

Univerzitet u Sarajevu
Elektrotehnički fakultet u Sarajevu
Odsjek za telekomunikacije

REALIZACIJA REKONFIGURABILNOG AKTIVNOG RC FILTERA MULTIPLEKSIRANJEM

Završni rad

I ciklusa studija

Mentor:

Red.prof.dr Melita Ahić-Đokić

Kandidat:

Sanjin Šarić

Sarajevo, septembar 2013

Univerzitet u Sarajevu
Elektrotehnički fakultet
Odsjek za telekomunikacije
Red. prof. dr Melita Ahić-Đokić, dipl.el.ing.
Viši asistent mr Emir Sokić, dipl.el.ing.

Tema za završni rad

studenta I ciklusa studija koji studira na ETF-u u skladu sa principima Bolonjskog procesa
na Odsjeku za telekomunikacije (ak.god.2012/13)

Tema : Realizacija rekonfigurabilnog aktivnog RC filtera multipleksiranjem
Kandidat: Sanjin Šarić

Sažetak:

Pasivni i aktivni RC filteri obrađivani u okviru nastavnog plana i programa uglavnom su rađeni teoretski. Praktična realizacija, posebno aktivnih RC filtera posebno je važna jer se tada mogu uočiti prednosti i nedostaci različitih realizacija. U okviru rada potrebno je napraviti rekonfigurabilni filter kojem se može mijenjati prenosna funkcija, tako da se realizira NF, VF ili PPF. Dobivene praktične rezultate uporediti sa teoretskim.

Koncept i metode rješavanja:

Realizacija ovog filtera bi bila na bazi određenog generalnog modela aktivnog RC filtera sa operacionim pojačavačima, pri čemu bi se multipleksirale različite impedanse, što će značiti promjenu prenosne karakteristike. Za simulaciju problema potrebno je koristiti National Instruments Multisim ili neki sličan paket.

Literatura:

1. Tomislav Brodić: "Analogna integrirana elektronika", Svjetlost, Sarajevo 1986
2. Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky: "Signals and Systems", Prentice-Hall, 1997
3. Melita Ahić-Đokić: "Sistemi sa beskonačnim impulsnim odzivom - IIR", WEB stranica Fakulteta

Sarajevo, 10. 12. 2012.

Red. prof. dr Melita Ahić-Đokić

Zahvalnica

Želio bih se zahvaliti Tariku Pozdercu na kontinuiranoj podršci i pomoći pri rješavanju problema koji su nastali tokom izrade završnog rada. Bez njegovog učestvovanja, rješenja nekih problema bi kasnila barem mjesec dana.

SADRŽAJ

Sadržaj

Sažetak

1	Uvod.....	6
2	Teorija aktivnih RC filtera.....	7
2.1	Osnovni pojmovi u analizi filtera	8
2.2	Prenosne funkcije	12
2.2.1	Generalni model.....	12
2.2.2	Niskopropusni filter	13
2.2.3	Visokopropusni filter	14
2.2.4	Pojasnopropusni filter	16
2.2.5	Pojasnonepropusni filter	17
2.3	Širina propusnog opsega, koeficijent pojačanja i faktor dobrote	17
2.3.1	Niskopropusni filter	17
2.3.2	Visokopropusni filter	19
2.3.3	Pojasnopropusni filter	20
3	Rekonfigurabilni aktivni RC filter.....	22
3.1	Uvod	22
3.2	Izazovi u procesu dizajna.....	22
3.3	Model impedanse.....	23
3.4	Implementacija sa multiplekserima	23
3.5	Pojednostavljivanje dizajna	25
4	Rezultati eksperimentalnog dijela	27
4.1	Efekti multipleksa na prenosne funkcije.....	27
4.2	Kompenzacija	28
4.2.1	Niskopropusni filter	28
4.2.2	Visokopropusni filter	31
4.2.3	Pojasnopropusni filter	34
4.2.4	Zaključak	36
4.3	Implementacija Arduino mikrokontrolera	37
4.3.1	Uvod	37
4.3.2	Multipleksiranje impedansi.....	37
4.3.3	Implementacija modela	39
4.4	Modeliranje štampane pločice	42
4.5	Rezultati eksperimentalog dijela nakon izrade pločica.....	45
5	Zaključak	47
6	Literatura	48
6.1	Lista slika.....	49
6.2	Lista tabela.....	49

Sažetak

U ovom radu su obrađeni analogni aktivni RC filteri. Za razliku od aktivnih RC filtera koji imaju statičku frekventnu karakteristiku, u ovom radu poseban naglasak je stavljen na RC filter kod koga se može na zahtjev korisnika promijeniti frekventna karakteristika. Glavni problem koji je ovdje obrađen je taj kako osigurati promjenu frekventne karakteristike i pri tome što tačnije matematički opisati taj model. Problemi koji su ovdje obrađeni su: rad aktivnih RC filtera, multipleksiranje impedansi i digitalno kontroliranje tih impedansi Arduino mikrokontrolerom.

Abstract

This text covers active RC circuits/filters. In contrast to the active RC filters that have static transfer function, this text has an emphasis on RC filters that can change their transfer function on demand. Main issue that are thoroughly addressed is how one can change transfer function of the analogue RC filter and at the same time mathematically describe such filter. Problems that are addressed here are: active RC filters, multiplexing impedances and digital control via Arduino microcontroller.

1 UVOD

Elektronički filter, kao jedan od osnovnih sklopova za obradu signala, predstavlja važan ako ne i neizbježan element u modernim elektroničkim uređajima. Filter po definiciji predstavlja elektronički sklop ili element koji obrađuje signale tako što uklanja neželjene frekventne komponente, poboljšava željene ili oboje [1].



Slika 1-1 Blokovski prikaz elektroničkog filtera

Matematički gledano, ako je na ulaz doveden neki vremenski promjenljivi signal $x(t)$ sa određenim spektralnim sadržajem, na izlazu će se pojaviti signal $y(t)$ sa izmijenjenim spektralnim sadržajem. Prema odnosu spektralnog sadržaja ulaznog i izlaznog signala filteri se mogu podijeliti u četiri grupe:

- a) Filteri propusnici niskih frekvencija (NF)
- b) Filteri propusnici visokih frekvencija (VF)
- c) Filteri propusnici pojasa frekvencija (PPF)
- d) Filteri nepropusnici pojasa frekvencija (PNF)

Generalno, svi elektronički uređaji se mogu smatrati nekom vrstom filtera, jer ne mogu propuštati sve frekvencije. Ova činjenica ima za posljedicu da se neki elektronički uređaji vrlo često ponašaju i kao filteri čak i kada to nije poželjno. Ipak, ovaj rad će pokriti teoretske i praktične aspekte elektroničkih filtera kao korisnih sklopova.

Teorija filtera se najviše bazira na kompleksnoj analizi njihovih prenosnih funkcija. Danas se na svim fakultetima elektrotehnike filteri izučavaju kao fundamentalan element u dizajniranju kola. Cilj rada je obraditi sve vrste prethodno navedenih filtera i pokušati konstruirati elektronski uređaj koji će oponašati bilo koji aktivni filter prvog i drugog reda. Pri tome, potrebno je isti napraviti tako da se podudara i sa teoretskim modelom kojeg će se prvo obraditi. Problem će biti obrađen uglavnom kroz analizu RC aktivnih filtera, traženje adekvatnog modela za promjenu frekventne karakteristike i način promjene te frekventne karakteristike.

U prvom poglavlju ovog rada će se obraditi osnovni pojmovi vezani za filtere. Realizacija rekonfigurabilnog aktivnog filtera zahtijeva dobar uvod u teoriju filtera. U prvom poglavlju će biti obrađeni pojmovi prenosne funkcije, različitih vrsta filtera i osnovne parametre.

Drugo poglavlje obrađuje rekonfigurabilni filter. Dat je pregled osnovnih problema pri dizajniranju promjenljivih analognih filtera i moguća rješenja. Posljednji dio ovog poglavlja obrađuje rješenje rekonfigurabilnog filtera multipleksiranjem impedansi.

Treće poglavlje se bavi problemom kontroliranja čitavog sistema. Kontroliranje će se vršiti digitalno korištenjem Arduino mikrokontrolera.

2 TEORIJA AKTIVNIH RC FILTERA

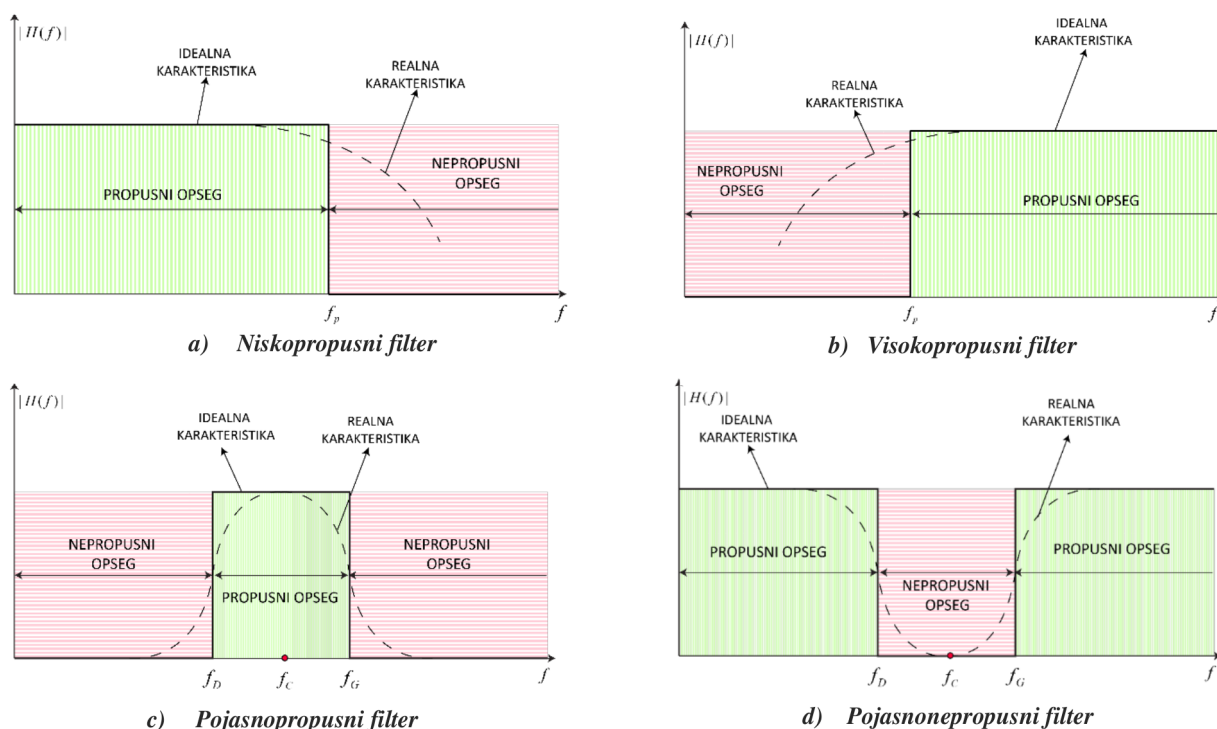
Filter je elektronički uređaj koji propušta električne signale na određenim frekvencijama ili pojasima frekvencija dok onemogućava propuštanje na ostalim. Primjenjeni su u raznim oblastima. U telekomunikacijama, koriste se kao propusnici niskih frekvencija za modeme i obradu glasa (0-20 kHz). Propusnici pojasa frekvencija se koriste za selekciju određenih kanala (npr. pojas frekvencija 87.50 do 108.00 MHz, kanali širine 100-150kHz) [1].

Bilo koja kombinacija otpornika R, kondenzatora C i zavojnica L može obavljati funkciju filtera. Filtere dijelimo na **aktivne** i **pasivne**. Pasivni filteri su oni koji nemaju aktivni element, pri čemu aktivni element u kolu je obično operaciono pojačalo ili tranzistor.

Pod pojmom „aktivni RC filter“ se podrazumijeva bilo koja kombinacija otpornika, kondenzatora i barem jednog aktivnog elementa. Razlog za izbjegavanje zavojnice kao reaktivnog elementa leži u njenoj glomaznosti, pogotovo na niskim frekvencijama, a i energija rasipanja je puno veća nego kod kondenzatora. U ovom radu će biti obrađeni aktivni RC filteri, dakle bez zavojnica.

Aktivni RC filteri se razlikuju po pojasu frekvencija koje propuštaju. Kao što je već navedeno u uvodu, prema pojasu frekvencija koje propuštaju možemo razlikovati četiri vrste filtera:

- niskopropusni filter (NF),
- visokopropusni filter (VF),
- pojasnoperusni filter (PPF),
- pojasnoneperusni filter (PNF).



Slika 2-1 Prenosne funkcije četiri različita tipa filtera

Na prethodnim slikama su prikazane frekventne funkcije sistema četiri varijante filtera sa njihovim realnim i idealnim karakteristikama. [2]

U teoriji filtera se obično na samom početku predstave teoretski tipovi filtera i njihovi matematički modeli. Međutim, nijedan od ovih filtera nije moguće realizirati u praksi. Tako filteri u praksi imaju krive slične više krivoj naznačenoj na slici 2-1 kao „Realna karakteristika“. Općenito, nije moguće realizirati nijedan filter sa frekventnom funkcijom sistema koja pada na nulu za neki opseg frekvencija.

Navedene filtere nije moguće realizirati zato što nemaju kauzalan i konačan impulsni odziv. Da bi se filter mogao realizirati, njegov impulsni odziv, koji je inverzna Fourier-ova transformacija frekventne funkcije sistema, mora biti kauzalan i konačan.

Jedan od najvažnijih kriterija za ispitivanje fizičke ostvarivosti frekventne funkcije sistema je tzv. Paley-Wiener kriterij. Paley-Wiener kriterij kaže da bi frekventna funkcija sistema $H(j\omega)$ bila fizički ostvariva mora zadovoljavati sljedeći uslov:

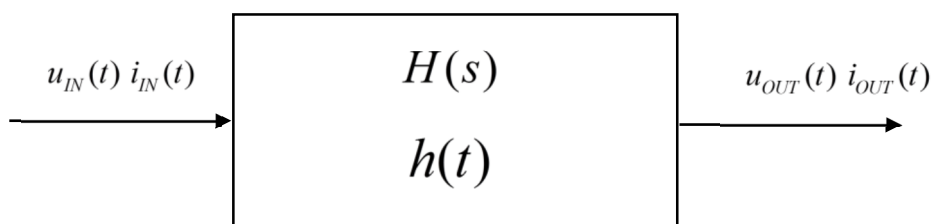
$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln |H(j\omega)|}{1 + \omega^2} d\omega < \infty \quad (2.1)$$

Fizikalno objašnjenje ovoga je poprilično složeno i neće biti obrađeno u ovom radu.

Prema formuli (2.1) može se zaključiti da ako je frekventna funkcija za bilo koji kontinualni pojas frekvencija vrijednost nula, taj filter neće biti fizički ostvariv. Ovo je važno napomenuti, budući da ovaj rad neće pokrivati samo teoretske modele, već i praktične. U daljim poglavljima rada će se uvesti pojam Bode-ovog dijagrama, koji prevazilazi probleme kauzalnosti tako što ne prikazuje karakteristike u linearnom domenu nego u decibelskom [3].

2.1 OSNOVNI POJMOVI U ANALIZI FILTERA

Prije nego što budu obrađeni pojmovi kompleksne ravni i analize filtera preko polova i nula, potrebno je prvo kratko obraditi pojam prenosne funkcije filtera. Ako u posmatrani filter općenito dolazi neki signal sa naponskim i strujnim funkcijama $u_{IN}(t)$, $i_{IN}(t)$ na izlazu će se pojaviti funkcije napona i struja respektivno $u_{OUT}(t)$, $i_{OUT}(t)$. Na slici 2-2 je prikazan jedan takav sistem:



Slika 2-2 Analogni filter

Izlaz iz filtera vezan sa ulazom operacijom konvolucije:

$$u_{IZL}(t) = u_{IN}(t) * h(t) \quad (2.2)$$

Struju dobijamo kada podijelimo izlazni napon sa impedansom sistema. Ako uradimo Laplace-ovu transformaciju jednačine (2.2), dobit ćemo izraz koji opisuje filter u „s“ domenu:

$$U_{IZL}(s) = U_{IN}(s)H(s) \quad (2.3)$$

Odavde slijedi da je prenosna funkcija:

$$H(s) = \frac{U_{IZL}(s)}{U_{IN}(s)} \quad (2.4)$$

Bitno je napomenuti da izraz (2.4) također predstavlja i naponsko pojačanje sistema. Analogno bi se mogao dobiti izraz i za strujno pojačanje. Pored ove dvije kombinacije postoji još kombinacija funkcija izlaza i ulaza (prenosna ulazna impedansa, prenosna izlazna impedansa, transkonduktansa...). Međutim, u primjenama najviše se koristi naponsko pojačanje. Izraz (2.4) predstavlja funkciju kompleksne promjenljive koja je u LTI sistemima obično neka racionalna funkcija [4].

Prije pisanja opšteg izraza za funkciju sistema, potrebno je definisati pojam *kompleksne ravni*.

U prethodnim izrazima korištena je varijabla „ s “. Varijabla s proizilazi iz Laplace-ove transformacije, kao kompleksna promjenljiva oblika $s = \sigma + j\omega$. Kompleksna ravan je geometrijska reprezentacija kompleksne varijable „ s “ predstavljena sa realnom i imaginarnom osom [2].

Opšti oblik funkcije sistema posmatranog filtera je:

$$H(s) = K \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_0} \quad (2.5)$$

gdje su brojevi $m, n \neq 0$ cijeli, a koeficijenti a_i i b_i su realni, a K realna konstanta.

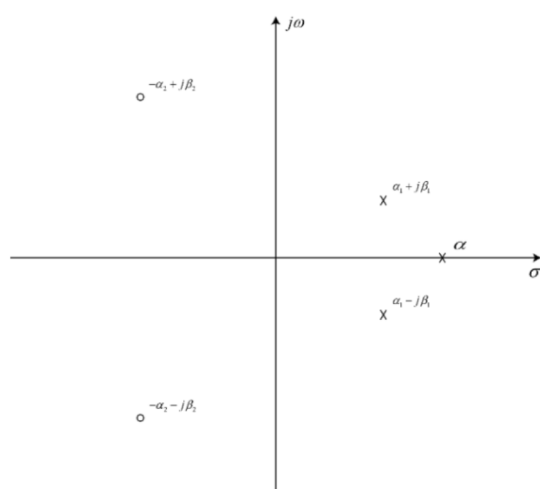
Izraz (2.5) se može napisati i u obliku:

$$H(s) = K \frac{a_n (s - z_1)(s - z_2) \dots (s - z_n)}{b_m (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_m)} \quad (2.6)$$

Parametri $z_1, z_2, z_3, \dots, z_n$ predstavljaju nule prenosne funkcije $H(s)$ koje su opštem slučaju kompleksne dok parametri $p_1, p_2, p_3, \dots, p_m$ predstavljaju polove prenosne funkcije $H(s)$ koji su također u opštem slučaju kompleksni. Nije teško primjetiti da za $s = p_i$ prenosna funkcija $H(s) = \infty$. Red filtera je određen brojem polova, tako da ako prenosna funkcija ima jedan pol, red filtera je jedan 1 itd.

Važno je napomenuti da polovi i nule koji su kompleksni, obavezno dolaze u konjugirano kompleksnim parovima. Ovo je direktna posljedica činjenice da parametri a_i i b_i moraju biti realni.

Na slici 2-3 su prikazani primjeri konjugovano kompleksnih polova i nula.



Polovi i nule prenosne funkcije su veoma bitni u analizi filtera, jer jedinstveno određuju izgled karakteristike. Dalje, *stabilnost* sistema je direktno određena položajem polova i nula na kompleksnoj ravni.

Naprimjer, ako prenosna funkcija ima prost pol na realnoj osi, inverzna Laplace-ove transformacija će dati odziv u vremenskom domenu:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{K}{s - p_1} \right\} = K e^{p_1 t} \quad (2.7)$$

za $p_1 = \alpha ; \alpha > 0$

Slika 2-3 Kompleksna ravan

Izraz (2.7) sadrži eksponencijalno rastuću funkciju i sistem će tokom vremena postati nestabilan.

Drugi primjer bi bio:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{K}{s - \alpha_1 - j\beta_1} + \frac{K}{s - \alpha_1 + j\beta_1} \right\} = \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{2K(s - \alpha_1)}{(s - \alpha_1)^2 + \beta_1^2} \right\} = 2Ke^{\alpha_1 t} \cos \beta_1 t \quad (2.8)$$

Pored eksponencijalno rastuće funkcije izraz (2.8) sadrži i sinusoidu, što znači da će sistem oscilovati.

Bitno je naglasiti da sistem može biti nestabilan samo ako sadrži aktivni element. Aktivni element je uređaj koji unosi energiju u sistem. Ako se polovi nalaze u desnoj poluravni, to znači da će taj nestabilni sistem hraniti aktivni element. Pasivna RLC kola su strogo stabilna, jer ne sadrže aktivni element [4].

Jedan od važnijih teoretskih koncepata je već spomenuti Bode-ov dijagram. Često je postupak tačnog predstavljanja prenosnih funkcija vrlo složen. Međutim, za većinu slučajeva aproksimacija je dovoljno dobra. Grafik prenosne funkcije LTI filtera uz par aproksimacija naziva se Bode-ov dijagram. Postoje amplitudno-frekventni i fazno-frekventni od kojih je obično amplitudno-frekventni od interesa. Postupak crtanja Bode-ovog dijagrama je sljedeći. Prvo treba naći opšti oblik prenosne funkcije:

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = K \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + a_{n-2} s^{n-2} + \dots + a_0}{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + b_{m-2} s^{m-2} + \dots + b_0} = K \frac{\prod_{i=1}^n (s - z_i)}{\prod_{i=1}^m (s - p_i)} \quad (2.9)$$

Izraz (2.9) treba staviti pod apsolutnu vrijednost, kvadrirati i zamijeniti s sa $j\omega$ potom dobijeni izraz logaritmirati:

$$\begin{aligned} 10 \log(|H(s)|^2) &= 20 \log(|H(j\omega)|) = \\ &= 20 \log |K| + \sum_{i=1}^n 20 \log |j\omega - z_i| - \sum_{i=1}^m 20 \log |j\omega - p_i| \end{aligned} \quad (2.10)$$

Ovaj izraz se dalje može transformisati:

$$\begin{aligned} &20 \log |K| + \sum_{i=1}^n 20 \log \sqrt{\omega^2 + z_i^2} + \sum_{i=1}^m 20 \log \sqrt{\omega^2 + p_i^2} = \\ &= 20 \log |K| + \sum_{i=1}^n 10 \log(\omega^2 + z_i^2) - \sum_{i=1}^m 10 \log(\omega^2 + p_i^2) = \\ &= 20 \log |K| + \sum_{i=1}^n 10 \log\left(\left(\frac{\omega^2}{z_i^2} + 1\right) \cdot z_i^2\right) - \sum_{i=1}^m 10 \log\left(\left(\frac{\omega^2}{p_i^2} + 1\right) \cdot p_i^2\right) = \\ &= 20 \log |K| + \sum_{i=1}^n 10 \log\left(\frac{\omega^2}{z_i^2} + 1\right) + \sum_{i=1}^n 10 \log z_i^2 - \sum_{i=1}^m 10 \log\left(\frac{\omega^2}{p_i^2} + 1\right) - \sum_{i=1}^m 10 \log(p_i^2) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Posljednji red u relaciji (2.11) je posebno bitan. Drugi sabirak ovog izraza će doći do izražaja kada je ω striktno veće od z_i . Kada je ω puno veće od z_i onda se taj sabirak može aproksimirati sa:

$$\sum_{i=1}^n 10 \log\left(\frac{\omega^2}{z_i^2} + 1\right) \approx \sum_{i=1}^n 10 \log(\omega^2) = \sum_{i=1}^n 20 \log \omega \quad (2.12)$$

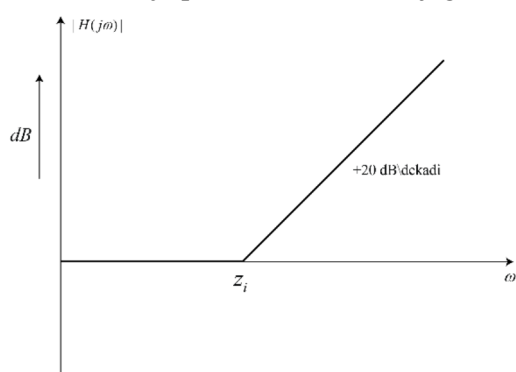
Vrlo često se u literaturi susreće termin 20 dB/dekadi ili 6 dB/oktavi. Porijeklo ovoga leži u sljedećem: ako zanemarimo sumu ispred $20 \log \omega$, i umjesto ω stavimo odnos $\frac{\omega_1}{\omega_2}$, i stavimo da je odnos između kružnih frekvencija 10, dobija se sljedeći izraz:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = 10; \quad 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_2} = 20 \log 10 = 20 \text{ dB/dekadi} \quad (2.13)$$

Tumačenje ovoga je: ako se kružna frekvencija poveća za faktor 10, karakteristika će porasti za 20 dB. Slično:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = 2; \quad 20 \log \frac{\omega_1}{\omega_2} = 20 \log 2 = 6 \text{ dB/oktavi} \quad (2.14)$$

Na slici 2-4 je prikazan Bode-ov dijagram za slučaj kada prenosna funkcija ima jednu nulu različitu od



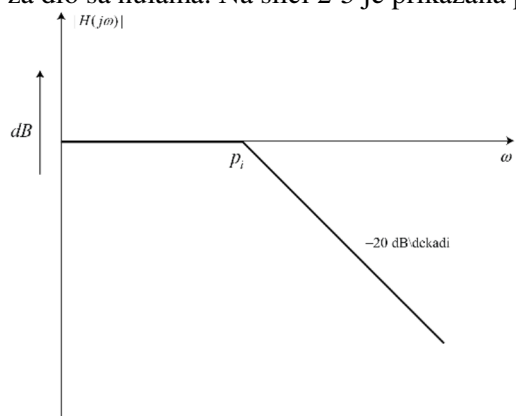
Slika 2-4 Prikaz utjecaja nule na prenosnu funkciju

nule. Vrijednost $\frac{\omega^2}{z_i^2}$ za $\omega > z_i$ je zanemarivo mala u odnosu na 1, pa je to razlog zašto je prenosna funkcija konstantna do tačke z_i . Parametar z_i predstavlja tačku kada karakteristika počinje da raste. $i = 0, 1, 2, \dots, n$. Treba naglasiti da je ovdje uzet samo jedan sabirak sume (2.12). Analogno se dobija rast za ostale nule i vrijedi princip superpozicije.

Slično se može doći do zaključka da će pol p_i prouzrokovati opadanje -20 dB/dekadi.

$$-\sum_{i=1}^m 10 \log \left(\frac{\omega^2}{p_i^2} + 1 \right) \approx -\sum_{i=1}^m 10 \log (\omega^2) = -\sum_{i=1}^m 20 \log \omega \quad (2.15)$$

Za $\omega > p_i$ vrijedi izraz (2.15) i karakteristika će da ima konstantan pad od -20 dB/dekadi. Za $\omega < p_i$ suma će se svesti na konstantu, jer je slično kao i prije član $\frac{\omega^2}{p_i^2}$ zanemarivo malen. Sve isto važi kao i za dio sa nulama. Na slici 2-5 je prikazana prenosna funkcija jednog proizvoljnog pola.



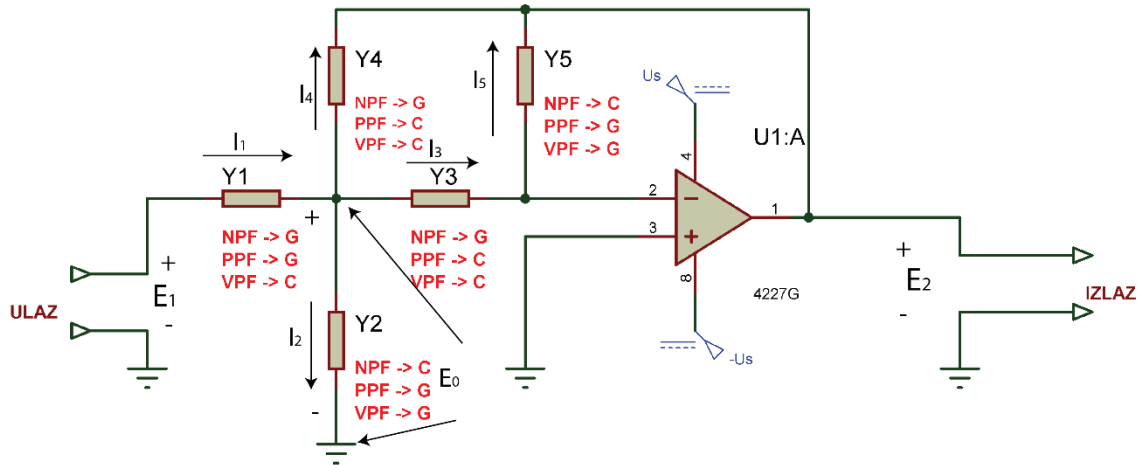
Slika 2-5 Prikaz utjecaja pola na prenosnu funkciju

Općenito, prenosna funkcija sadrži kombinaciju polova i nula. Pored polova i nula, pojavljuju se i konstante koje su vidljive u izrazu (2.11) u posljednjem redu. Logaritam konstanti opet daje konstantu u decibelskoj razmjeri. Tako da će se prenosna funkcija dobiti superponiranjem pojedinih karakteristika [4].

2.2 PRENOSNE FUNKCIJE

2.2.1 Generalni model

Pošto se ovaj rad bavi projektovanjem filtera sa promjenljivom frekventnom karakteristikom, u daljem izlaganju će se predstaviti model koji je najpogodniji promjenama. Takav model se u teoriji filtera zove kolo sa višekonturnom povratnom spregom sa beskonačnim faktorom pojačanja [5].



Slika 2-6 Model filtera sa višekonturnom povratnom spregom

Potrebno je naći prenosnu funkciju za sklop prikazan na slici 2-7. Svaki od Y elemenata predstavlja admitansu koja može biti ili neka provodnost G ili susceptansa B . Susceptansa se dobija kada se koriste kondenzatori, a provodnost kada se koriste otpornici. $Y = G$ ili $Y = jB$.

Sa slike 2-7 očigledno je:

$$E_1 = \frac{I_1}{Y_1} + E_0 \quad (2.16)$$

Iz Kirchoff-ovog zakona struja slijedi:

$$I_1 = I_2 + I_3 + I_4 \quad (2.17)$$

Zbog toga što je ulazna otpornost operacionog pojačala beskonačna, invertirajući ulaz je na potencijalu virtuelne mase. Zbog virtualne mase između Y_3 i Y_5 , razlika potencijala na Y_3 i Y_2 će biti ista i iznositi će E_0 . Slično, razlika potencijala na Y_4 je razlika između E_2 i E_0 . Vrijede sljedeće jednakosti:

$$\begin{aligned} I_2 &= Y_2 E_0 \\ I_3 &= Y_3 E_0 \\ I_4 &= Y_4 (E_0 - E_2) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Pošto struja ne teče u operaciono pojačalo vrijedi $I_3 = I_5$ i vrijedi:

$$I_3 = Y_3 E_0 = -Y_5 E_2 = I_5 \quad (2.19)$$

Prenosna funkcija se dobija iz odnosa razlika potencijala na izlazu i na ulazu:

$$H(s) = \frac{E_2}{E_1} \quad (2.20)$$

Iz jednačina (2.17), (2.18) i (2.19) se može izvesti sljedeći izraz:

$$H(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (2.21)$$

Izraz (2.21) predstavlja prenosnu funkciju spoja na slici 2-7. Ovo je osnovni izraz za dalje kreiranje bilo kojeg od filtera. Ipak, kasnije će se pokazati da ovaj spoj ne može realizirati pojasnonepropusni filter zbog zahtijeva polova i nula tog filtera.

Svaki kondenzator predstavlja jedan reaktivni element koji će proizvesti član sC . Iz izraza (2.21) se onda može zaključiti da će i nazivnik i brojnik uvijek biti polinomi drugog reda ili manje. Dakle, kondenzatori su gradivni elementi za polinome, a otpornici proizvode konstante [5].

2.2.2 Niskopropusni filter

Kao što je već obrađeno, filteri drugog reda imaju bolje karakteristike u odnosu na filtere prvog reda. Poboljšanje se najbolje vidi u tome što recimo niskopropusni filter ima pad od 40 dB/dekadi, što je dvostruko brže u odnosu na filter prvog reda koji ima 20 dB/dekadi. To znači da će taj filter imati bolje filterske osobine, i bolje će se razlikovati propusni od nepropusnog opsega. Međutim nedostatak ovakvog filtera je taj što sam dizajn kompleksniji i zahtijeva više reaktivnih elemenata.

Opća prenosna funkcija niskopropusnog filtera drugog reda je:

$$H(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.22)$$

gdje je ω_0 prelomna frekvencija, a Q faktor dobrote kola [2]. O pomenutom faktoru dobrote i prelomnoj frekvenciji će biti riječi u posljednjem dijelu ovog poglavlja.

Vrijednosti admitansi Y treba izabrati tako da u nazivniku bude polinom drugog reda, a u brojniku polinom nultog reda ili drugim riječima konstanta. Time se dobija prenosna funkcija NF filtera.

Pošto u brojniku treba biti konstanta, iz (2.21) se vidi da Y_1 i Y_3 trebaju biti provodnosti G_1 i G_3 :

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 \\ Y_3 &= G_3 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Dalje, za gradnju polinoma drugog stepena u nazivniku:

$$\begin{aligned} Y_2 &= sC_2 \\ Y_4 &= G_4 \\ Y_5 &= sC_5 \end{aligned} \quad (2.24)$$

Sa ovako izabranim admitansama, prenosna funkcija (2.21) će dobiti oblik niskopropusnog filtera:

$$H(s) = \frac{-G_1 \cdot G_3}{s^2 C_2 C_5 + s C_5 (G_1 + G_3 + G_4) + G_3 G_4} \quad (2.25)$$

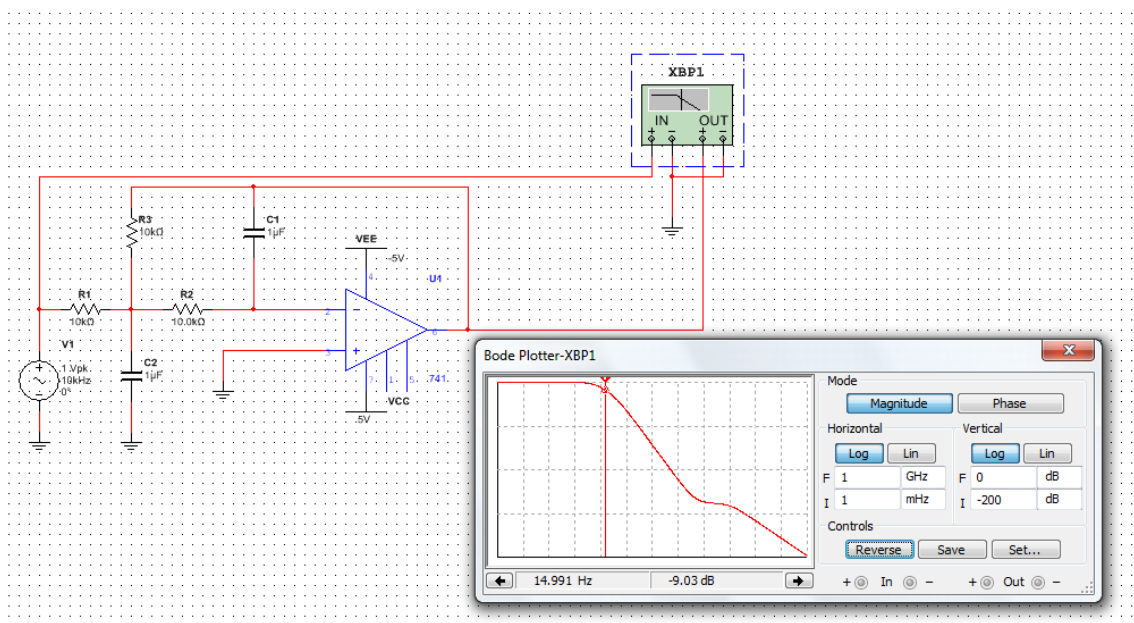
Izraz (2.25) je potrebno matematički transformisati da bi se dobio oblik (2.22):

$$H(s) = \frac{-G_1 \cdot G_3}{s^2 C_2 C_5 + s C_5 (G_1 + G_3 + G_4) + G_3 G_4} = \frac{-\frac{G_1}{G_4}}{\frac{s^2}{\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5}} + \frac{s}{\frac{G_3 G_4}{C_5 (G_1 + G_3 + G_4)}} + 1} \quad (2.26)$$

Direktnim očitavanjem:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (2.27)$$

Primjer za konkretne vrijednosti bi bio: $R_1 = R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_2 = C_5 = 1 \mu\text{F}$. Odavde je prelomna frekvencija $f_0 = 15.91 \text{ Hz}$. Koristeći software-ski paket National Instruments Multisim ovo kolo je simulirano sa zadatim parametrima.



Slika 2-7 Simulacija niskopropusnog filtera

Sa slike 2-8 se vidi da je prelomna frekvencija približno ista.

2.2.3 Visokopropusni filter

Na sličan način potrebno je realizirati visokopropusni filter. Opet, pogodnim izborom impedansi moguće je konstruisati visokopropusni filter iz generalnog modela. Opšta prenosna funkcija visokopropusnog filtera je:

$$H(s) = \frac{K \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.28)$$

Očito je da brojnik zahtijeva polinom drugog reda. Oдавде slijedi da $Y_1 = sC_1$ i $Y_3 = sC_3$. Nazivnik također zahtijeva polinom drugog reda. Dakle, da bi prenosna funkcija (2.21) oponašala visokopropusni filter, admitanse trebaju poprimiti sljedeće vrijednosti:

$$\begin{aligned} Y_1 &= sC_1 \\ Y_2 &= G_2 \\ Y_3 &= sC_3 \\ Y_4 &= sC_4 \\ Y_5 &= G_5 \end{aligned} \quad (2.29)$$

S ovim parametrima, prenosna funkcija (2.21) poprima sljedeći oblik:

$$H(s) = \frac{-s^2 C_1 \cdot C_3}{s^2 C_3 C_4 + s G_5 (C_3 + C_4 + C_1) + G_5 G_2} \quad (2.30)$$

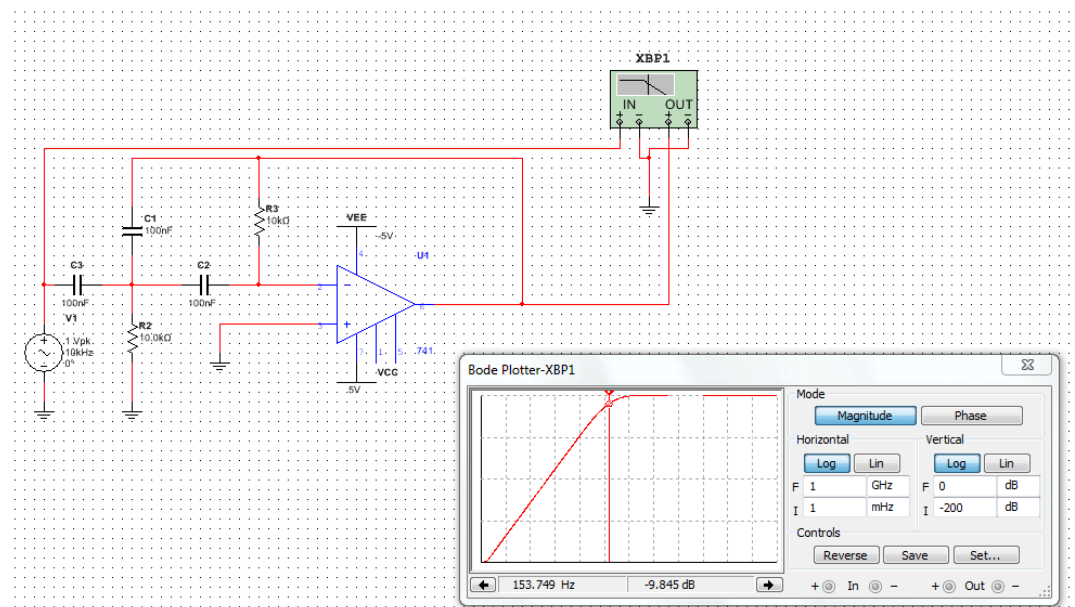
Kao i prije, izraz (2.30) treba prilagoditi izrazu (2.28).

$$H(s) = \frac{-s^2 C_1 \cdot C_3}{s^2 C_3 C_4 + s G_5 (C_3 + C_4 + C_1) + G_5 G_2} = \frac{-s^2 \frac{C_1 C_3}{G_5 G_2}}{\frac{s^2}{\frac{G_5 G_2}{C_3 C_4}} + \frac{s}{\frac{G_2}{C_3 + C_4 + C_1}} + 1} \quad (2.31)$$

Direktnim očitavanjem, prelomna frekvencija je:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_5 G_2}{C_3 C_4}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}} \quad (2.32)$$

Slično kao i prije, pogodno je ovo simulirati i provjeriti da li su ispravni izrazi. Ako je $C_1 = C_3 = C_5 = 100 \text{ nF}$ i $R_2 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ onda će $f_0 = 159 \text{ Hz}$.



Slika 2-8 Simulacija visokopropusnog filtera

2.2.4 Pojasnopropusni filter

Analogno prethodnim slučajevima, potrebno je prilagoditi opću prenosnu funkciju da oponaša pojasnopropusni filter. Prenosna funkcija pojasnopropusnog filtera drugog reda je:

$$H(s) = \frac{-K \frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.33)$$

Očito je razlika u odnosu na visokopropusni samo u tome što je u brojniku polinom prvog reda, a ne drugog. Brojnik će sadržavati polinom prvog reda dok će u nazivniku biti polinom drugog reda. To je moguće dobiti postavljanjem admitansi na sljedeće vrijednosti:

$$\begin{aligned} Y_1 &= G_1 \\ Y_2 &= G_2 \\ Y_3 &= sC_3 \\ Y_4 &= sC_4 \\ Y_5 &= G_5 \end{aligned} \quad (2.34)$$

S ovakvim vrijednostima admitansi, prenosna funkcija generalnog modela je:

$$H(s) = \frac{-G_1 \cdot sC_3}{s^2 C_3 C_4 + sG_5(C_3 + C_4) + G_5(G_1 + G_2)} \quad (2.35)$$

Transformacijom izraz (2.35) se svodi na:

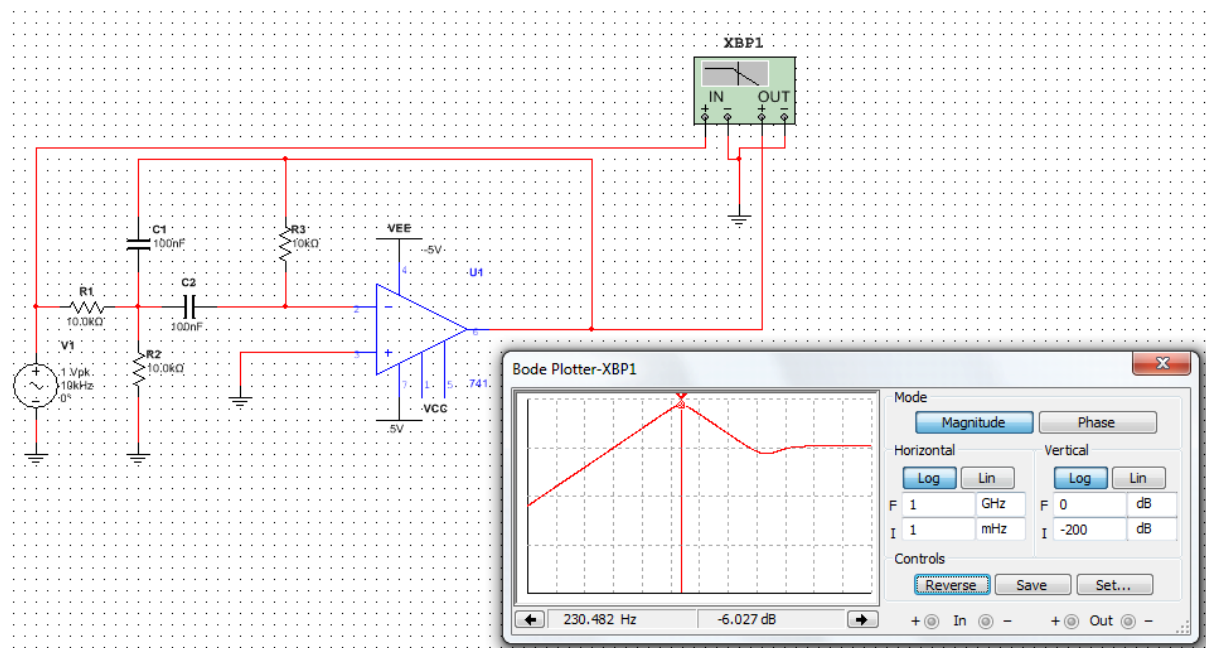
$$H(s) = \frac{-sG_1C_3}{s^2 C_3 C_4 + sG_5(C_3 + C_4) + G_5(G_1 + G_2)} = \frac{-\frac{sG_1C_3}{G_5(G_1 + G_2)}}{\frac{s^2}{\frac{G_5(G_1 + G_2)}{C_3 C_4}} + \frac{s}{\frac{G_1 + G_2}{C_3 + C_4}} + 1} \quad (2.36)$$

Bitno je naglasiti da pošto je u pitanju pojasnopropusni filter, da neće postojati prelomna frekvencija nego centralna tj. ona frekvencija oko koje je slabljenje najmanje. [2]

Poređenjem sa (2.33) daje centralnu frekvenciju:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_5(G_1 + G_2)}{C_3 C_4}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1 + G_2}{R_5 C_3 C_4}} \quad (2.37)$$

Ako su vrijednosti otpora i kondenzatora sljedeće: $R_1 = R_2 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ i $C_3 = C_4 = 100 \text{ nF}$ centralna frekvencija će biti $f_0 = 225 \text{ Hz}$. Rezultat je opet potvrđen simulacijom koja je prikazana slici 2-10.



Slika 2-9 Simulacija pojasnopropusnog filtera

2.2.5 Pojasnonepropusni filter

Pojasnonepropusni filter je filter čija prenosna funkcija je zapravo inverzna pojasnopropusnom. Kao takav zahtijeva da u brojniku bude polinom drugog stepena a u nazivniku polinom prvog stepena. Takav filter nije moguće realizirati preko modela sa višekonturnom povratnom spregom ni za bilo koju kombinaciju admitansi. Imajući na umu da ovaj model realizuje tri od četiri filtera, promjenljivi filter će da bude napravljen tako da oponaša niskopropusni, visokopropusni i pojasnopropusni filter.

2.3 ŠIRINA PROPUSNOG OPSEGA, KOEFICIJENT POJAČANJA I FAKTOR DOBROTE

U prethodnim poglavljima nije obrađen detaljno pojam propusnog opsega, koeficijenta pojačanja i faktora dobrote za svaki od filtera. Svaki od ovih parametara je vrlo bitan za svaki filter. Faktor dobrote će biti prvo opisan, pošto je najmanje obrađen u prethodnim poglavljima.

2.3.1 Niskopropusni filter

Kod niskopropusnog filtera je konačan izraz za prenosnu funkciju bio:

$$H(s) = \frac{-\frac{G_1}{G_4}}{\frac{s^2}{\frac{G_3 G_4}{C_2 C_5}} + \frac{s}{\frac{G_3 G_4}{C_5 (G_1 + G_3 + G_4)}} + 1} \quad (2.38)$$

a opšta prenosna funkcija niskopropusnog filtera drugog reda je:

$$H(s) = \frac{K}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.39)$$

Direktnim poređenjem prelomna kružna frekvencija ω_0 jednaka je:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (2.40)$$

Dalje, za umnožak $Q\omega_0$ mora vrijediti:

$$Q\omega_0 = \frac{G_3 G_4}{C_5 (G_1 + G_3 + G_4)} = \frac{1}{C_5 R_3 R_4 (G_1 + G_3 + G_4)} \quad (2.41)$$

Uvrštavanjem (2.40) u (2.41) dobija se sljedeći izraz:

$$\begin{aligned} Q\omega_0 &= \frac{1}{C_5 R_3 R_4 (G_1 + G_3 + G_4)} \\ \frac{Q}{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}} &= \frac{1}{C_5 R_3 R_4 (G_1 + G_3 + G_4)} \\ Q &= \frac{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}{C_5 R_3 R_4 (G_1 + G_3 + G_4)} = \sqrt{\frac{C_2}{C_5 R_3 R_4}} \cdot \frac{1}{G_1 + G_3 + G_4} \end{aligned} \quad (2.42)$$

Pojačanje sklopa K se lako očitava i iznosi:

$$K = -\frac{G_1}{G_4} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (2.43)$$

a prelomna kružna frekvencija je već izračunata i iznosi:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (2.44)$$

Sumarno parametri za niskopropusni filter su:

NISKOPROPUSNI FILTER	
Pojačanje K	$K = -\frac{R_4}{R_1}$
Prelomna kružna frekvencija ω_0	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}$
Faktor dobrote Q	$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_5 R_3 R_4}} \cdot \frac{1}{G_1 + G_3 + G_4}$

Tabela 2-1 Pregled niskopropusnog filtera

2.3.2 Visokopropusni filter

Slično kao i za niskopropusni filter, potrebno je definisati parametre pojačanja, širine opsega i faktora dobrote za visokopropusni filter drugog reda.

Prenosna funkcija visokopropusnog filtera drugog reda realizirana preko modela sa višekonturnom povratnom spregom je:

$$H(s) = \frac{-s^2 \frac{C_1 C_3}{G_5 G_2}}{\frac{s^2}{\frac{G_5 G_2}{C_3 C_4}} + \frac{s}{\frac{G_2}{C_3 + C_4 + C_1}} + 1} \quad (2.45)$$

a opšta prenosna funkcija visokopropusnog filtera drugog reda je:

$$H(s) = \frac{K \left(\frac{s}{\omega_0} \right)^2}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.46)$$

Već je prije pokazano da je prelomna kružna frekvencija visokopropusnog filtera drugog reda:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}} \quad (2.47)$$

Za faktor $Q\omega_0$ vrijedi:

$$Q\omega_0 = \frac{G_2}{C_3 + C_4 + C_1} \quad (2.48)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4} G_2}{C_3 + C_4 + C_1} = \sqrt{\frac{R_5 C_3 C_4}{R_2}} \frac{1}{C_3 + C_4 + C_1}$$

Potrebno je definisati i pojačanje sklopa K .

Konstanta K mora da takva da vrijedi:

$$\frac{K}{(\omega_0)^2} = \frac{C_1 C_3}{G_5 G_2} \quad (2.49)$$

Pojačanje K će konačno da bude:

$$K = \frac{C_1 C_3}{G_5 G_2} \cdot \frac{G_2 G_5}{C_3 C_4} = \frac{C_1}{C_4} \quad (2.50)$$

VISOKOPROPUSNI FILTER	
Pojačanje K	$K = -\frac{C_1}{C_4}$
Prelomna kružna frekvencija ω_0	$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}}$
Faktor dobrote Q	$Q = \sqrt{\frac{R_5 C_3 C_4}{R_2}} \frac{1}{C_3 + C_4 + C_1}$

Tabela 2-2 Pregled visokopropusnog filtera

2.3.3 Pojasnopropusni filter

Prenosna funkcija pojasnopropusnog filtera realizirana preko modela sa višekonturnom povratnom spregom je:

$$H(s) = \frac{-\frac{sG_1C_3}{G_5(G_1+G_2)}}{\frac{s^2}{\frac{G_5(G_1+G_2)}{C_3C_4}} + \frac{s}{\frac{G_1+G_2}{C_3+C_4}} + 1} \quad (2.51)$$

a opšta prenosna funkcija pojasnopropusnog filtera drugog reda je:

$$H(s) = \frac{-K \frac{s}{Q\omega_0}}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (2.52)$$

Centralna kružna frekvencija je:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1+G_2}{R_5C_3C_4}} \quad (2.53)$$

Faktor $Q\omega_0$ mora biti jednak:

$$\begin{aligned} Q\omega_0 &= \frac{G_1+G_2}{C_3+C_4} \\ Q &= \frac{G_1+G_2}{C_3+C_4} \sqrt{\frac{R_5C_3C_4}{G_1+G_2}} \\ Q &= \frac{1}{C_3+C_4} \sqrt{R_5C_3C_4(G_1+G_2)} \end{aligned} \quad (2.54)$$

Dalje pojačanje K se dobije iz:

$$\begin{aligned}
 \frac{K}{Q\omega_0} &= \frac{G_1 C_3}{G_5 (G_1 + G_2)} \\
 K &= \frac{G_1 C_3}{G_5 (G_1 + G_2)} Q\omega_0 \\
 K &= \frac{G_1 C_3}{G_5 (G_1 + G_2)} \frac{G_1 + G_2}{C_3 + C_4} \\
 K &= \frac{G_1 C_3}{G_5 (C_3 + C_4)}
 \end{aligned} \tag{2.55}$$

POJASNOPROPUSNI FILTER	
Pojačanje K	$K = -\frac{R_5 C_3}{R_1 (C_3 + C_4)}$
Prelomna kružna frekvencija ω_0	$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 + G_2}{R_5 C_3 C_4}}$
Faktor dobrote Q	$Q = \frac{1}{C_3 + C_4} \sqrt{R_5 C_3 C_4 (G_1 + G_2)}$

Tabela 2-3 Pregled pojasnopropusnog filtera

3 REKONFIGURABILNI AKTIVNI RC FILTER

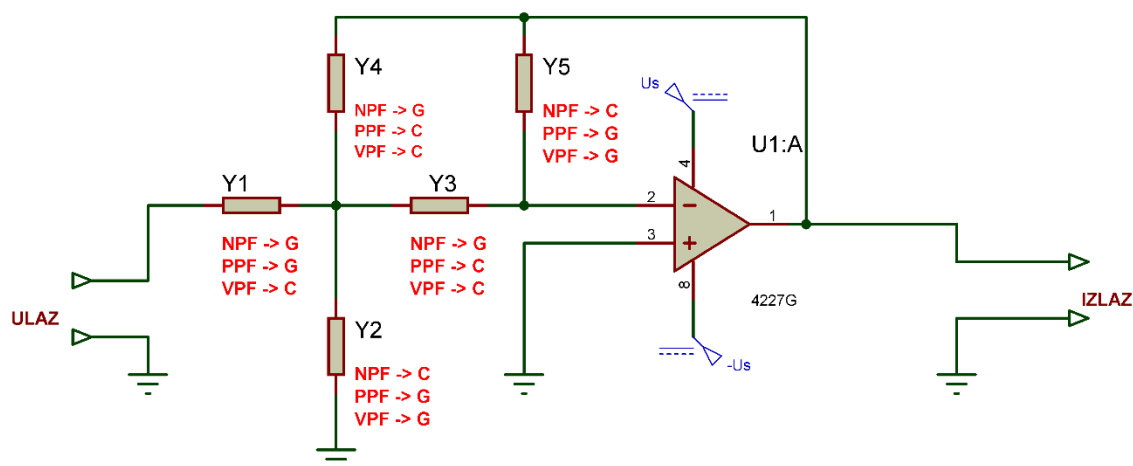
3.1 UVOD

Prethodna dva poglavlja su se bavila uvodom u teoriju aktivnih RC filtera. U ovom poglavlju će biti riječi o rekonfigurabilnom aktivnom RC filteru.

Glavna osobina rekonfigurabilnog aktivnog filtera je ta da mu se karakteristika može mijenjati. Pošto je jedini način promjene prenosne karakteristike filtera promjena otpora i kondenzatora, to znači da rekonfigurabilni filter treba imati neku vrstu palete kondenzatora i otpora. Pored ovoga, potrebno je rearanžirati te elektroničke komponente. Ovo je moguće uraditi na dva načina: fizički i elektronski. Problem rearanžiranja će biti detaljnije obrađen u narednom dijelu ovog poglavlja.

3.2 IZAZOVI U PROCESU DIZAJNA

Glavni problem promjene prenosne karakteristike je taj kako promijeniti vrijednosti otpora i kondenzatora u modelu. Potrebno je za različite vrste filtera promijeniti i mjesto otpora i kondenzatora koje će u daljem tekstu biti pod jednim imenom i to impedansa. Tako kod jedne vrste filtera gdje stoji otpor kod druge će stajati kondenzator. Pošto je razrađen model sa višekonturnom povratnom spregom, isti će biti korišten u razradi problema promjene vrijednosti impedanse.



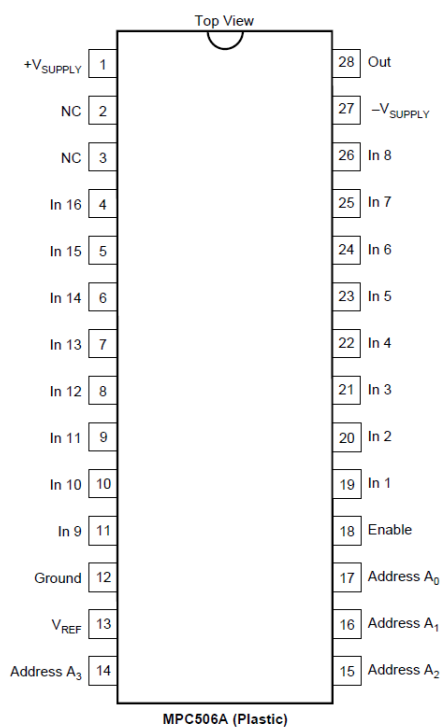
Slika 3-1 Model rekonfigurabilnog filtera sa višekonturnom povratnom spregom

Dakle, na slici 3-1 je prikazan već pomenuti model. Od najvažnijeg značaja za analizu predstavljaju ove impedanse ili admitanse kako su prikazane na slici 3-1. Izazov ovdje je napraviti opći model promjenljive impedanse.

Ako se izolira jedna od impedansi, lako je primjetiti da ona za početak treba oponašati dvije komponente: otpornik i kondenzator. Pored ovoga, za svaku od ovih komponenti taj isti model treba ponuditi više različitih vrijednosti. Jedna od mogućih opcija za promjenljivi otpornik je naravno naponski kontrolisani otpor. Međutim, ovo rješava samo problem promjene vrijednosti otpora dok problem zamjene otpora sa kondenzatorom ostaje neriješen. Slično tako može se za kondenzator koristiti promjenljivi kondenzator tj. varikap dioda. Pored toga što ostaje problem zamjene s otporom varikap dioda ima drugih mana. Jedna od tih je da ima vrlo uzak pojas vrijednosti gdje se ponaša linearno. Tako da će se ponašati linearno za jedan pojas napona dok će za druge napone dati nelinearnu karakteristiku.

3.3 MODEL IMPEDANSE

Prvo će biti obrađen problem promjene vrijednosti impedanse koja je izabrana. Npr. ako je izabrano da impedansa oponaša otpornik, postavlja se problem kako mijenjati vrijednost tog otpornika. Jedna od mogućnosti je da se koristi, kao što je već rečeno, naponski kontrolisani otpor. Međutim, obično ovakvi otpori daju vrlo mali raspon vrijednosti. Jedna od mogućnosti, koja se smatrala optimalnom za ovakvu strukturu filtera je korištenje analognih multipleksera. Multiplekseri su digitalne komponente koje za različite binarne vrijednosti varijable „Select“, propušta na izlaz različite ulazne signale. Razlika između digitalnog i analognog multipleksera je ta što analogni multiplekser nema pin za signal *clock-a*.



Slika 3-2 Multiplekser korišten za promjenu impedanse

Na slici 3-2 je prikazan multiplekser tipa 16-1 koji će biti korišten u ovom završnom radu. Pinovi „Address A₀“, „Address A₁“, „Address A₂“ i „Address A₃“ su pinovi na koje se dovode različite vrijednosti napona koji služe za odabir impedanse. Ti naponi su obično digitalni signali i u ovom slučaju trebaju biti četverobitni. Za različite vrijednosti ovih digitalnih brojeva, multiplekser će na pin 28-Out propuštati signale sa različitih ulaza koji su ovdje označeni sa „In“.

Ideja ovdje je da se na šesnaest ulaza ovog multipleksera stave različiti otpornici ili kondenzatori i tako digitalno multipleksiraju na izlaze, zavisno od potrebe.

Problemi sa ovim dizajnom su razni. Jedan od njih je taj što multiplekseri imaju neku konačnu otpornost vođenja tako da ako je na izlazu iz multipleksera potrebna neka željena otpornost, potrebno je uračunati i ovu otpornost vođenja.

Stvar postaje komplikovanija kada su umjesto otpornika na ulazu kondenzatori. Problem je taj što se na izlazu neće pojavljivati čiste kapacitivnosti nego će biti neka kombinacija otpora i kondenzatora. Ovo je jedan od problema zato što ovakve impedanse nepovoljno utiču na propusni opseg, faktor dobrote i pojačanje filtera. Ovi problemi koje uvodi multiplekser će biti

detaljnije obrađeni u jednom od narednih dijelova ovog poglavlja.

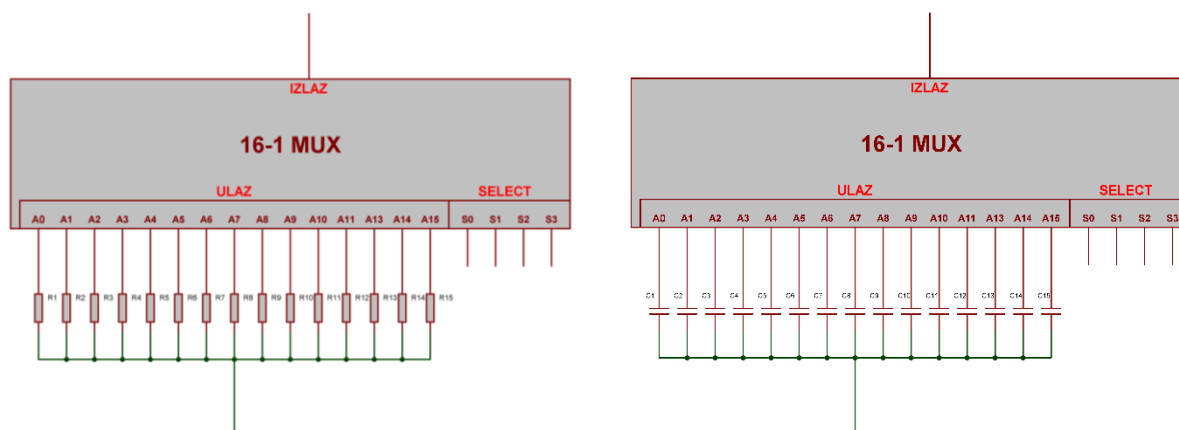
Ipak, realizacija promjene magnitude impedanse preko multipleksera donosi više pogodnosti nego problema.

Faktor koji je najviše utjecao na izbor ovakve realizacije promjene magnitude impedanse je taj što ga je moguće lako kontrolirati putem mikrokontrolera. Jedno od mogućih rješenja je također bilo da se ovi otpornici mijenjaju fizički. To bi značilo da bi onda bilo potrebno napraviti neku vrstu rotora koji će fizički prespajati otpornike. Ovo bi učinilo čitavu konstrukciju glomaznom i nepraktičnom.

3.4 IMPLEMENTACIJA SA MULTIPLEKSERIMA

Kako je obrađen uvod za realizaciju promjene magnitude impedanse preko multipleksera, potrebno je obraditi kako bi ta implementacija u praksi trebala izgledati. Na slici 3-3 su prikazani multiplekseri sa otpornicima i kondenzatorima na ulazu. Ovdje su korištene već pomenute palete otpornika i kondenzatora.

Ovakva konfiguracija multipleksera sa otporima i kondenzatorima predstavlja respektivno promjenljivi otpornik i promjenljivi kondenzator.

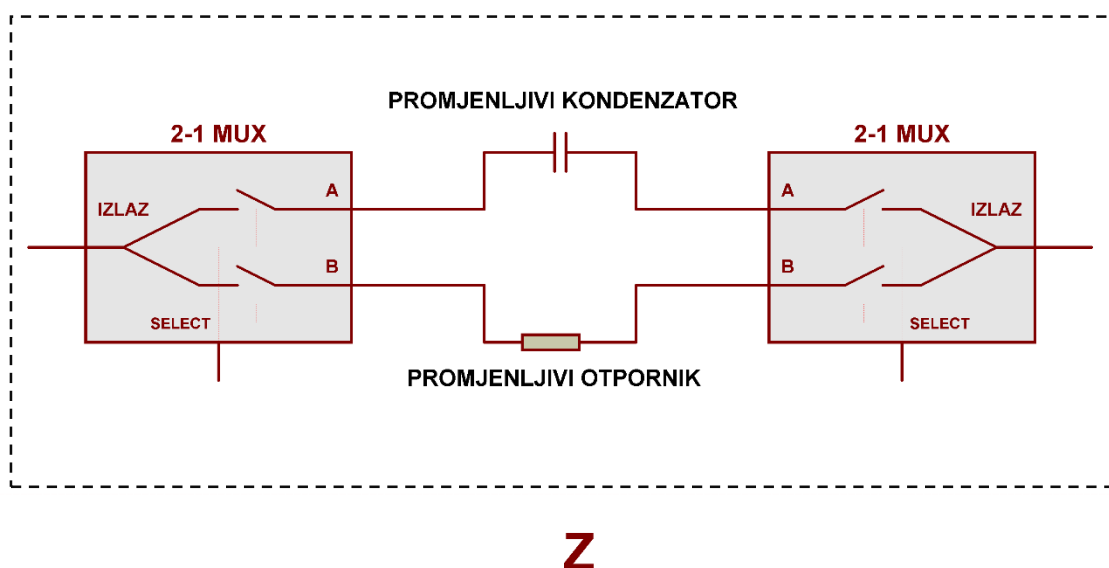


Slika 3-3 Promjenljivi otpornik i kondenzator realiziran multipleksiranjem

Na pinove „Select“ se dovode već pomenuti digitalni binarni signali koji služe za izbor različitih otpora ili kondenzatora. Pošto je riješen problem promjene magnitude impedanse, potrebno se pozabaviti međusobnom zamjenom otpora i kondenzatora.

Sa slike 3-1 jasno je da jedna impedansa neće biti uvijek otpor ili kondenzator u svakoj varijanti filtera. Ovo ima za posljedicu da trebat dizajnirati takav sklop koji će moći da mijenja kondenzator sa otporom i obratno.

Najjednostavnija moguća struktura je prikazana na slici 3-4 realizirana 2-1 multiplekserima.

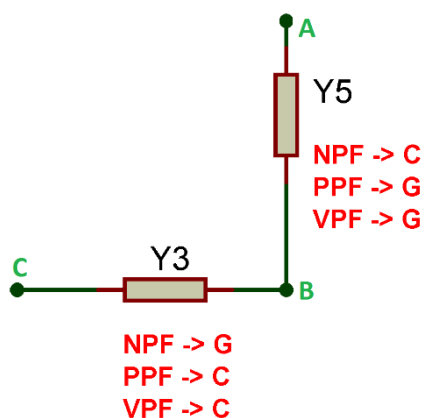


Slika 3-4 Opći model impedanse

Sa slike 3-1 vidi se da je za ovakav model potrebno pet različitih impedansi. Ako ne bi vršili nikakvu optimizaciju, kako svaka od impedansi ima dva multipleksera 2-1 i dva multipleksera 16-1, to bi značilo da bi ukupan broj 2-1 i 16-1 multipleksera bio dvadeset. Broj čipova bi bio nešto manji od toga jer na jednom čipu su tri 2-1 multipleksera. Ovo je veliki problem s obzirom da bi ovo bilo teško rasporediti na štampanoj ploči. I pored ovoga bi imali još po pet paleta kondenzatora i otpornika.

Sve ovo bi učinilo čitavu konstrukciju glomaznom, nepreglednom i neekonomičnom. Potrebno je pokušati optimizirati dizajn, tako da se postigne barem ušteda na komponentama.

3.5 POJEDNOSTAVLJIVANJE DIZAJNA



Slika 3-5 Izolovane impedanse

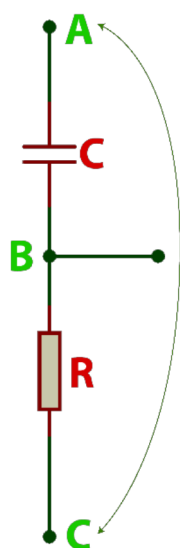
Na slici 3-5 su prikazane dvije izolovane impedanse. Na njima će se pokušati izvršiti optimizacija modela. Nije teško primjetiti da su ove dvije impedanse komplementarne. Ovo znači da kada je Y_3 otpornik, tada je Y_5 kondenzator i obratno. Ova činjenica će biti iskorištena za optimizaciju modela.

Na slici 3-5 su označene tačke od značaja. Optimizaciju bi trebalo uraditi tako da se fiksira tačka B, a A i C da imaju mogućnost rotiranja oko tačke B.

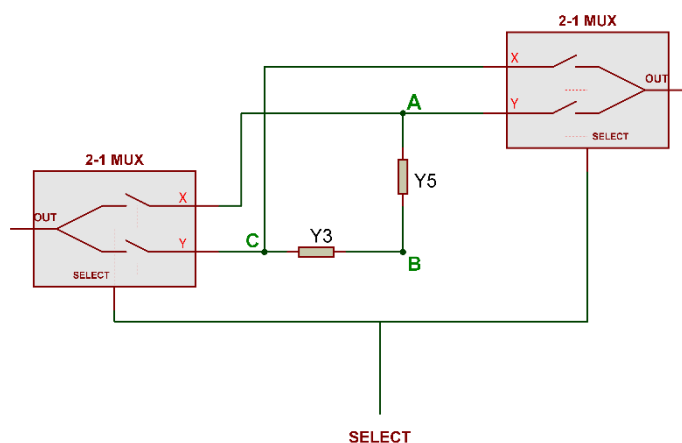
Na ovaj način ne bi bilo potrebe za pojedinačnim modeliranjem impedansi. Problem se onda svodi na dizajniranje sistema od dvije impedanse koje će uvijek biti međusobno isključive.

Na slici 3-7 je prikazan prvi korak pri dizajniranju ovakvog sistema, a to je izdvajanje impedanse koje su međusobno komplementarne.

Potrebno je napraviti takav sklop sa multiplexerima koji će obavljati funkciju zamjene tačaka A i C dok će tačka B ostati nepromijenjena. Da bi se ovo realiziralo potrebno je iskoristi dva multipleksera.



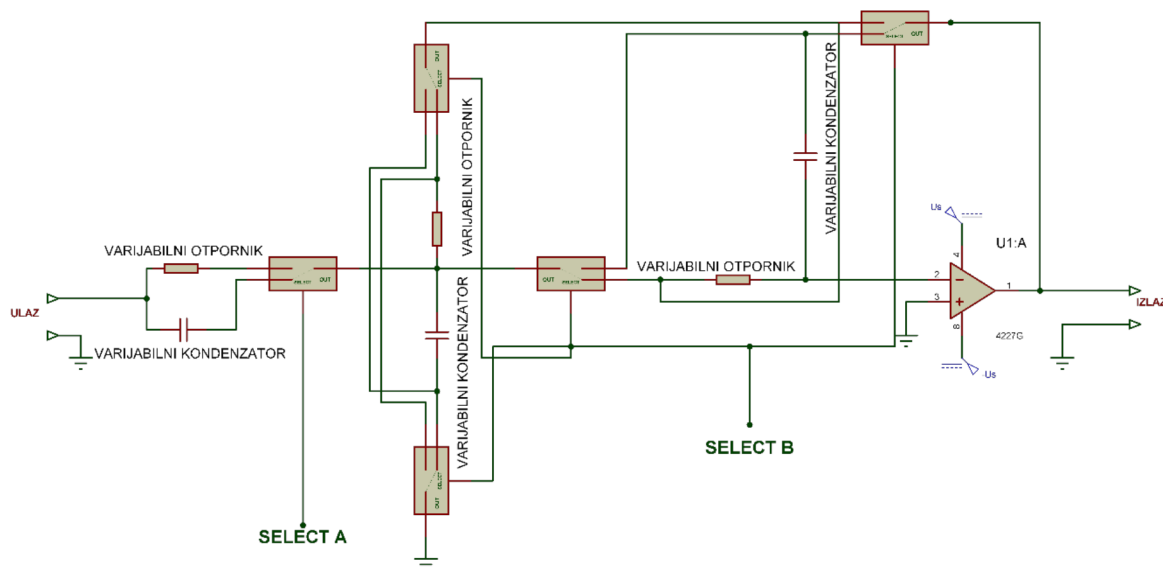
Slika 3-7 Pojednostavljeni dio sa otpornikom i kondenzatorom



Slika 3-6 Optimizovani model promjenljive impedanse

Na slici 3-6 je prikazana realizacija zamjene tački A i C preko multipleksera 2-1. Bitno je naglasiti da je „Select“ uparen tako na oba multipleksera budu selektirana u isto vrijeme ili oba kanala Y ili oba kanala X.

Tačke A i C su tačke koje zapravo mijenjaju mjesta pomoću 2-1 multipleksera u shemi. Tačka B ostaje nepromijenjena u odnosu na impedanse Y_3 i Y_5 . Kako su svi potrebni elementi definisani, moguće je prikazati strukturu koja sve ove elemente objedinjuje.



Slika 3-8 Finalni model sa implementiranim promjenljivim impedansama

Svaki otpor i kondenzator je dakle funkcionalno zamijenjen sa 16-1 multiplekserom. Kao što je već rečeno, ovim se postigao varijabilni otpor i kapacitet. Sa slike 3-8 se vidi da će za konstrukciju ovog sklopa biti potrebno pet 2-1 multipleksera i šest 16-1 multipleksera. Ovo je velika ušteda na komponentama, a i veliko pojednostavljenje dizajna. Još je potrebno definisati koja se vrsta filtera dobija za različite digitalne signale na pinovima „Select A“ i „Select B“. Uz pomoć slike 3-1 ta tabela bi glasila:

FILTER	SELECT A	SELECT B
Niskopropusni filter	0	0
Pojasnopropusni filter	0	1
Visokopropusni filter	1	1

Tabela 3-1 Digitalne vrijednosti na "Select" pinovima 2-1 multipleksera

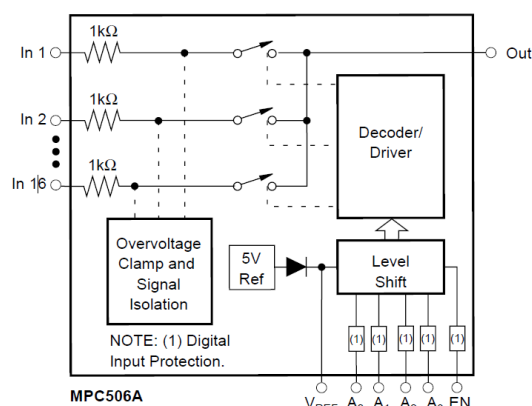
Ovo je u suštini vrlo jednostavno kontrolirati preko nekog mikrokontrolera. Međutim potrebno je razviti vrlo složen algoritam za promjenu impedansi, s obzirom da korisnik sam unosi graničnu frekvenciju.

Analiza multipleksera je urađena prije sastavljanja štampane ploče. Pokazalo se da multiplekseri unose neku svoju parazitnu provodnost koja nije zanemariva. Sve do sljedećeg poglavlja je bilo bazirano na teoriji. U sljedećem poglavlju će biti govora o modeliranju filtera sa parazitnom provodnosti.

4 REZULTATI EKSPERIMENTALNOG DIJELA

4.1 EFEKTI MULTIPLESERA NA PRENOSNE FUNKCIJE

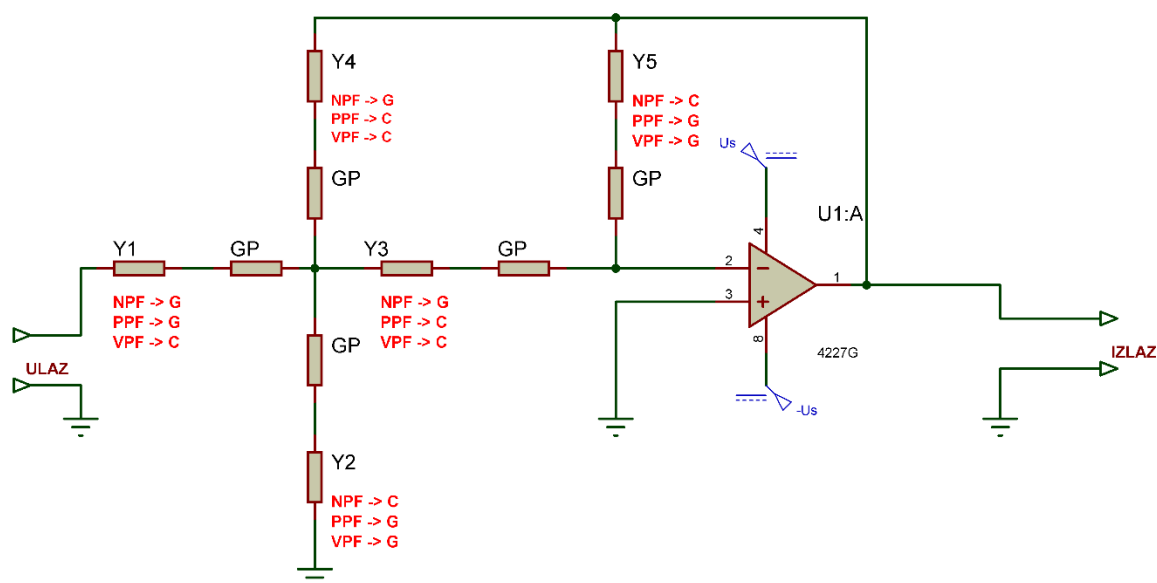
Prilikom dizajna rekonfigurabilnog aktivnog filtera, nisu uzete u obzir nelinearnosti koje unosi sam multiplexer. Iz *datasheet-a* MPC506 multiplexera može se vidjeti da multiplexeri u stanju vođenja unose fiksnih $1\text{ k}\Omega$ aktivne otpornosti. Ovih $1\text{ k}\Omega$ uzrokuju značajne promjene prenosne funkcije. Na slici 4-1 je prikazana ekvivalentna shema 16-1 multiplexera. Problem bi bio još veći da se ova otpornost mijenja sa frekvencijom, pa je ovo sve trebalo eksperimentalno ispitati.



Slika 4-2 Ekvivalentna shema 16-1 multiplexera

Nakon izvršene analize zaključilo se da se ova otpornost ne mijenja sa frekvencijom i da ova aktivna otpornost nije $1\text{ k}\Omega$ već $1.6\text{ k}\Omega$.

Svaki kanal ima parazitnu otpornost $1.6\text{ k}\Omega$. To ustvari znači da će svaka modelirana impedansa imati u seriji parazitnu otpornost (provodnost) od $1.6\text{ k}\Omega$. Na slici 4-2 je prikazana ova situacija. Ova činjenica ima značajne utjecaje na prenosne funkcije pojedinih filtera. Naime, sve do sad izvedene jednačine za pojačanje, faktor dobrote i graničnu frekvenciju ne vrijede.



Slika 4-1 Ekvivalentna shema filtera s parazitnim otpornostima

Prije sastavljanja čitavog sklopa potrebno je kompenzirati parazitnu aktivnu otpornost. Drugim riječima, treba je uzeti u obzir pri proračunavanju granične frekvencije filtera jer prethodno izvedene formule ne vrijede. Za paletu otpornika potrebno je na svaki otpornik iz palete dodati fiksnu vrijednost $1.6\text{ k}\Omega$.

Problem predstavljaju kondenzatori u seriji sa otporom. Ovo ustvari mijenja faktor dobrote kondenzatora, ako se multiplexer sa kondenzatorima posmatra kao jedan sklop. Potrebno je izvesti nove prenosne funkcije filtera uzimajući u obzir ove parazitne otpore.

Prethodno izvedeni izraz za prenosnu funkciju filtera idalje vrijedi:

$$G(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)} \quad (4.1)$$

Radi jednostavnosti, koristit će se impedanse umjesto admitansi:

$$G(s) = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5 (Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)} = \frac{Z_2 Z_4 Z_5}{(Z_2 Z_3 + Z_2 Z_4 + Z_2 Z_5 + Z_3 Z_4) Z_1 + Z_2 Z_3 Z_4} \quad (4.2)$$

4.2 KOMPENZACIJA

4.2.1 Niskopropusni filter

U prethodnim poglavljima, niskopropusni filter se dobio tako što se umjesto admitansi Y uvrstio neki kondenzator ili otpor. Ideja ovdje je da umjesto tih usamljenih kondenzatora i otpora, uvrsti serija kondenzatora i otpora. Teoretski, ovo ne bi trebalo puno mijenjati prenosnu funkciju filtera.

$$\begin{aligned} Z_1 &= R_1 + R_p \\ Z_2 &= \frac{1}{sC_2} + R_p \\ Z_3 &= R_3 + R_p \\ Z_4 &= R_4 + R_p \\ Z_5 &= \frac{1}{sC_5} + R_p \end{aligned} \quad (4.3)$$

Uvrštavanjem izraza (4.3) u (4.2) dobija se izraz:

$$G(s) = \frac{(-C_2 C_5 R_4 R_p^2) s^2 + (-C_2 R_4 R_p - C_5 R_4 R_p) s - R_4}{(C_2 C_5 R_1 R_p^2 + C_2 C_5 R_1 R_3 R_4 + C_2 C_5 R_1 R_3 R_p + C_2 C_5 R_1 R_4 R_p + C_2 C_5 R_3 R_4 R_p) s^2 + (C_5 R_1 R_3 + C_5 R_1 R_4 + C_5 R_3 R_4 + C_2 R_1 R_p + C_5 R_1 R_p) s + R_1} \quad (4.4)$$

Prenosna funkcija (4.4) je puno složenija od prenosne funkcije niskopropusnog filtera **bez parazitnog otpora**. Zbog složenosti ovih prenosnih funkcija, u daljem izvođenju će biti predstavljene u formi MATLAB kôda. Kôd korišten za generisanje ove prenosne funkcije je:

```
clc
clear;
syms Y1 Y2 Y3 Y4 Y5 s G1 G2 G3 G4 G5 C1 C2 C3 C4 C5 Gp w0 K Q Z1 Z2 Z3 Z4
Z5 Rp R1 R2 R3 R4 R;
H = -(Y1*Y3) / (Y5*(Y1+Y2+Y3+Y4)+Y3*Y4);
NF1=subs(H, [Y1 Y2 Y3 Y4 Y5], [1/Z1 1/Z2 1/Z3 1/Z4 1/Z5]);
NF1=collect(NF1);
NF=subs(NF1, [Z1 Z2 Z3 Z4 Z5], [R1 Rp+1/(s*C2) R3 R4 Rp+1/(s*C5)]);
NF=collect(NF);
latex(NF); %Za pretavaranje razlomka u citljivi Latex kod
```

Prenosne funkcije će se radi jednostavnosti prikazivati u obliku:

$$G(s) = G(s)_{\text{željeno}} \cdot G(s)_{\text{parazitno}} \quad (4.5)$$

od čega $G(s)_{\text{željeno}}$ neće biti prikazano. Bitno je samo da $G(s)_{\text{parazitno}}$ bude izabrano tako da ne utječe previše na $G(s)_{\text{željeno}}$. Problem sa $G(s)_{\text{željeno}}$ je taj što je ta prenosna funkcija tako složena da je nemoguće analitički dobiti izraze za graničnu frekvenciju, faktor dobrote i pojačanje.

Tako da će se u nastavku granična frekvencija izvoditi preko polova i nula željenih i parazitnih prenosnih funkcija. Ispostavlja se da su izrazi za polove i nule ovakvih prenosnih funkcija izuzetno dugi i složeni, tako da će i oni biti prikazani u formi MATLAB kôda.

Za niskopropusni filter se transformacijom izraza (4.4) dobije prenosna funkcija

$$NF(s) = NF(s)_{\text{željeno}} \cdot \left[(-C_2 C_5 R_p^2) s^2 + (-C_2 R_p - C_5 R_p) s - 1 \right] \quad (4.6)$$

Kvadratna jednačina predstavlja parazitnu prenosnu funkciju koja unosi dvije neželjene nule. Rješenja te kvadratne jednačine su:

$$Z_{1,2} = \left(\begin{array}{c} -\frac{1}{C_2 R_p} \\ -\frac{1}{C_5 R_p} \end{array} \right) \quad (4.7)$$

Ovaj se rezultat slaže sa teorijskim modelom. Ako je R_p beskonačno malo, tj. multiplexeri su zanemareni, onda ove su nule beskonačno velike i ne smetaju željenoj prenosnoj funkciji.

Željena prenosna funkcija ima dva pola. Izrazi za polove se dobiju rješavanju kvadratne jednačine u nazivniku:

```
clc
clear;
syms s C1 C2 C3 C4 C5 Gp Rp R1 R2 R3 R4 R;
polovi=solve(((C2*C5*R1*Rp^2 + C2*C5*R1*R3*R4 + C2*C5*R1*R3*Rp +
C2*C5*R1*R4*Rp + C2*C5*R3*R4*Rp)*s^2 + (C5*R1*R3 + C5*R1*R4 + C5*R3*R4 +
C2*R1*Rp + C5*R1*Rp)*s + R1));
```

Ako je zadata granična frekvencija f_0 , potrebno je pronaći takvu kombinaciju otpora i kondenzatora koja će graditi niskopropusni filter sa upravo tom graničnom frekvencijom.

Traženje te kombinacije će se uraditi na sljedeći način:

1. Kako će se koristiti šesnaest različitih vrijednosti za otpore i kondenzatore, pronaći sve kombinacije otpora i kondenzatora, tj. pronaći 16^5 različitih kombinacija.
2. Pronaći polove za sve moguće vrijednosti prethodno dobivenih kombinacija otpora i kondenzatora i tako formirati dva vektora polova.
3. Kako je u pitanju niskopropusni filter, izračunati novi vektor *temp* koji će sadržavati manje polove od moguća dva.
4. Od svih mogućih kombinacija manjih polova, pronaći onu kombinaciju koja ima najmanju metričku udaljenost od tražene granične frekvencije. Drugim riječima, formirati vektor *L* koji će sadržavati metričke udaljenosti polova od tražene frekvencije.
5. Naći minimum tog vektora *L* i indeks tog minimuma u vektoru. S ovim indeksom će se pronaći kombinacija otpora i kondenzatora kojem ovaj minimum odgovara.

Ovaj kratki algoritam bi trebao biti jasniji kroz MATLAB kôd prikazan ispod:

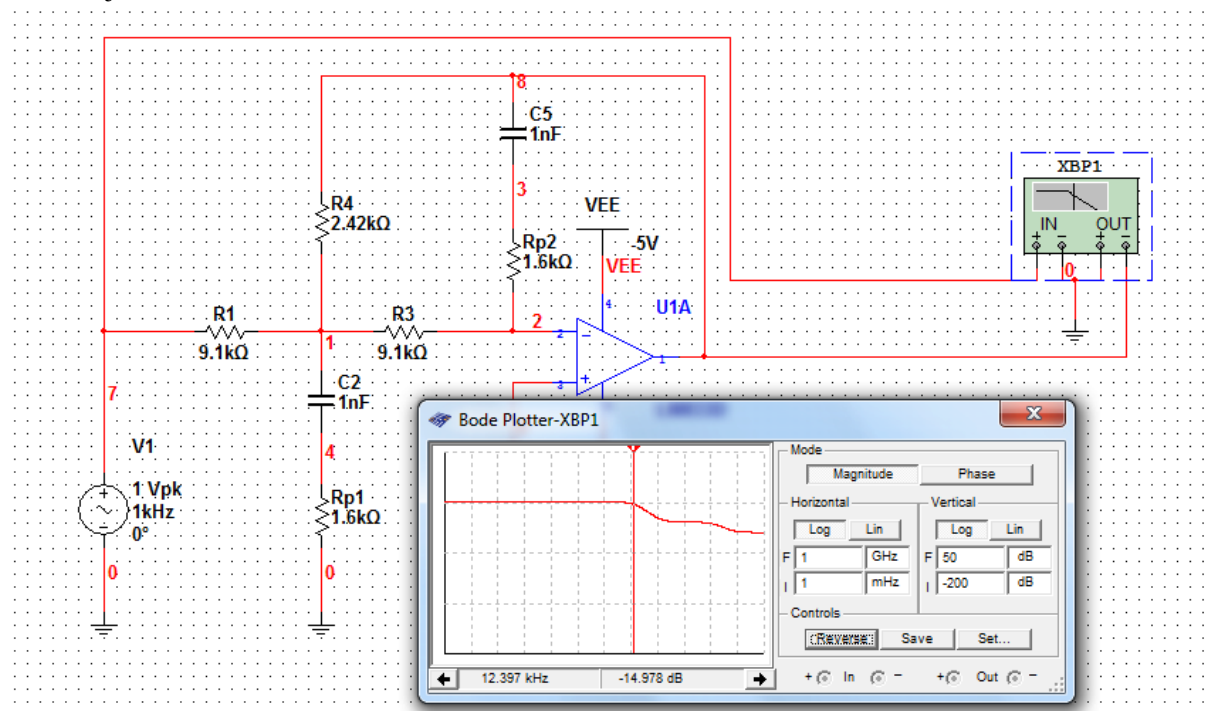
```

%% Kombinacije i inicijalizacija
clc;
clear;
Rb=1000; %Bazni otpor
Cb=1000*10^(-12); %Bazni kapacitet
C=[1 2.2 3.3 4.7 10.0 22.0 33 47 68 100.0 220.0 330 1000 2200 4700
10000]; %Paleta kondenzatora
R=[0.33 0.47 0.56 0.680 0.82 1.0 2.0 2.7 3.3 3.9 4.7 5.1 5.6 6.8 7.5
8.2]; %Paleta otpora
R=R+1.6; %Dodavanje parazitnog otpora na paletu, radi proračunavanja
C=C*Cb;
R=R*Rb;
V=allcomb(R,C,R,R,C); % Za kreiranje svih kombinacija otpora i
                        % kondenzatora korištena je eksterna funkcija
                        % „allcomb“. Funkcija u suštini kreira novi vektor
                        % napravljen od svih mogućih kombinacija ulaznih
                        % vektora, u ovom slučaju R i C.
p1=...% Formule prevelike za prikaz
p2=...% Formule prevelike za prikaz
p1=real(p1); % Interesantan je samo realni dio polova
p2=real(p2);
p1=sqrt(p1.^2);
p2=sqrt(p2.^2);
Rp=1600;
L=[];
f=11600; % Željena frekvencija
temp=horzcat(p1,p2);
temp=temp';
temp=min(temp);
temp=temp';
w0=2*pi*f;
L=((temp-w0).^2);
x=1;
k=5;
% Nakon što je pronađen takav pol, koji je manji od moguća dva i bliži
% željenoj frekvenciji, potrebno je pronaći takve kondenzatore, C2 i C5,
% koji će biti dovoljno mali da bi neželjene nule bile dovoljno daleko.
% Parametar k određuje koliko umnožaka željene frekvencije, treba
% da bude udaljena nula da bi rezultati bili zadovoljavajući.
% Ovdje su u pitanju 2.5 oktave.
while x==1
    [y,i]=min(L);
    if V(i,2)>(1/(f*k*2*pi*Rp)) | V(i,5)>(1/(f*k*2*pi*Rp))
        L(i)=1000000;
    else break;
    end
end
end

```

Primjer pokretanja ovog koda je za frekvenciju od $f = 11600 \text{ Hz}$. Komponente koje je proračunao MATLAB su: $R_1 = 9.1 \text{ k}\Omega$; $C_2 = 1 \text{ nF}$; $R_3 = 9.1 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 2.42 \text{ k}\Omega$; $C_5 = 1 \text{ nF}$;

Treba imati na umu da su u ove otpore uračunati i parazitni otpori. Ove vrijednosti su unesene u simulaciju i dobiveni su rezultati na slici 4-3.



Slika 4-3 Rezultati simulacije sa parazitnim otporima

Kao što je moguće primjetiti, granična frekvencija za niskopropusni filter je relativno zadovoljavajuća. Pad poslije granične frekvencije nije baš jednak kao što bi trebao biti, međutim te potisnute frekvencije i nisu bitne. Jedini problem ovdje je što je nemoguće kontrolisati pojačanje filtera. Formula za pojačanje filtera je prevelika i komplikovana za izvest sa parazitnim otporima, iz čega slijedi da je pojačanje ovdje na neki način slučajna promjenljiva.

4.2.2 Visokopropusni filter

Kompenzacija visokopropusnog filtera se pokazala složenijom od ostalih. Formule za polove koje se dobiju koristeći *Symbolic language* MATLAB softverskog paketa, su dugačke više od 10000 kolona. Kao takve, ni one se neće prikazivati u sklopu ovog rada. Kao što je bio slučaj i sa niskopropusnim filterom i ovdje će razrada problema početi od mijenjanja komponenti idealnog filtera sa komponentama sa parazitnom otpornošću:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \frac{1}{sC_1} + R_p \\
 Z_2 &= R_2 + R_p \\
 Z_3 &= \frac{1}{sC_3} + R_p \\
 Z_4 &= \frac{1}{sC_4} + R_p \\
 Z_5 &= R_5 + R_p
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

Zamjenom izraza (4.8) u (4.2) dobije se prenosna funkcija koja je rezultat sljedećeg MATLAB kôda:

```

clc;
clear;
syms Y1 Y2 Y3 Y4 Y5 s G1 G2 G3 G4 G5 C1 C2 C3 C4 C5 Z1 Z2 Z3 Z4 Z5 Rp R1
R2 R3 R4 R5;
H=-(Y1*Y3)/(Y5*(Y1+Y2+Y3+Y4)+Y3*Y4);
VF1=subs(H,[Y1 Y2 Y3 Y4 Y5],[1/Z1 1/Z2 1/Z3 1/Z4 1/Z5]);
VF1=collect(VF1);
VF=subs(VF1,[Z1 Z2 Z3 Z4 Z5],[Rp+1/(s*C1) R2 Rp+1/(s*C3) Rp+1/(s*C4)
R5]);
VF=collect(VF);
latex(VF)

```

Prenosna funkcija visokopropusnog filtera ima oblik:

$$G(s) = VF_{\text{željeno}} \cdot VF_{\text{parazitno}} \quad (4.9)$$

Iz $VF_{\text{željeno}}$ se dobijaju formule za polove. Ispostavlja se da parazitni otpor mijenja red visokopropusnog filtera, pa je onda bitno napomenuti da će kao takav imati tri pola. $VF_{\text{parazitno}}$ ima oblik:

$$VF_{\text{parazitno}} = \left((-C_1 C_3 C_4 R_2 R_5 R_p) s + (-C_1 C_3 R_2 R_5) \right) \quad (4.10)$$

Onda će prenosna funkcija visokopropusnog filtera imati oblik:

$$G(s) = VF_{\text{željeno}} \cdot \left((-C_1 C_3 C_4 R_2 R_5 R_p) s + (-C_1 C_3 R_2 R_5) \right) \quad (4.11)$$

Filter će izraziti jednu neželjenu nulu koja ima oblik:

$$Z_{\text{parazitno}} = \frac{1}{C_4 R_p} \quad (4.12)$$

Slično kao i slučaju za niskopropusni filter, potrebno je riješiti polinom trećeg reda u nazivniku i tako dobiti tri pola. Bez detalja kako se došlo do tih polova, preći će se na rješavanje problema izbora komponenti za dobijanje željene granične frekvencije. Polazi se ponovo od formiranja vektora svih kombinacija vrijednosti komponenti za slučaj visokopropusnog filtera tj.:

1. Opet egzistira 16^5 mogućih kombinacija, međutim sada je različit raspored komponenti u odnosu na niskopropusni filter.
2. Preko prethodno formiranih formula za polove visokopropusnog filtera, proračunati iste za sve moguće kombinacije. Također, proračunati i nule za sve moguće kombinacije.
3. Od moguća tri pola pronaći najveći. Tako formirati vektor najvećih polova.
4. Naći metričku udaljenost od vektora najvećih polova i tražene frekvencije i tako formirati vektor L .
5. Riješiti problem parazitne nule tako što će se izabrati takve komponente koje će tu nulu potisnuti na dovoljno niske frekvencije u odnosu na graničnu.
6. Naći indeks minimuma vektora L .

Algoritam je prikazan sljedećim MATLAB kôdom:

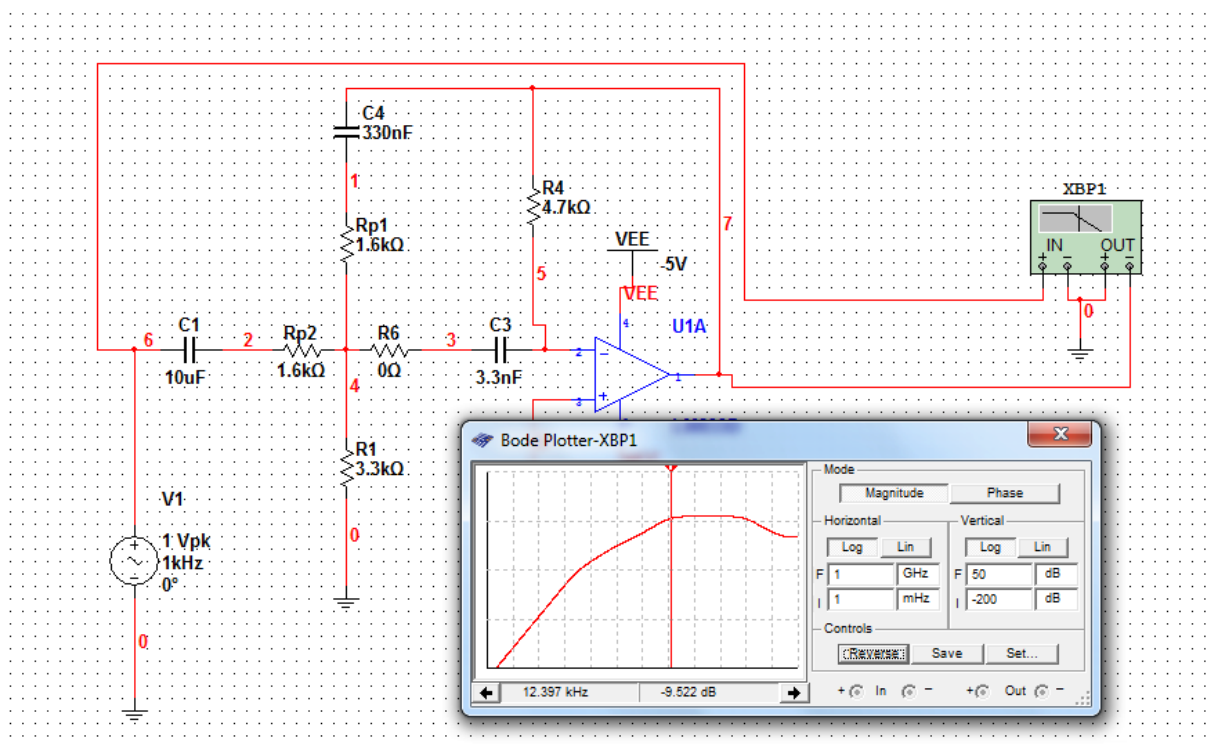
```

clc
clear;
Rb=1000;
Cb=1000*10^(-12);
C=[1 2.2 3.3 4.7 10.0 22.0 33 47 68 100.0 220.0 330 1000 2200 4700
10000];
R=[0.33 0.47 0.56 0.680 0.82 1.0 2.0 2.7 3.3 3.9 4.7 5.1 5.6 6.8 7.5
8.2];
C=C*Cb;
R=R*Rb;
V=allcomb(C,R,C,C,R);
Rp=1600;
L=[];
p1=...
p2=...
p3=...
z1=1./(V(:,4)*Rp);
p1=real(p1);
p2=real(p2);
p3=real(p3);
p1=sqrt(p1.^2);
p2=sqrt(p2.^2);
p3=sqrt(p3.^2);
z1=real(z1);
z1=sqrt(z1.^2);
temp=horzcat(p1,p2,p3);
temp=temp';
temp=max(temp);
temp=temp';
f=11600;
w0=2*pi*f;
L=((temp-w0).^2);
x=1;
k=5;
while x==1
    [y,i]=min(L);
    if max([abs(p1(i)) abs(p2(i)) abs(p3(i))])<k*z1(i)
        L(i)=1000000;
    else break;
    end
end
C1=V(i,1);
R2=V(i,2);
C3=V(i,3);
C4=V(i,4);
R5=V(i,5);

```

Kôd je pokrenut za testnu frekvenciju od 11600 kao i za niskopropusni filter I MATLAB je proračunao sljedeće komponente: $C_1 = 10 \mu F$; $R_2 = 3.3 k\Omega$; $C_3 = 3.3 nF$; $C_4 = 330 nF$; $R_5 = 4.7 k\Omega$;

Na slici 4-4 je prikazan rezultat simulacije visokopropusnog filtera sa parazitnim otporima.



Slika 4-4 Visokopropusni filter sa parazitnim otporima

4.2.3 Pojasnopropusni filter

Pojasnopropusni filter je ustvari slučaj visokopropusnog filtera. Izbor komponenti je sličan uz izuzetak prve admitanse. Po uzoru na prethodne filtere, rješavanje problema parazitnog otpora počinje sa zamjenom idealnih komponenti:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= R_1 + R_p \\
 Z_2 &= R_2 + R_p \\
 Z_3 &= \frac{1}{sC_3} + R_p \\
 Z_4 &= \frac{1}{sC_4} + R_p \\
 Z_5 &= R_5 + R_p
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Zamjenom izraza (4.13) u (4.2) dobije se izraz koji je rezultat sljedećeg MATLAB kôda:

```

clear;
clc;
syms Y1 Y2 Y3 Y4 Y5 s C1 C2 C3 C4 C5 Z1 Z2 Z3 Z4 Z5 Rp R1 R2 R3 R4 R5;
H=-(Y1*Y3)/(Y5*(Y1+Y2+Y3+Y4)+Y3*Y4);
PF1=subs(H,[Y1 Y2 Y3 Y4 Y5],[1/Z1 1/Z2 1/Z3 1/Z4 1/Z5]);
PF1=collect(PF1);
PF=subs(PF1,[Z1 Z2 Z3 Z4 Z5],[R1 R2 Rp+1/(s*C3) Rp+1/(s*C4) R5]);
PF=collect(PF);
latex(PF);

```

Slično kao i prije, izrazi su suviše veliki za prikaz. Rezultat je prenosna funkcija koja ima dva pola, jednu željenu nulu (u koordinatnom početku) i jednu parazitnu nulu. Prenosna funkcija za pojasnopropusni filter ima oblik:

$$G(s) = PF_{\text{željeno}} \cdot \left((C_4 R_p) s + 1 \right) \quad (4.14)$$

$PF_{\text{željeno}}$ je oblik prenosne funkcije koja ima dva pola i jednu nulu u koordinatnom početku. Parazitni dio prenosne funkcije ima nulu:

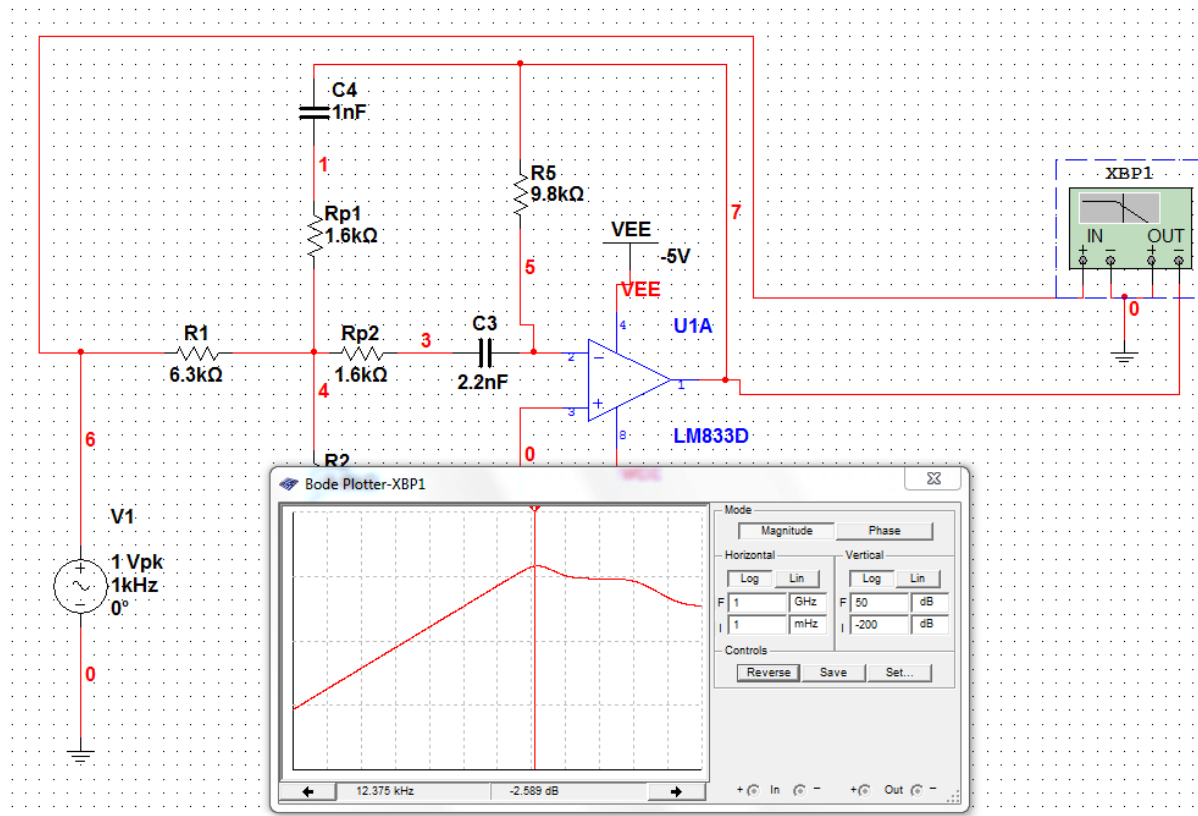
$$Z_{\text{parazitno}} = \frac{1}{C_4 R_p} \quad (4.15)$$

Postupak za pronalaženje komponenti pojasnopropusnog filtera je vrlo sličan visokopropusnom. Bez algoritma kôd će biti prezentovan:

```
clear;
Rb=1000;
Cb=1000*10^(-12);
C=[1 2.2 3.3 4.7 10.0 22.0 33 47 68 100.0 220.0 330 1000 2200 4700 10000];
R=[0.33 0.47 0.56 0.680 0.82 1.0 2.0 2.7 3.3 3.9 4.7 5.1 5.6 6.8 7.5 8.2];
C=C*Cb;
R=R*Rb;
V=allcomb(R,R,C,C,R);
Rp=1600;
izbor=0;
L=[];
p1=...
p2=...
z1=1./(V(:,4)*Rp);
p1=real(p1);
p2=real(p2);
z1=real(z1);
p1=sqrt(p1.^2);
p2=sqrt(p2.^2);
z1=sqrt(z1.^2);
f=11600;
w0=2*pi*f;
temp=sqrt((p1-p2).^2);
temp(temp>0)=2;
temp(temp==2)=0;
temp(temp==0)=1;
p1=temp.*p1;
L=(p1-w0).^2;
x=1;
while x==1
    [y,i]=min(L);
    if abs(z1(i)-p1(i))<8*p1(i)
        L(i)=1000000;
    else break;
end
end
R1=V(i,1);
R2=V(i,2);
C3=V(i,3);
C4=V(i,4);
R5=V(i,5);
```

Nula je „progurana“ na više frekvencije, i tako ne utječe na prenosnu karaktersitiku. Kôd je pokrenut za frekvenciju $f = 12000$ (jer se pokazalo da za 11600 treba dugo da pronade komponente) i proračunao je sljedeće komponente: $R_1 = 6.3\text{ k}\Omega$; $R_2 = 9.8\text{ k}\Omega$; $C_3 = 2.2\text{ nF}$; $C_4 = 1\text{ nF}$; $R_5 = 9.8\text{ k}\Omega$;

Simulacijom se pokazalo da su ove komponente zaista odgovarajuće zadatoj frekvenciji:



Slika 4-5 Pojasnopropusni filter sa parazitnim otporima

4.2.4 Zaključak

Ispostavilo se da će multiplekseri utjecati više na prenosne karakteristike nego što je to predviđeno. Sve do sad je izvedeno na osnovu teorije. Sljedeće poglavlje će se pozabaviti prenosom informacije o izboru komponenti na Arduino mikrokontroler.

4.3 IMPLEMENTACIJA ARDUINO MIKROKONTROLERA

4.3.1 Uvod

Jednostavnim riječima, Arduino je mali računar kojeg je moguće isprogramirati da obrađuje ulazne i izlazne podatke na čipu. Arduino je poznat po fizičkoj ili *Embedded Computing* platformi, što znači da je interaktivni sistem koji pomoću hardvera i odgovarajućeg softvera može da komunicira sa okolinom.

Jednostavni primjeri su da je Arduino sposoban napraviti da pali i gasi određeno svjetlo u određenim vremenskim intervalima. U ovom radu će biti korišten kao kontroler impedansi. Ovo znači da će njegovi izlazi biti spojeni na *Select* ulaze multipleksera i tako ih kontrolirati [6].

4.3.2 Multipleksiranje impedansi

Kako je program za izbor impedansi pravljen u MATLAB-u, najlakše je iste te podatke o izboru impedanse poslati preko MATLAB-a. Problem se svodi na pretvaranje podatka o položaju npr. otpornika u nizu u podatak zapisan u binarnoj notaciji.

Npr. ako je u pitanju jedan 16-1 multiplekser, i izabran je osmi otpor u paleti, to znači da treba ulaz osam prosljediti na izlaz multipleksera. Kako je osmi izlaz numerisan sedam binarno, to znači da treba poslati kombinaciju 0111 na *Select* pinove multipleksera. Općenito iz prospekta multipleksera se može vidjeti kako su binarno označeni koji ulazi. Ova tabela istine je prikazana na slici 4-6.

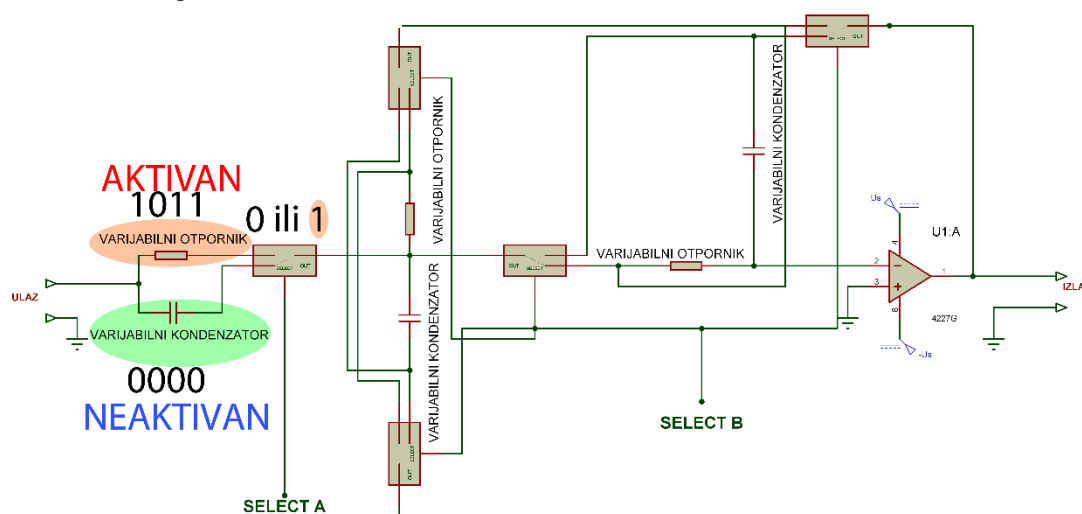
TRUTH TABLES

MPC506A

A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	EN	"ON" CHANNEL
X	X	X	X	L	None
L	L	L	L	H	1
L	L	L	H	H	2
L	L	H	L	H	3
L	L	H	H	H	4
L	H	L	L	H	5
L	H	L	H	H	6
L	H	H	L	H	7
L	H	H	H	H	8
H	L	L	L	H	9
H	L	L	H	H	10
H	L	H	L	H	11
H	L	H	H	H	12
H	H	L	L	H	13
H	H	L	H	H	14
H	H	H	L	H	15
H	H	H	H	H	16

Slika 4-6 Tabela istine za 16-1 multiplekser

Za 2-1 multipleksere situacija je jednostavnija. Kao što je već prije pokazano, model koristi pet 2-1 multipleksera, za čiju kontrolu će biti potrebna dva ulazna bita. Četiri multipleksera dijele jedan zajednički „*Select*“ i to „*Select B*“. Peti multiplekser ima zaseban „*Select A*“. Kako postoji pet impedansi na prvi pogled bi trebalo slati pet kombinacija od po četverocifrena binarna broja. Međutim, u izvedbi postoji šest multipleksera. Onda je potrebno poslati šest kombinacija četverocifrenih binarnih brojeva od čega će jedna biti „dummy“ kombinacija od četiri nule.



Slika 4-7 Ilustracija aktivnog i neaktivnog elementa

U pitanju su dva multipleksera za Z_1 impedansu, pri čemu ne koriste oba u isto vrijeme. Ovo je prikazano na slici 4-7.

Koji će od ta dva multipleksera biti korištene diktira 2-1 multiplexer koji se nalazi iza. Dakle, treba poslati informacije o izboru komponenti na šest multipleksera i informaciju o izboru filtera na tri 2-1 multipleksera.

Prvo je potrebno pretvoriti informaciju o izboru impedanse u binarni broj. Za primjer će biti uzet niskopropusni filter. Komunikacija ostalih filtera sa Arduinoom je analogna.

Arduino je platforma koja podržava serijsku komunikaciju. Samim tim potrebno je pripremiti kodnu riječ koja će biti učitana i iz nje očitati koje portove treba staviti na „High“ (logička jedinica) i „Low“ (logička nula).

Prije svega treba odrediti tip filtera pomoću 2-1 multipleksera. Kako je za niskopropusni filter slučaj su impedanse na mjestima jedan, tri i četiri izabrane kao otpori, a impedanse na mjestima dva i pet izabrane kao kondenzatori to znači da će na *Select*-ima 2-1 multipleksera, kako je već prethodno pokazano tabelom 3-1, biti dvije nule. Modifikacija MATLAB kôda je sljedeća:

```
tip=[0 0];
dummy=[0 0 0 0];
R1=V(i,1);
C2=V(i,2);
R3=V(i,3);
R4=V(i,4);
C5=V(i,5);
x1=flipplr(de2bi(find(R==R1)-1,4));
x2=flipplr(de2bi(find(C==C2)-1,4));
x3=flipplr(de2bi(find(R==R3)-1,4));
x4=flipplr(de2bi(find(R==R4)-1,4));
x5=flipplr(de2bi(find(C==C5)-1,4));
kombinacija=num2str(horzcat(x5,x2,dummy,tip,x1,x3,x4));
kombinacija=kombinacija(kombinacija~=' '); % Izbacivanje praznih mjesta
```

Funkcija *flipplr* je korištena zato što položaj MSB-a (*Most significant bit*) i LSB-a (*Least significant bit*) nije bio povoljan (trebalo ih je zamjeniti). Ovakav kôd će generisati kôdnu riječ *kombinacija* koja će u opštem slučaju za niskopropusni filter imati oblik: xxxxyyyy000000zzzzggggffff (crvenim je označen tip). Na sličan način se napravi priprema kôdnih riječi i za ostale filtere. Preostaje još slučaj za visokopropusni:

```
tip=[1 1];
dummy=[0 0 0 0];
C1=V(i,1);
R2=V(i,2);
C3=V(i,3);
C4=V(i,4);
R5=V(i,5);
x1=flipplr(de2bi(find(C==C1)-1,4));
x2=flipplr(de2bi(find(R==R2)-1,4));
x3=flipplr(de2bi(find(C==C3)-1,4));
x4=flipplr(de2bi(find(C==C4)-1,4));
x5=flipplr(de2bi(find(R==R5)-1,4));
kombinacija=num2str(horzcat(x4,x3,x1,tip,dummy,x2,x5));
kombinacija=kombinacija(kombinacija~=' ');
```

i pojasnopropusni:

```
tip=[1 0];
dummy=[0 0 0 0];
R1=V(i,1);
R2=V(i,2);
C3=V(i,3);
C4=V(i,4);
R5=V(i,5);
x1=flipplr(de2bi(find(R==R1)-1,4));
x2=flipplr(de2bi(find(R==R2)-1,4));
x3=flipplr(de2bi(find(C==C3)-1,4));
x4=flipplr(de2bi(find(C==C4)-1,4));
x5=flipplr(de2bi(find(R==R5)-1,4));
kombinacija=num2str(horzcat(x4,x3,dummy,tip,x1,x2,x5));
kombinacija=kombinacija(kombinacija~=' ');
```

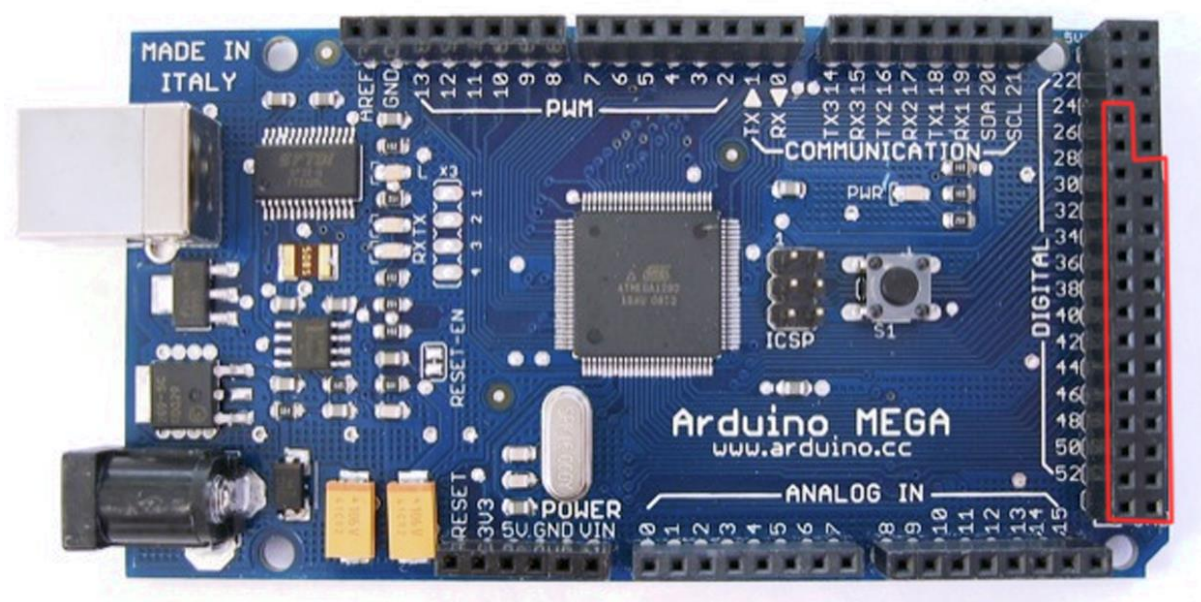
Ovim je zaključena priprema za prenos informacije na Arduino platformu. Prije toga, potrebno je uspostaviti validnu serijsku komunikaciju sa Arduinoom iz MATLAB okruženja.

4.3.3 Implementacija modela

Serijska komunikacija MATLAB-a sa Arduinoom je relativno jednostavna. Problem koji se javljao je taj što je Arduino loše interpretirao podatke. Rješenje problema je da se promjeni način očitavanja podataka.

Za kontroliranje impedansi koristit će se Arduino Mega (ATMega1280). Kodna riječ je duga dvadeset i šest bita. Dakle, bit će potrebno dvadeset i šest portova.

Portovi koji su korišteni su označeni na slici 4-8.



Slika 4-8 Arduino Mega (ATMega1280)

Da bi se ostvarila serijska komunikacija, potrebno je prvo pripremiti Arduino platformu za istu. Također, pinovi koji će se koristiti za slanje izlaznih podataka se moraju staviti na 'OUTPUT' mode. Arduino je platforma koja u opštem slučaju ima dvije glavne metode: void loop() i void setup(). U void setup() je potrebno postaviti početne postavke programa koje će se izvršiti samo jednom tokom jednog pokretanja.

Metoda `void loop()` će se stalno izvršavati sve dok je Arduino uključen. Pa tako `void setup()` će imati oblik:

```
int port=52; //Početni port
char inData[27]; //Veličina sekvence
char inChar;
byte index=0;

void setup()
{
  for (int i=52;i>=26;i=i-2) pinMode(i,OUTPUT);
  for (int i=53;i>=31;i=i-2) pinMode(i,OUTPUT);
  Serial.begin(9600);
}
```

`Void loop()` će biti modeliran preko pomoćnih metoda: `void aquiredata()` i `void pali()`. Pokazalo se da je ovo najbolji put pri prenošenju kodne riječi na Arduino.

`void aquiredata()` je metoda koja služi za akviziciju podataka tj. kodne riječi. Ta kodna riječ koja je duga dvadeset sedam karaktera će biti učitana u neki niz tipa *char*. Dvadeset sedmi karakter je kontrolni i služi za oznaku početka niza.

`void pali()` je metoda koja služi za čitanje podataka iz prethodno generisanog niza i u skladu sa njim paljenja određenih izlaza.

```
void loop()
{
  delay(3000); // Dodatno kašnjenje, radi pravilnog učitavanja
  aquiredata();
  pali();
}
```

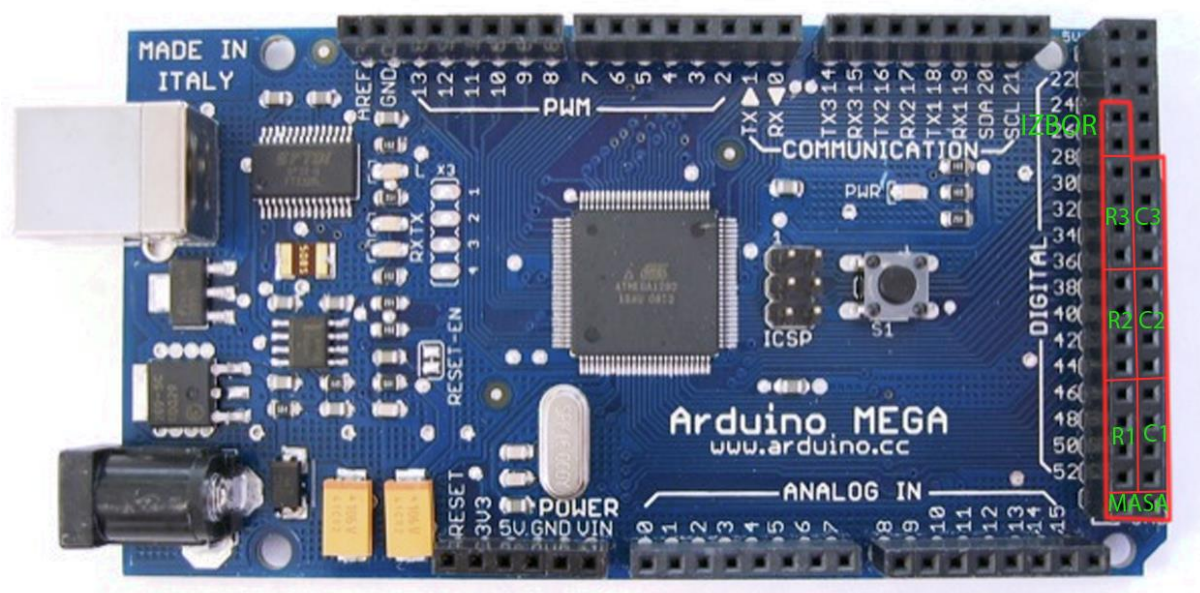
Metoda `void aquiredata()` kao što je već rečeno, služi za akviziciju podataka. Problem koji se javljao je taj da je u željeni niz podataka tipa *char* bilo učitano dosta podataka koji nisu od interesa. Prvi korak je da se niz počne učitavati kada je učitani neki posebni znak. Ovdje je izabran znak „x“. U MATLAB-u je potrebno pripremiti ovu sekvencu, tj. na onu sekvencu od dvadeset i šest karaktera dodati na početak još znak „x“.

U nastavku je prikazana metoda `aquiredata()`.

```
void aquiredata(){
  if(Serial.available()>0){
    delay(3000);
    inChar=Serial.read();//Učitaj prvi znak
    if(inChar=='x') { //ako je prvi znak x, počni sa daljim učitavanjem
      while(index<26){
        if(index<26){
          inChar=Serial.read();
          inData[index]=inChar;
          index++;
        }
      }
    }
  }
  index=0;
}
```


Ovdje je bitno naglasiti da će se učitavanje ovih dvadeset i šest karaktera stalno izvršavati. Tj. kad god MATLAB pošalje sekvencu oblika 'x0110110010110010010011001000' Arduino će izvršiti učitavanje iste. Nakon što je sekvenca učitana, potrebno je iz nje izabrati koje portove treba staviti na logičku jedinicu. To obavlja metoda void pali():

```
void pali() {
    int j=0;
    for (int i=52;i>=26;i=i-2){
        if(inData[j]=='0') digitalWrite(i,LOW);
        else digitalWrite(i,HIGH);
        j++;
    }
    for (int i=53;i>=31;i=i-2){
        if(inData[j]=='0') digitalWrite(i,LOW);
        else digitalWrite(i,HIGH);
        j++;
    }
}
```

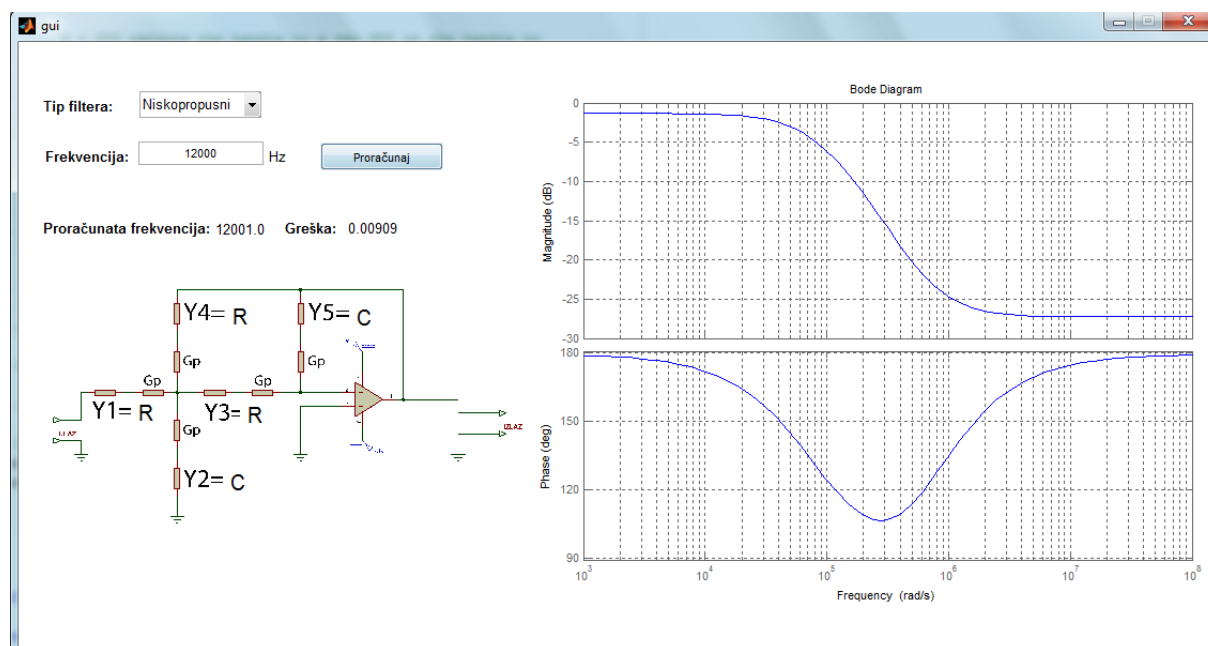


Slika 4-9 Raspored portova po komponentama

Nakon što je program uploadovan na Arduino, potrebno je ostvariti serijsku komunikaciju iz MATLAB-a.

```
s=serial('COM3','BaudRate',9600); % Inicijalizacija serijske komunikacije
pause(1); % Pauza da Arduino procesira komandu
fopen(s); % Otvaranje serijske komunikacije
pause(3);
kombinacija=strcat('x',kombinacija); % Dodavanje kontrolnog znaka 'x'
fprintf(s,kombinacija); % Slanje kombinacije na Arduino
```

Sve ovo je inkorporirano u grafičko sučelje (Graphical User Interface) koje ima izgled kao na slici:



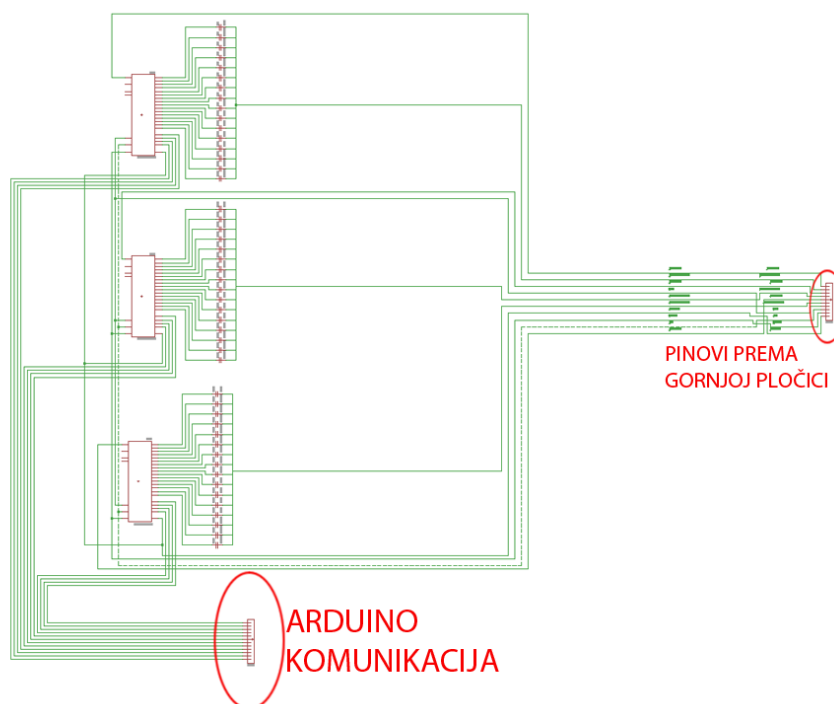
Slika 4-10 Grafičko sučelje implementirano u MATLAB-u

4.4 MODELIRANJE ŠTAMPANE PLOČICE

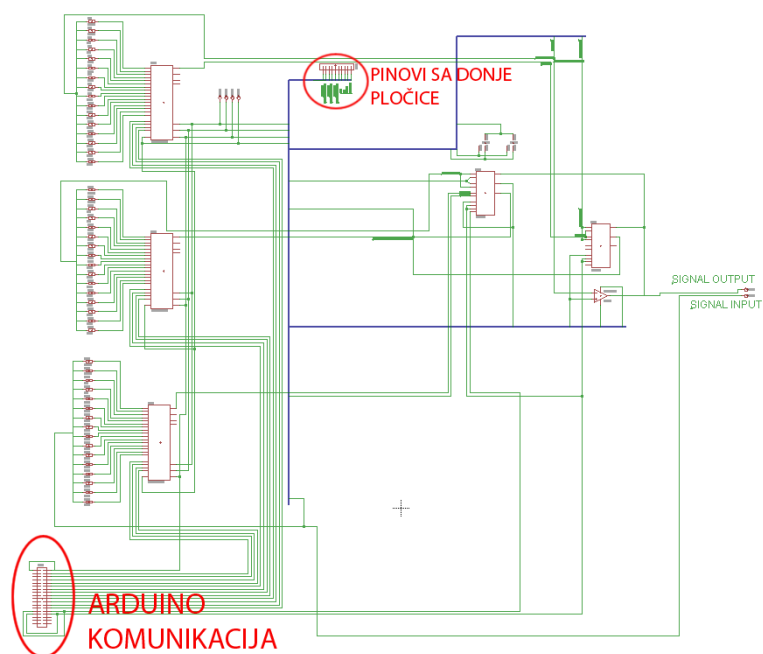
Nakon pripreme Arduino platforme potrebno je bilo napraviti štampanu pločicu kola sa slike 3-8. Kolo sa slike 3-8 je poprilično složeno. Uključuje devedeset i šest SMD komponenti (četrdeset i osam kondenzatora i četrdeset i osam otpora), šest 16-1 multipleksera, i dva 2-1 čipa multipleksera (u kojima se nalaze po tri multipleksera). Ovakvo kolo bi teoretski moglo stati na jednu štampanu pločicu dimenzija 16x10 cm, međutim bilo bi vrlo neuredno i zbijeno. Tako da je odlučeno da se kolo razbije na dva dijela i modelira kao dvije odvojene pločice. Logičan način rastavljanja ovog kola je da na jednu pločicu idu multiplekseri sa kondenzatorima a na drugu sa otporima. 2-1 multiplekseri mogu ići na bilo koju, a odlučeno je da idu na pločicu sa otporima. Na vrhu svega toga bi došao Arduino koji bi kontrolisao multipleksere i sa gornje i sa donje pločice, pa je tako bitno proslijediti „Select“ pinove sa donje na gornju pločicu.

Shema dijela kola sa kondenzatorima je prikazana na slici 4-11 dok je shema kola za otporima prikazana na slici 4-12.

Pločica je jednostrana. Plavom bojom su označene rute koje su odštampane na pločici dok su crvenom označene rute koje su se morale kratko spojiti nakon što je pločica urađena.

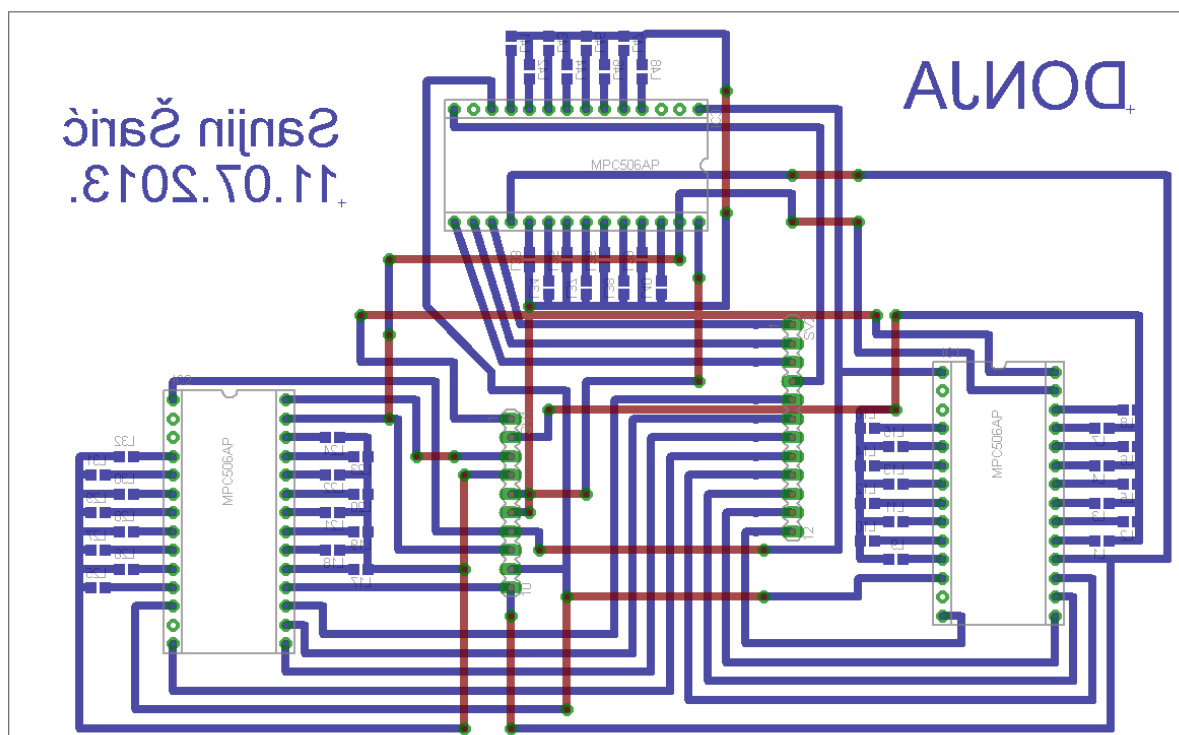


Slika 4-11 Shema donje pločice

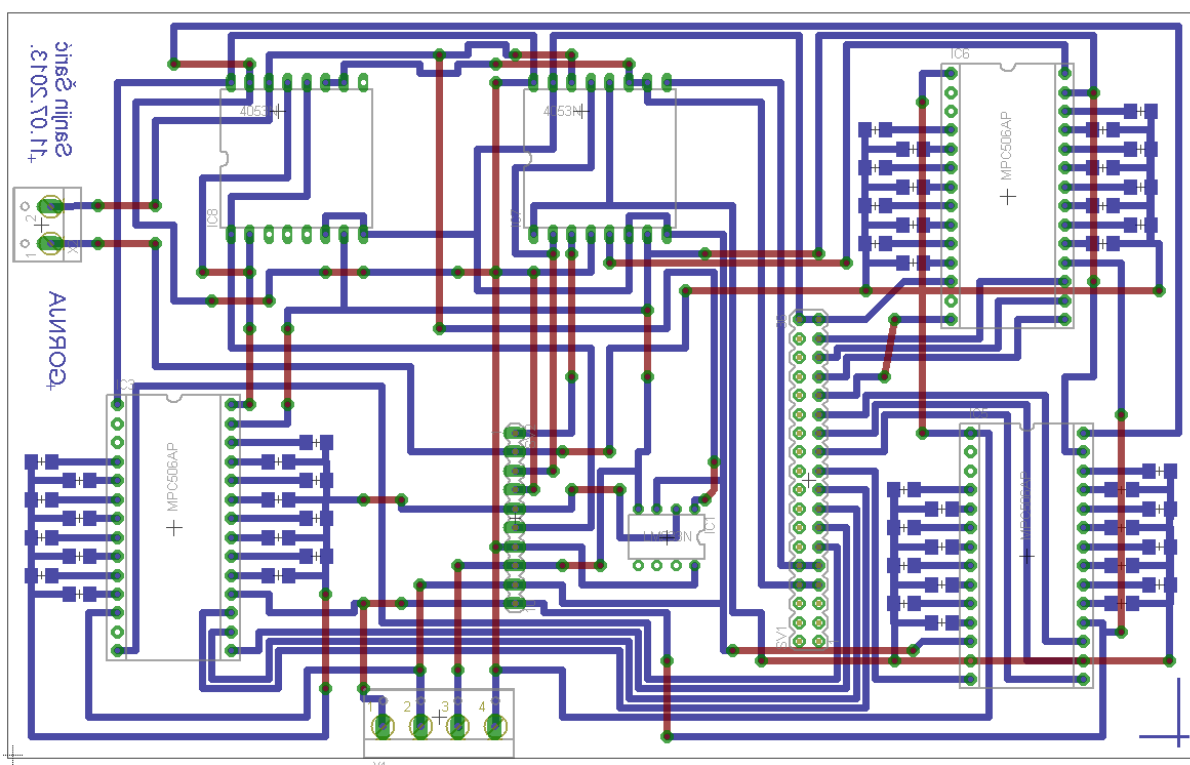


Slika 4-12 Shema gornje pločice

Na osnovu ovih shema je napravljen dizajn pločica koje će biti štampane. Donja pločica je prikazana na slici 4-13, a gornja na slici 4-14.



Slika 4-14 Dizajn donje pločice



Slika 4-13 Dizajn gornje pločice

4.5 REZULTATI EKSPERIMENTALOG DIJELA NAKON IZRADE PLOČICA

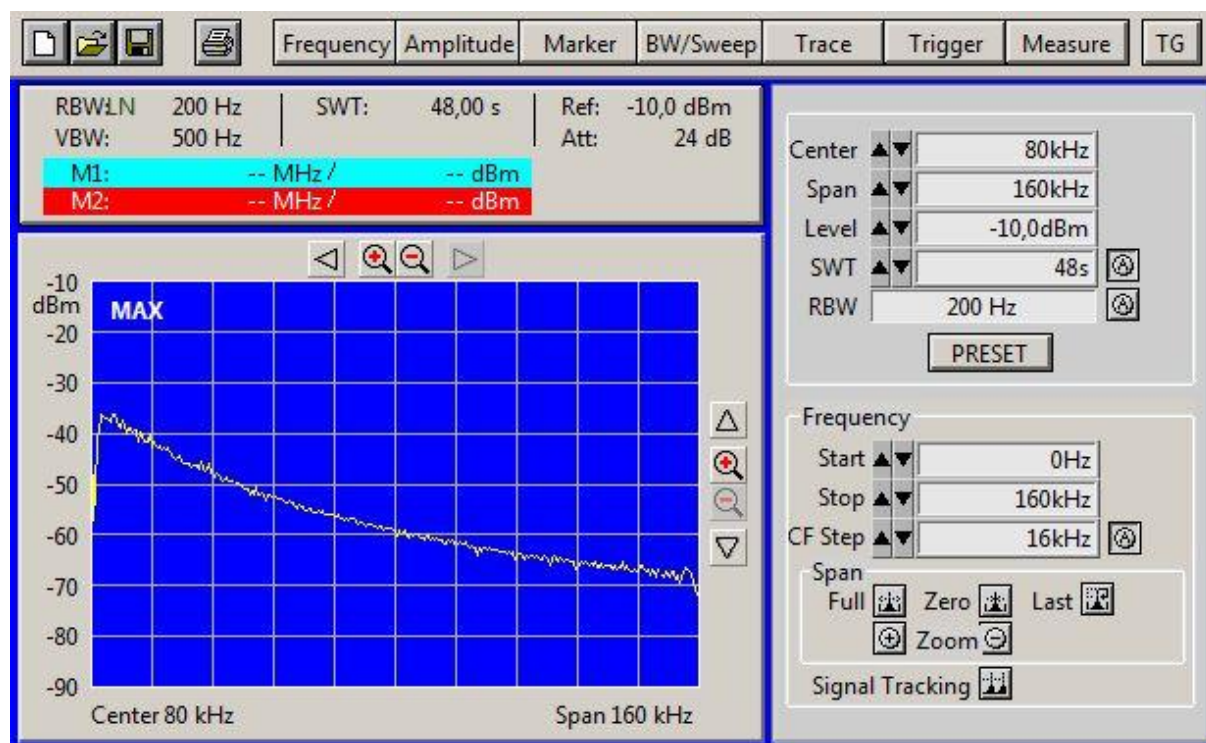
Nakon izrade pločice i intenzivnog testiranja iste, pokazalo se isti sklop nije radio kako se očekivalo. Naime, tokom izrade rada došlo je do par problema koji nisu bili očekivani.

Ispostavilo se da multiplekseri zahtijevaju određene vrijednosti ulaznih i izlaznih impedansi. Kako su multiplekseri testirani pojedinačno ovo se nije moglo prije primjetiti nego tek kada je sklop tek sastavljen. Ovo je bilo navedeno u *datasheet-u*, međutim smatralo se da neće imati previše utjecaja na čitav filter. Prije štampanje pločice, sklop je bio testiran samo sa 2-1 multipleksera i sa fiksnim izborom otpora i kondenzatora.

Sklop je pokazao zadovoljavajuće rezultate i taj dio se smatrao funkcionalnim. Bilo je krajnje nepraktično stavljati devedeset i šest komponenti na matador i spajati ih sa šest multipleksera. Zbog ovoga, nije bilo moguće testirati 16-1 multipleksere kao dio filtera.

Čipovi korišteni za 2-1 multiplekser su CD4053BM i oni imaju otpor vođenja od $200\ \Omega$. Kao što je već rečeno, kolo je bilo testirano samo sa 2-1 multiplekserima i fiksnim komponentama. Zamjena filtera je funkcionisala i dobivene su sljedeće karakteristike:

1. Niskopropusni filter

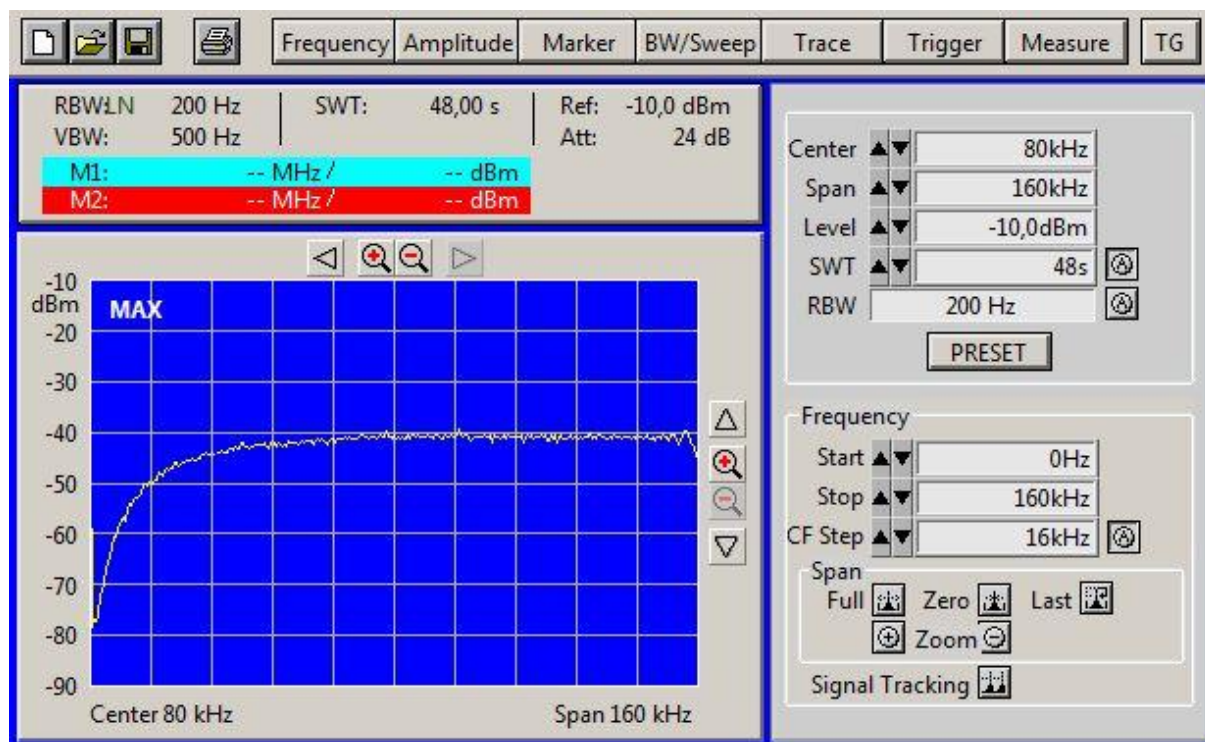


Slika 4-15 Snimljena karakteristika za niskopropusni filter

Proračunata frekvencija je bila oko 20000 Hz . Ako se uzme u obzir da multiplekseri smanjuju faktor dobrote kondenzatora i povećavaju otpornost korištenih otpora, rezultati su i više nego zadovoljavajući.

Pad ove karakteristike je oko 40 dB/dekadi što je i očekivano od filtera drugog reda.

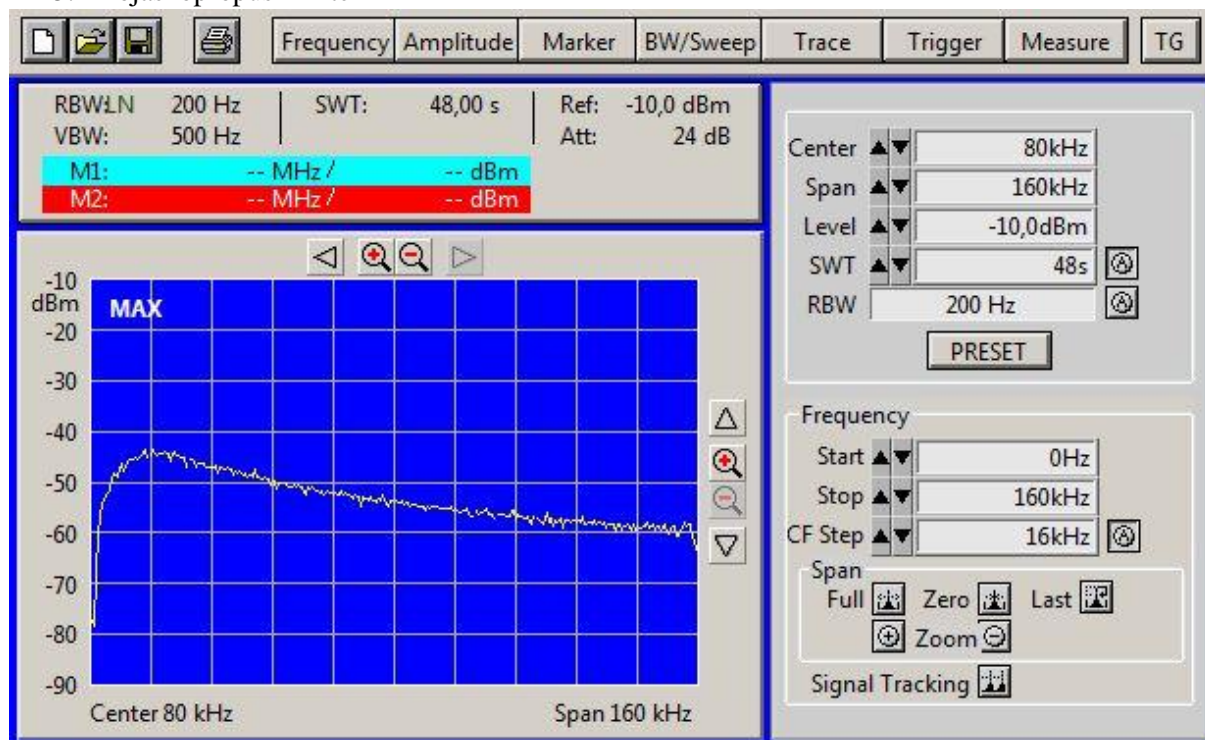
2. Visokopropusni filter



Slika 4-16 Snimljena karakteristika za visokopropusni filter

Ovdje rast 40 dB / dekadi nije moguće primjetiti jer je granična frekvencija relativno niska, a i treba uzeti u obzir da spektralni analizator koji je korišten može vršiti akviziciju frekvencija tek od 9 kHz .

3. Pojasnopropusni filter



Slika 4-17 Snimljena karakteristika za pojasnopropusni filter

5 ZAKLJUČAK

Tema ovog rada je bila kako konstruirati analogni promjenljivi filter. U prvom dijelu obrađena je teorija prenosnih funkcija RC filtera. Nakon osnovnih pojmova, bilo je govora o općem modelu filtera koji je korišten kao polazna tačka pri dizajnu rekonfigurabilnog filtera. Predstavljen je generalni model čijim modifikovanjem je moguće dobiti bilo koji filter. Za tri vrste filtera izvedeni su izrazi za pojačanje, faktor dobrote i graničnu frekvenciju. Sve izvedene relacije su potvrđene simulacijom za sve filtere osim pojasnonepropusnog. Drugi dio je obradio problem promjene filtera tj. promjene prenosne funkcije. Problem je u suštini urađen u dva dijela. Prvi dio je problem promjene vrijednosti impedanse dok je drugi dio problem zamjene vrste impedanse. Predstavljena su moguća rješenja od kojih je urađeno rješenje preko multipleksera. Realizacija sa multiplekserima je sama po sebi složena, tako da je izvršena i optimizacija. Nakon optimizacije, dizajnirano je električno kolo koje je bilo korišteno pri izradi pločice. Kako su multiplekseri sami po sebi nesavršene komponente i uvode vlastite otpornosti, to je bilo potrebno prodiskutovati i predložiti moguće rješenje. Filter je bilo potrebno kontrolirati nekim mikrokontrolerom, tako da je poslije kompenzacije multipleksera urađen dio kontrole istih sa Arduino mikrokontrolerom.

Eksperimentalni dio se sastojao od sastavljanja električne sheme koja će biti pretvorena u štampanu pločicu. Najviše vremena je utrošeno upravo na ovaj dio. Nakon sastavljanja kola, izvršeno je testiranje. Rezultati su pokazali da multiplekseri unose više problema nego što je bilo očekivano. Naime, za različito izabrane impedanse čitav sklop se ponašao nasumično. Nekada je davao dobre rezultate, nekada ne. Zaključeno je da problem prouzrokuje činjenica da multiplekseri zahtijevaju određenu vrijednost ulazne i izlazne impedanse. Tačnije, na ulazu zahtijevaju nisku, a na izlazu visoku impedansu. Kako su multiplekseri postavljeni tako da nije moguće postići potpunu kontrolu nad ulaznim i izlaznim impedansama, filter je mogao raditi samo u izoliranim slučajevima koji nisu obrađeni. Situacija koja se dešavala je ta da su se kanali vjerovatno „prelivali“ jedni u druge jer zahtjev rasporeda impedansi nije bio zadovoljen. Dakle u opštem slučaju nije moguće postići potpunu funkcionalnost rekonfigurabilnog filtera preko multipleksera.

Međutim, zamjena impedansi preko 2-1 multipleksera je radila sa visokim stepenom pouzdanosti. U posljednjem dijelu su prikazane karakteristike filtera koji je radio sa fiksnim komponentama. Dalja rješenja bi mogla biti da se 16-1 multiplekseri zamjene relejima, koji ne unose dodatne nelinearnosti međutim takvo rješenje je neprihvatljivo sa stanovišta robustnosti.

6 LITERATURA

- [1] R. Mancini, Active Filter Design Techniques(Extracted from Op Amps for Everyone), Texas Instruments, 2008.
- [2] T. Brodić, Analogna integrirana elektronika, Sarajevo: Svjetlost, 1986.
- [3] B. P. Lathi, Modern Digital and Analog Communication systems, New York: Oxford University Press, 1998.
- [4] G. Daryanani, Principles of active network synthesis and design, New York: Bell Telephone Laboratories, 1976.
- [5] B. Carter i L. Huelsman, Handbook Of Operation Amplifier Active RC Networks, Texas Instruments, 2001.
- [6] M. McRoberts, Arduino starter kit manual, London: Earthshine Electronics, 2009.
- [7] M. Ahić-Đokić, Signali i sistemi, Sarajevo: Elektrotehnički fakultet, 2010.
- [8] A. V. Oppenheim i A. S. Willsky, Signals and systems, Prentice-Hall, 1997.
- [9] D. Lancaster, Active-Filter Cookbook, indianapolis: Howard W. Sams & Co. Inc, 1975.
- [10] M. Rafiquzzaman, Fundamentals of Digital Logic and Microcomputer Design, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [11] D. A. Neamen, Microelectronics: Circuit Analysis and Design, New York: McGraw-Hill, 2010.

6.1 LISTA SLIKA

<i>Slika 1-1 Blokovski prikaz elektroničkog filtera</i>	<i>6</i>
<i>Slika 2-1 Prenosne funkcije četiri različita tipa filtera</i>	<i>7</i>
<i>Slika 2-2 Analogni filter</i>	<i>8</i>
<i>Slika 2-3 Kompleksna ravan</i>	<i>9</i>
<i>Slika 2-4 Prikaz utjecaja nule na prenosnu funkciju</i>	<i>11</i>
<i>Slika 2-5 Prikaz utjecaja pola na prenosnu funkciju</i>	<i>11</i>
<i>Slika 2-6 Model filtera sa višekonturnom povratnom spregom</i>	<i>12</i>
<i>Slika 2-7 Simulacija niskopropusnog filtera.....</i>	<i>14</i>
<i>Slika 2-8 Simulacija visokopropusnog filtera.....</i>	<i>15</i>
<i>Slika 2-9 Simulacija pojasnopropusnog filtera</i>	<i>17</i>
<i>Slika 3-1 Model rekonfigurabilnog filtera sa višekonturnom povratnom spregom</i>	<i>22</i>
<i>Slika 3-2 Multiplekser korišten za promjenu impedanse.....</i>	<i>23</i>
<i>Slika 3-3 Promjenljivi otpornik i kondenzator realiziran multipleksiranjem</i>	<i>24</i>
<i>Slika 3-4 Opći model impedanse</i>	<i>24</i>
<i>Slika 3-5 Izolovane impedanse</i>	<i>25</i>
<i>Slika 3-6 Pojednostavljeni dio sa otpornikom i kondenzatorom</i>	<i>25</i>
<i>Slika 3-7 Optimizovani model promjenljive impedanse</i>	<i>25</i>
<i>Slika 3-8 Finalni model sa implementiranim promjenljivim impedansama.....</i>	<i>26</i>
<i>Slika 4-1 Ekvivalentna shema 16-1 multipleksera</i>	<i>27</i>
<i>Slika 4-2 Ekvivalentna shema filtera s parazitnim otpornostima.....</i>	<i>27</i>
<i>Slika 4-3 Rezultati simulacije sa parazitnim otporima</i>	<i>31</i>
<i>Slika 4-4 Visokopropusni filter sa parazitnim otporima</i>	<i>34</i>
<i>Slika 4-5 Pojasnopropusni filter sa parazitnim otporima</i>	<i>36</i>
<i>Slika 4-6 Tabela istine za 16-1 multiplekser</i>	<i>37</i>
<i>Slika 4-7 Ilustracija aktivnog i neaktivnog elementa.....</i>	<i>37</i>
<i>Slika 4-8 Arduino Mega (ATMega1280).....</i>	<i>39</i>
<i>Slika 4-9 Raspored portova po komponentama.....</i>	<i>41</i>
<i>Slika 4-10 Grafičko sučelje implementirano u MATLAB-u</i>	<i>42</i>
<i>Slika 4-11 Shema donje pločice</i>	<i>43</i>
<i>Slika 4-12 Shema gornje pločice.....</i>	<i>43</i>
<i>Slika 4-13 Dizajn donje pločice</i>	<i>44</i>
<i>Slika 4-14 Dizajn gornje pločice.....</i>	<i>44</i>
<i>Slika 4-15 Snimljena karakteristika za niskopropusni filter.....</i>	<i>45</i>
<i>Slika 4-16 Snimljena karakteristika za visokopropusni filter</i>	<i>46</i>
<i>Slika 4-17 Snimljena karakteristika za pojasnopropusni filter.....</i>	<i>46</i>

6.2 LISTA TABELA

<i>Tabela 2-1 Pregled niskopropusnog filtera</i>	<i>18</i>
<i>Tabela 2-2 Pregled visokopropusnog filtera.....</i>	<i>20</i>
<i>Tabela 2-3 Pregled pojasnopropusnog filtera</i>	<i>21</i>
<i>Tabela 3-1 Digitalne vrijednosti na "Select" pinovima 2-1 multipleksera</i>	<i>26</i>