatora bilo vrlo teško, pa i gotovo nemoguće pronaći potrebne

vrijednosti istih. Kako bi se u što većoj mjeri smanjio utjecaj parazitnih vrijednosti težnja pri slaganju elemenata na pločicu bila je da korištenje spojnih žica bude minimalno.

Kao konačnu potvrdu o točnosti izračuna izvršena su mjerenja pomoću mrežnog analizatora. Spajanjem filtra na mrežni analizator dobivene su karakteristike koje se po karakterističnim vrijednostima i obliku u dobroj mjeri poklapaju s karakteristikama dobivenim u prethodnim izračunima. Prilikom mjerenja bila je vidljiva velika osjetljivost te kako su male promjene u okolini u vidu vibracija ili propuha vidljive na rezultatima mrežnog analizatora. S tim u vezi vidljiva je važnost zadovoljavanja uvjeta okoline pri mjerenju te je također vidljivo kako okolina može, u većoj ili manjoj mjeri, utjecati na karakteristike filtra.

Prilikom izrade rada u najvećoj mjeri korišten je program Matlab zbog svojih iznimnih sposobnosti prilikom izračuna te grafičkih prikaza rezultata. U svrhu provjeravanja rezultata u vidu simulacije sa stvarnim elementima, a čije su nesavršenosti i stvarne karakteristike također uključene korišten je program LTSpice. Za izradu modela pločica korišten je program KiCad s kojim se nisam imao prilike susresti, a koji pruža velike mogućnosti ne samo u svrhu potreba u procesu obrazovanja, već i u pogledu rada u budućnosti nakon završetka obrazovanja pri dizajniranju tiskanih pločica. Radom u laboratoriju korišteni su osciloskop, multimetri, funkcijski generator te mrežni analizator. Rad s ovim uređajima pruža mogućnost praktičnog rada u vidu povezivanja sklopa s navedenim uređajima te predodžbu ponašanja sklopa na različitim frekvencijama. Smatram da sam izradom ovog diplomskog rada prošao korisna područja te će mi stečeno iskustvo pružiti osnovu za daljnji razvoj u budućnosti.

LITERATURA

- [1] Stojković N., Mijat N.: „Analogna obrada signala“, Tehnički fakultet - Sveučilište u Rijeci, Rijeka, 2004.
- [2] P.D.Smith: „Noise in precisiuous film resistors“, Texas Instruments, august 1961.
- [3] Zoran Šverko, Nino Stojković, Saša Vlahinić & Ivan Markovinović (2021) Noise and sensitivity comparison for different BP filter designs, *Automatika*, 62:3-4, 319-330, DOI: 10.1080/00051144.2021.1949532
- [4] <https://www.eeguide.com/transistor-circuit-noise/>, s Intereta
- [5] Šverko Z., Stojković N., Stojković M.: „Analogna obrada signala – priručnik za studente“, Tehnički fakultet - Sveučilište u Rijeci, Rijeka, 2020.
- [6] „Getting started in KiCad“, s Interneta
- [7] <https://www.mathworks.com/help/matlab/>, s Interneta
- [8] Agilent technologies: Agilent 4395A 10 Hz to 500 MHz, 2002.

SAŽETAK I KLJUČNE RIJEČI

U ovom radu u početnom dijelu opisane su vrste filtara te njihova podjela, aproksimacije za dobivanje prijenosnih funkcija istih te su opisane kaskadna struktura i struktura bikvarta za koje su izvršeni proračuni. Nakon navedenog opisane su vremenske i frekvencijske karakteristike kao i način izračuna istih. Objasnjen je šum elemenata filtra te način kako se vrši izračun šuma. U drugom poglavlju rada prikazana je podjela filtara te načini izračuna istih. Nakon navedenog prikazane su vremenske i frekvencijske karakteristike kaskadne strukture realizirane Butterworthovom aproksimacijom te vrijednosti elemenata iste. Izvršen je proračun šuma kaskadne strukture te su dobiveni rezultati vremenskih i frekvencijskih karakteristika te šuma provjereni koristeći program LTSpice. Zatim su proračunate vrijednosti elemenata strukture bikvarta te šum bikvarta koji je također provjeren u programu LTSpice. Nakon navedenog napravljena je usporedba korištenih aproksimacija te modeli pločica u programu KiCAD. U posljednjem poglavlju prikazani su rezultati mjerenja dobivenih pomoću mrežnog analizatora.

Ključne riječi: kaskadna struktura, struktura bikvarta, filtar, niskopropusni filtar, Matlab, LTSpice, KiCAD, vremenske karakteristike, frekvencijske karakteristike

Summary

In this paper, the initial part describes the types of filters and their division, approximations for obtaining their transmission functions, and describes the cascade structure and the structure of the biquart for which calculations were performed. After the above, the time and frequency characteristics are described, as well as the method of calculating them. The noise of the filter elements and the way in which the noise is calculated are explained. The second chapter will show the division of filters and ways to calculate them. After the above, the time and frequency characteristics of the cascade structure realized by Butterworth's approximation and the values of the elements of the same are presented. The calculation of cascade structure forests was performed, and the results of time and frequency characteristics were obtained, and the forests were checked using the LTSpice program. Then the values of the elements of the biquart structure and the biquart noise were calculated, which was also checked in the LTSpice program. After the above, a comparison of the approximations used and the models of tiles in the KiCAD program was made. The last chapter presents the results of measurements obtained using a network analyzer.

Keywords: cascade structure, biquart structure, filter, low-pass filter, Matlab, LTSpice, KiCAD, time characteristics, frequency characteristics

PRILOG 1

n	Re	Im	Q_p	ω_p	Faktori nazivnika
1	-1	0	-	1	$s+1$
2	-0.7071068	± 0.7071068	0.7071068	1	$s^2+1.4142136s+1$
3	-1	0	-	1	$s+1$
	-0.5	± 0.8660254	1	1	s^2+s+1
4	-0.9238795	± 0.3826834	0.5411961	1	$s^2+1.847759s+1$
	-0.3826834	± 0.9238795	1.3065630	1	$s^2+0.7653668s+1$
5	-1	0	-	1	$s+1$
	-0.809017	± 0.5877852	0.6180340	1	$s^2+1.618034s+1$
	-0.309017	± 0.9510565	1.6180340	1	$s^2+0.618034s+1$
6	-0.9659258	± 0.258819	0.5176381	1	$s^2+1.9318516s+1$
	-0.7071068	± 0.7071068	0.7071068	1	$s^2+1.4142136s+1$
	-0.258819	± 0.9659258	1.9318520	1	$s^2+0.517638s+1$
7	-1	0	-	1	$s+1$
	-0.9009689	± 0.4338837	0.5549581	1	$s^2+1.8019378s+1$
	-0.6234898	± 0.7818315	0.8019377	1	$s^2+1.2469796s+1$
	0.2225209	± 0.9749279	2.2469799	1	$s^2+0.4450418s+1$
8	-0.9807853	± 0.1950903	0.5097956	1	$s^2+1.9615706s+1$
	-0.8314696	± 0.5555702	0.6013449	1	$s^2+1.6629392s+1$
	-0.5555702	± 0.8314696	0.8999763	1	$s^2+1.1111404s+1$
	-0.1950903	± 0.9807853	2.5629158	1	$s^2+0.3901806s+1$
9	-1	0	-	1	$s+1$
	-0.9396926	± 0.3420201	0.5320889	1	$s^2+1.8793852s+1$
	-0.7660444	± 0.6427876	0.6527037	1	$s^2+1.5320888s+1$
	-0.5	± 0.8660254	1	1	s^2+s+1
	-0.1736482	± 0.9848078	2.8793850	1	$s^2+0.3472964s+1$
10	-0.9876883	± 0.1564345	0.5062326	1	$s^2+1.9753766s+1$
	-0.8910065	± 0.4539905	0.5611631	1	$s^2+1.782013s+1$
	-0.7071068	± 0.7071068	0.7071068	1	$s^2+1.4142136s+1$
	-0.4539905	± 0.8910065	1.1013446	1	$s^2+0.907981s+1$
	-0.1564345	± 0.9876883	3.1962258	1	$s^2+0.312869s+1$

Tablica 13.1 Parametri polova prijenosnih funkcija s Butterworthovom aproksimacijom