

Univerzitet u Beogradu – Elektrotehnički fakultet



Katedra za elektroniku

**Digitalna obrada signala
(13E043DOS)**

**PROJEKAT
- izveštaj -**

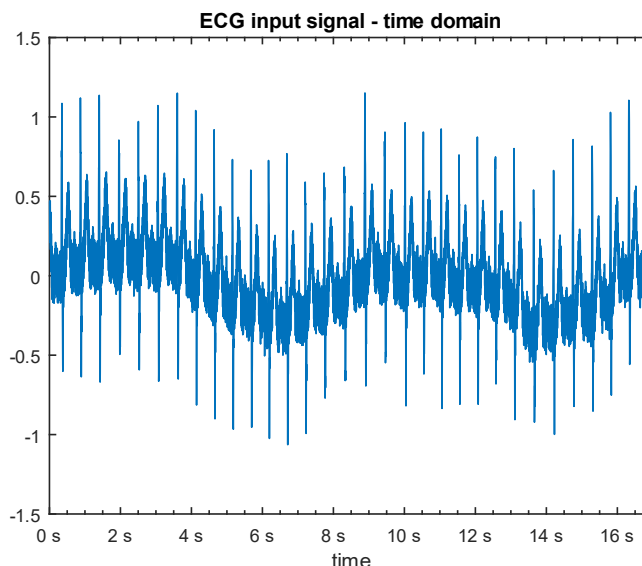
Student:

Andrea Ćirić 2016/0202

Deo 1

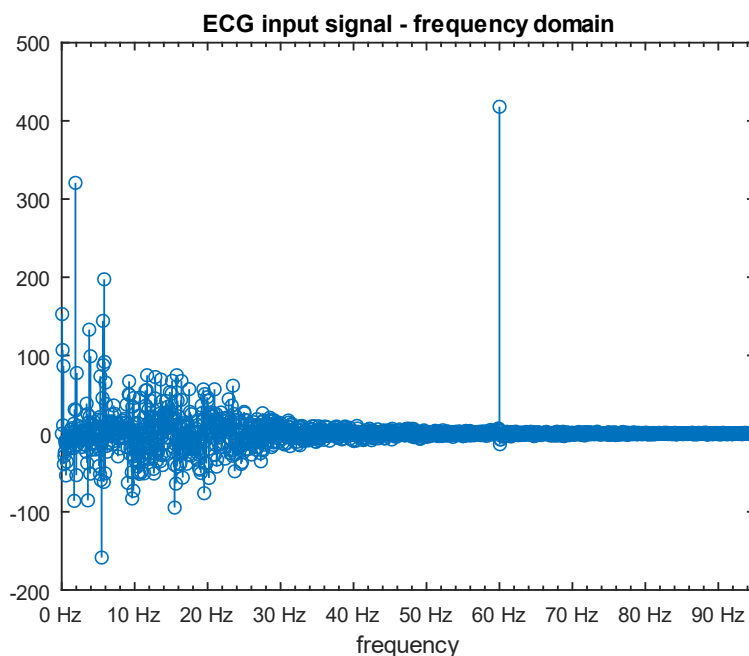
Filtriranje EKG signala – IIR filtar

Na slici 1 je prikazan elektrokardiogram na kome se vidi električna aktivnost rada srca u vremenu. Sa ovog prikaza signala mogu se uočiti pojedine nesavršenosti snimanja signala koje ometaju precizno očitavanje električne aktivnosti rada srca. Jedna od njih, *power line noise*, nastaje usled napajanja elektroardiografa iz električne mreže koje dovodi do šuma oblika sinusoide na učestanosti 50Hz (u Evropi) ili 60Hz (u Americi) što se jasno vidi na slici 2. Šum je aditivan i sabira se sa korisnim signalom te ometa detektovanje karakterističnih oblika EKG signala.



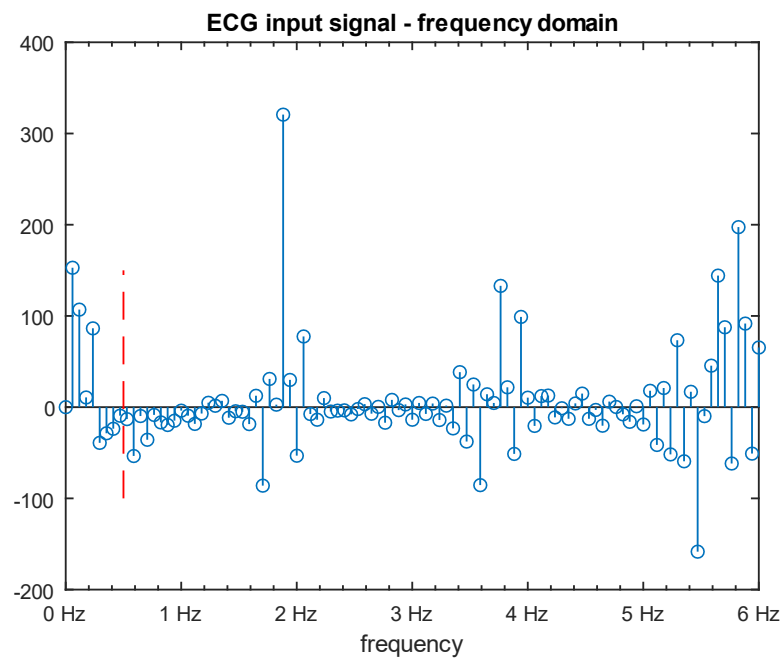
Slika 1 - vremenski prikaz električne aktivnosti srca

Druga nesavršenost snimanja nastaje usled disanja pacijenta i pomeranja kablova i elektroda. U literaturi se ova pojava naziva *baseline drift*. Učestanost ovog šuma je mala, reda 0.5Hz pa je moguće filtrirati je filtrom propusnikom visokih učestanosti.



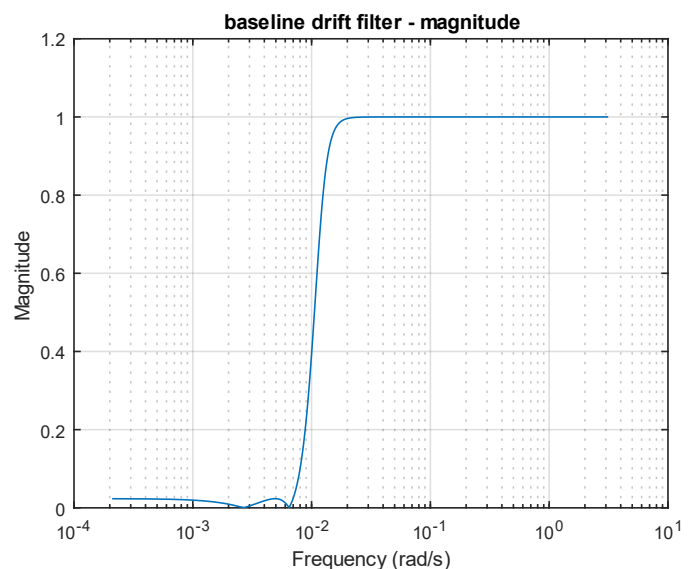
Slika 2 - frekvencijski prikaz ulaznog signala

Za filtriranje baseline drifta projektovan je IIR filter propusnik visokih učestanosti korišćenjem normalizovanog Čebiševljevog prototipa druge vrste kod koga su $f_a = 0.4$ Hz, $f_p = 1$ Hz, $\alpha_a = 30$ dB i $\alpha_p = 0.5$ dB. Na slici 3 sa leve strane crvene linije vidi se opseg frekvencija koje treba ugušiti, a frekvencije sa desne strane treba propustiti. Optimizacijom dobijeni red filtra je $N = 4$.



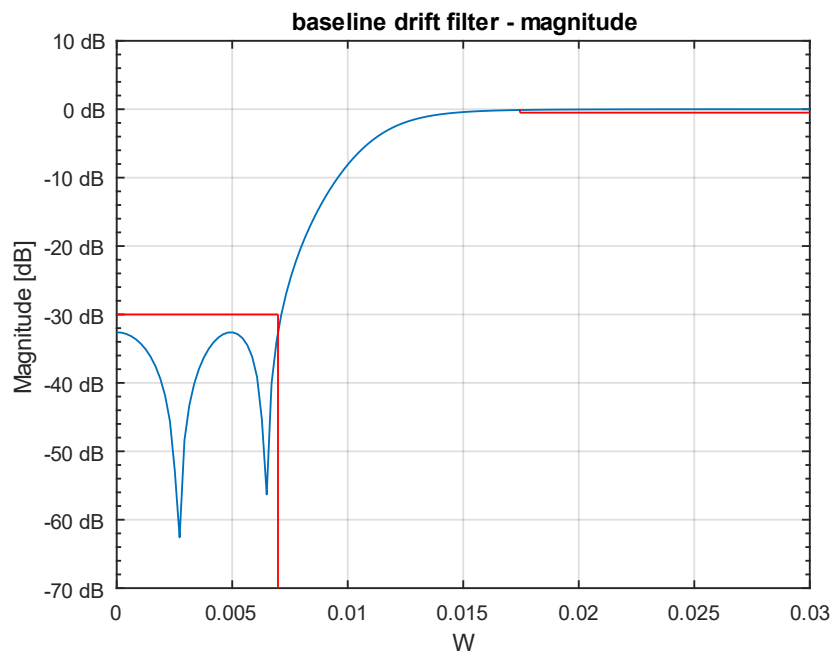
Slika 3 - uveličan frekvencijski prikaz ulaznog signala sa granicom za filtriranje VF filtrom

Na slici 4 predstavljena je amplitudska karakteristika filtra u logaritamskoj skali na kojoj je uočljiva karakteristika Čebiševljeve aproksimacije druge vrste da je u propusnom opsegu karakteristika monotona, a da se u nepropusnom opsegu ponaša oscilatorno.



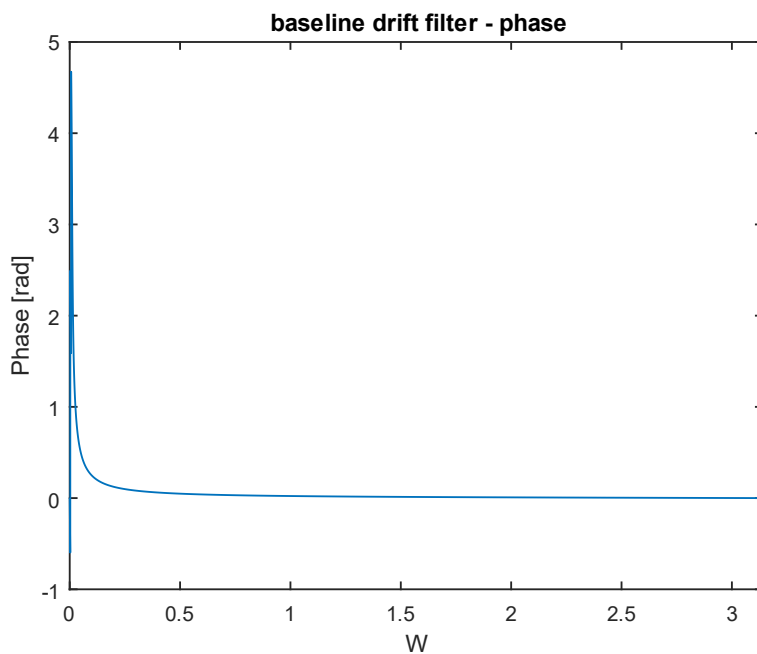
Slika 4 - amplitudska karakteristika baseline drift filtra u logaritamskoj skali

Na slici 5 je prikazana amplitudska karakteristika projektovanog baseline drift filtra sa ucrtanim granicama nepropusnog opsega gde je slabljenje signala veće od 30 dB i propusnog opsega gde je slabljenje manje od 0.5 dB.



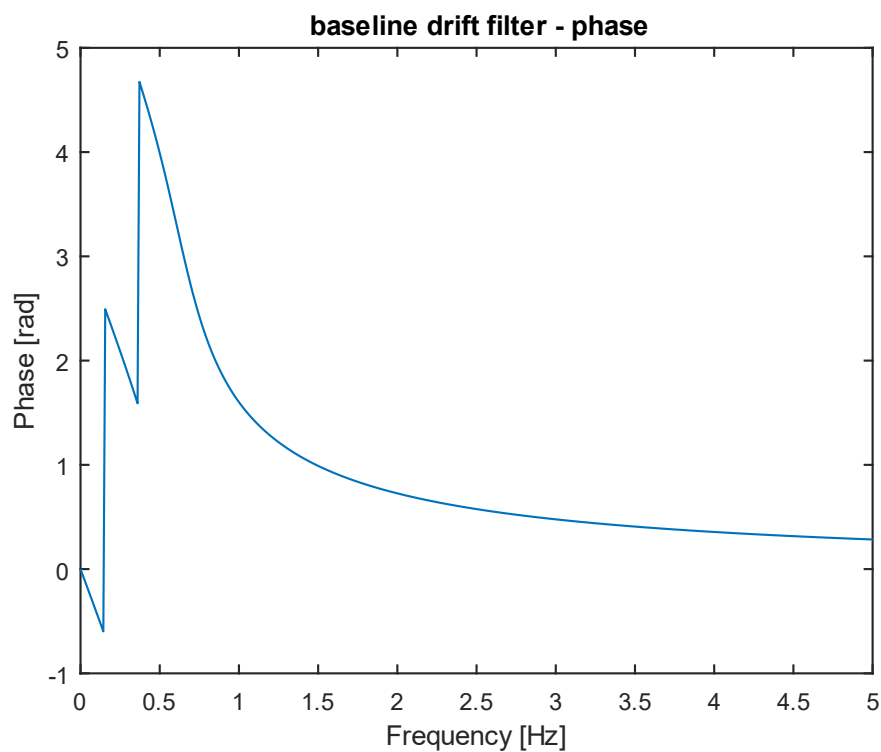
Slika 5 - amplitudska karakteristika baseline drift filtra

Na slici 6 prikazana je fazna karakteristika projektovanog baseline drift filtra.

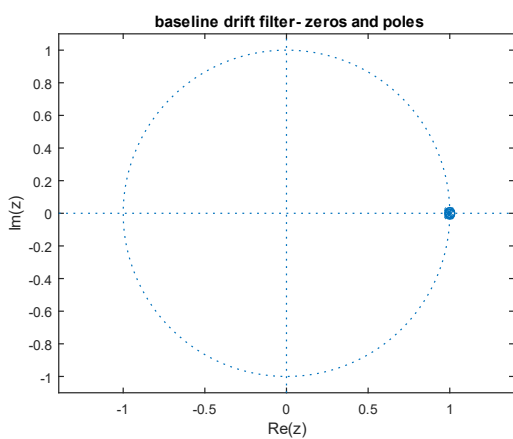


Slika 6 - fazna karakteristika baseline drift filtra

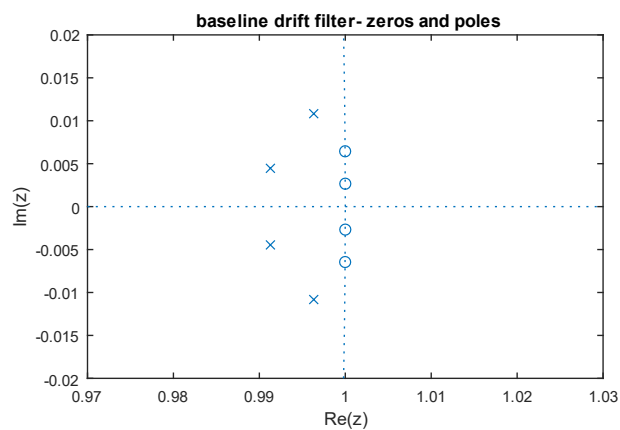
Neophodno nam je da ne izmenimo oblik signala zbog čega treba voditi računa o linearnosti faze. Na slici 7 jasno se vidi da je u opsezima filtriranja fazna karakteristika linearna.



Slika 7 - uveličana fazna karakteristika baseline drift filtra

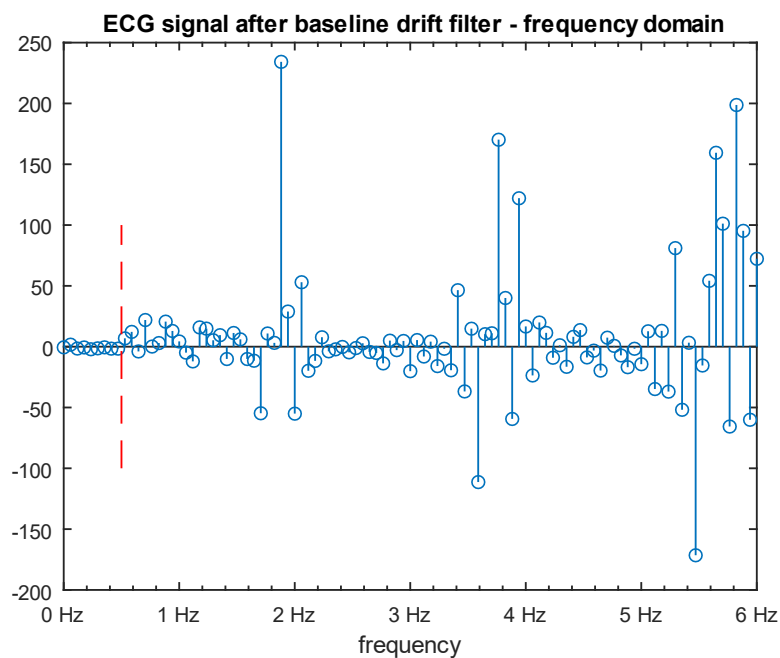


Slika 8 - nule i polovi baseline drift filtra

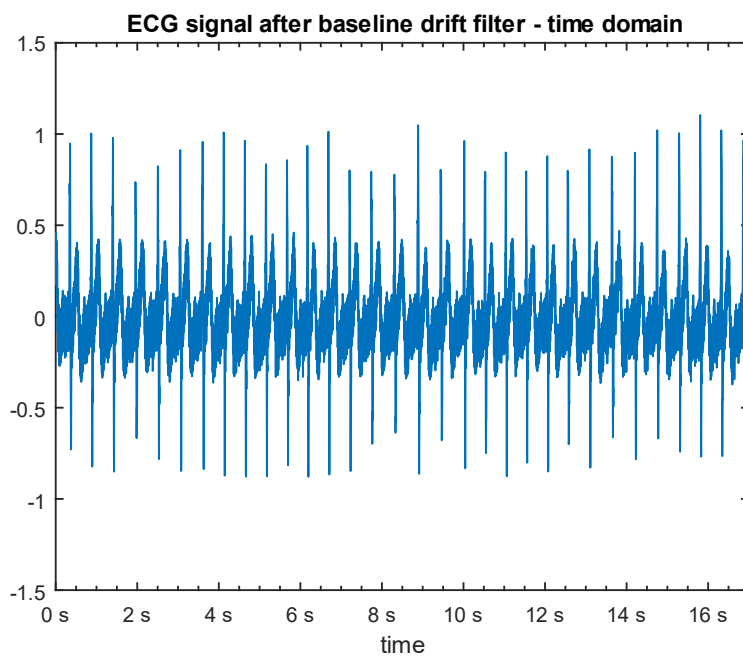


Slika 9 - nule i polovi baseline drift filtra uveličano

Na slici 10 jasno se vide ugušene frekvencije nakon primene baseline drift filtra, a na slici 11 je prikazan vremenski prikaz filtriranog signala.

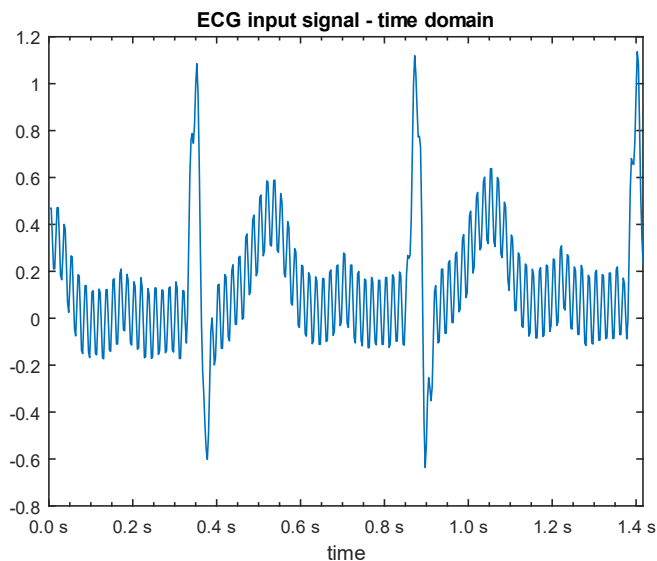


Slika 10 - frekvencijski prikaz signala nakon primene baseline drift filtra



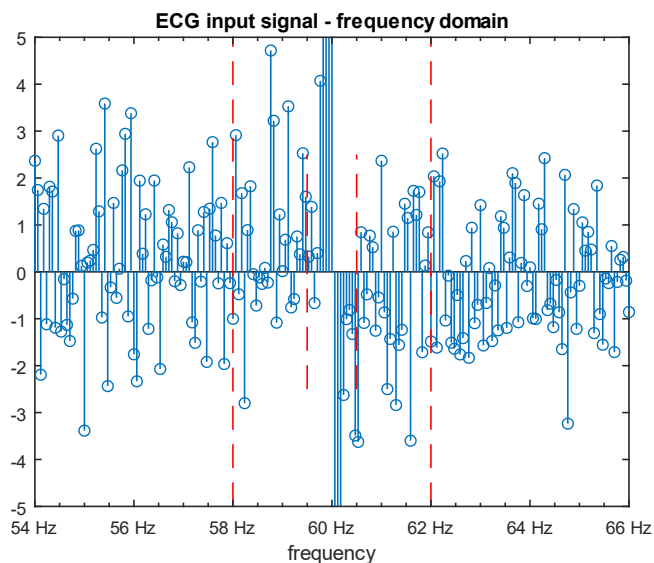
Slika 11 - vremenski prikaz signala nakon primene baseline drift filtra

Na slici 12 primetan je šum visoke frekvencije koji nastaje usled napajanja elektrokardiografa, power line noise. Za filtriranje ovog signala projektovan je IIR filter nepropusnik opsega primenom eliptičke aproksimacije jer se ona pokazuje kao najbolja pri projektovanju nepropusnika opsega zbog svoje karakteristike da ima najmanju širinu prelazne zone. Optimizacijom dobijeni red filtra je $N = 3$.



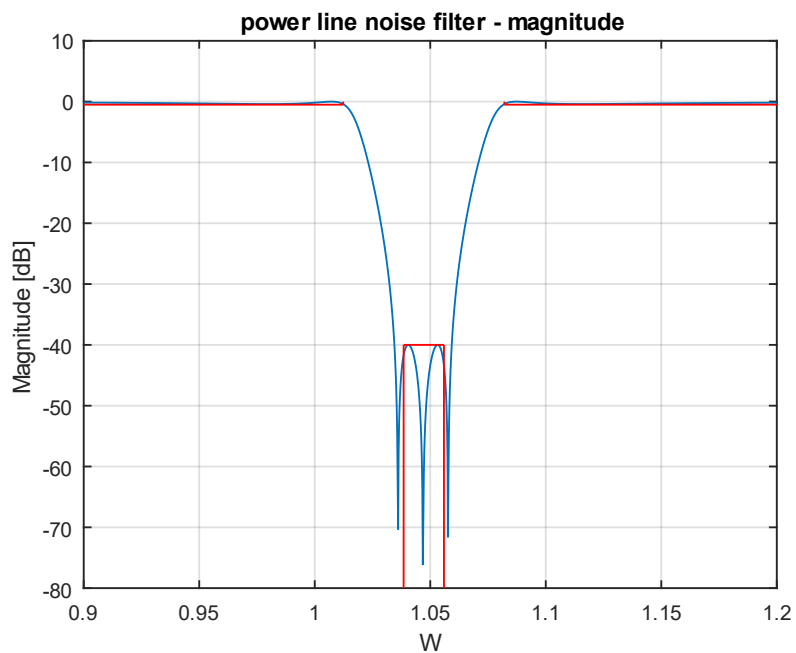
Slika 12 - uveličani vremenski prikaz signala

Na slici 13 prikazane su frekvencije koje treba filtrirati unutar crvenih linija koje predstavljaju granične učestanosti nepropusnog opsega (unutrašnje linije) i granične učestanosti propusnih opsega (spoljne linije).



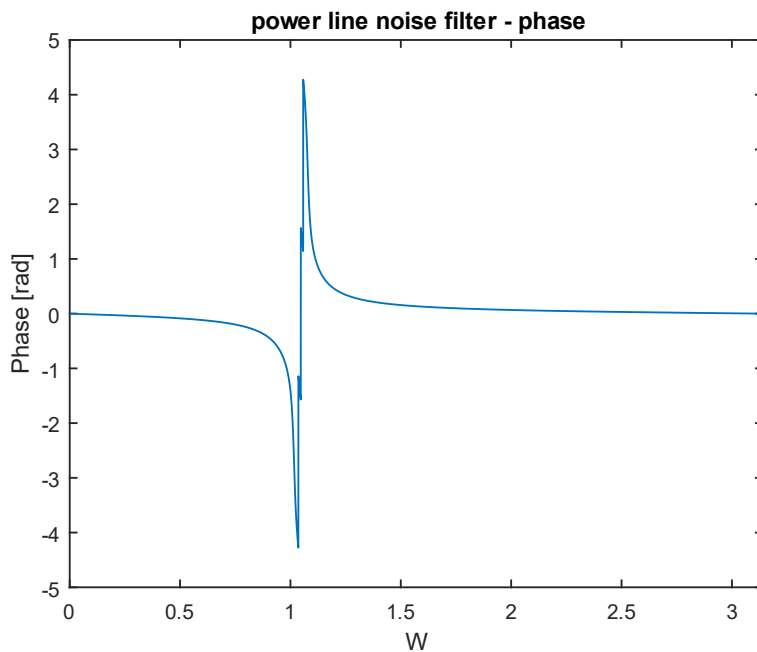
Slika 13 - uveličani frekvencijski prikaz signala

Na slici 14 je prikazana amplitudska karakteristika projektovanog power line noise filtra sa ucrtanim granicama nepropusnog opsega gde je slabljenje signala veće od 40 dB i propusnih opsega gde je slabljenje manje od 0.5 dB.



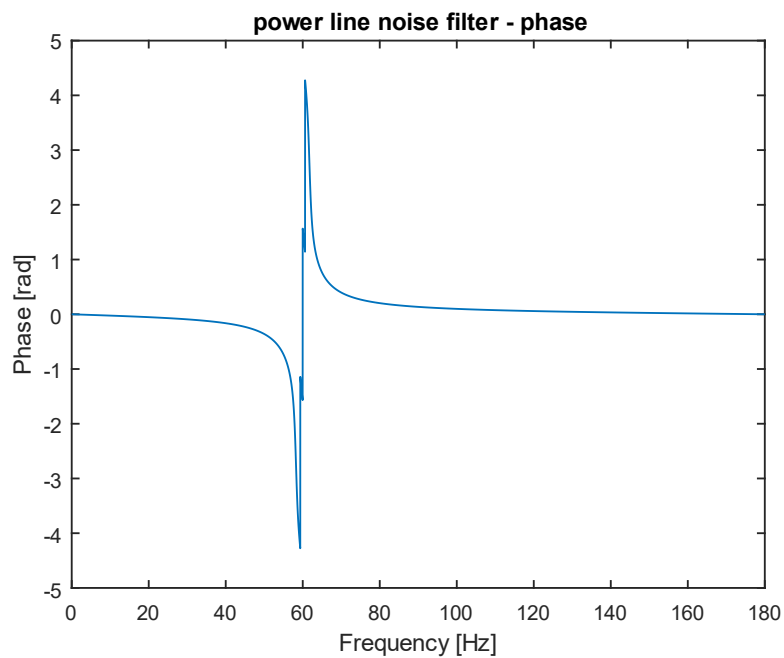
Slika 14 - amplitudska karakteristika power line noise filtra

Na slici 15 prikazana je fazna karakteristika projektovanog power line noise filtra.

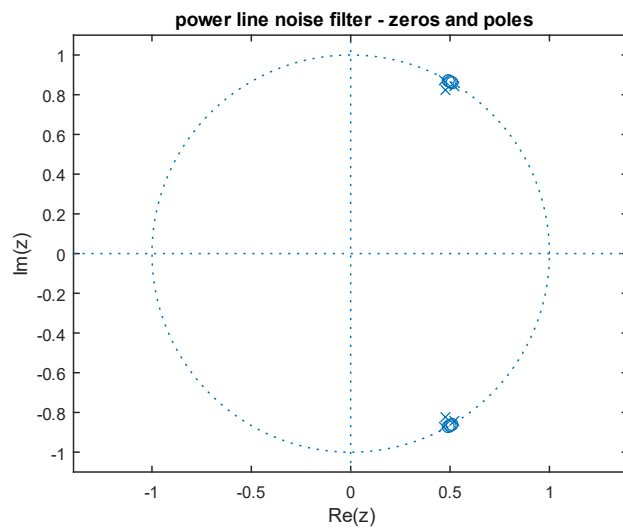


Slika 15 - fazna karakteristika power line noise filtra

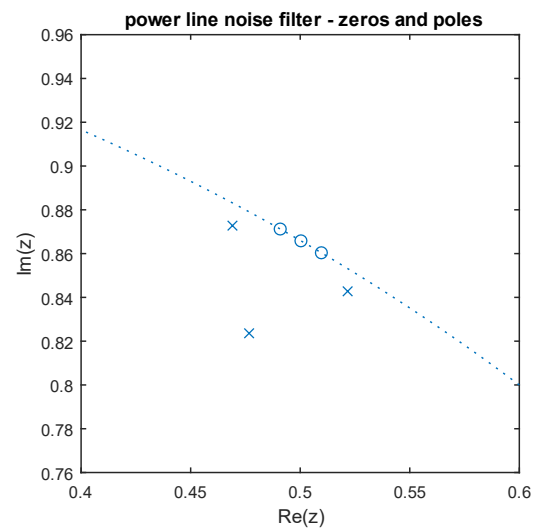
Kao i malopre neophodno je održati neizmenjen oblik signala nakon primene filtra što se na slici 16 vidi da je u opsezima filtriranja fazna karakteristika linearna.



Slika 16 - fazna karakteristika power line noise filtra u zavisnosti od frekvencije

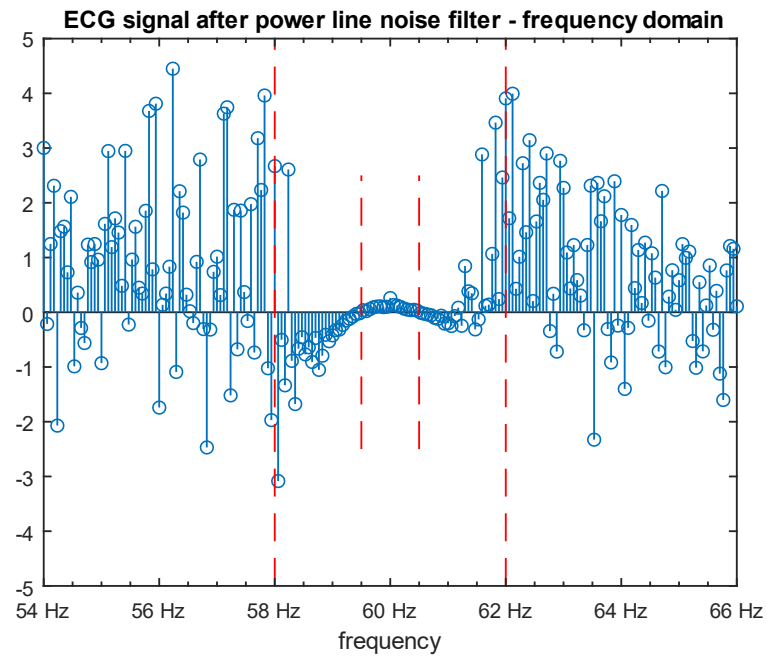


Slika 17 - nule i polovi power line noise filtra

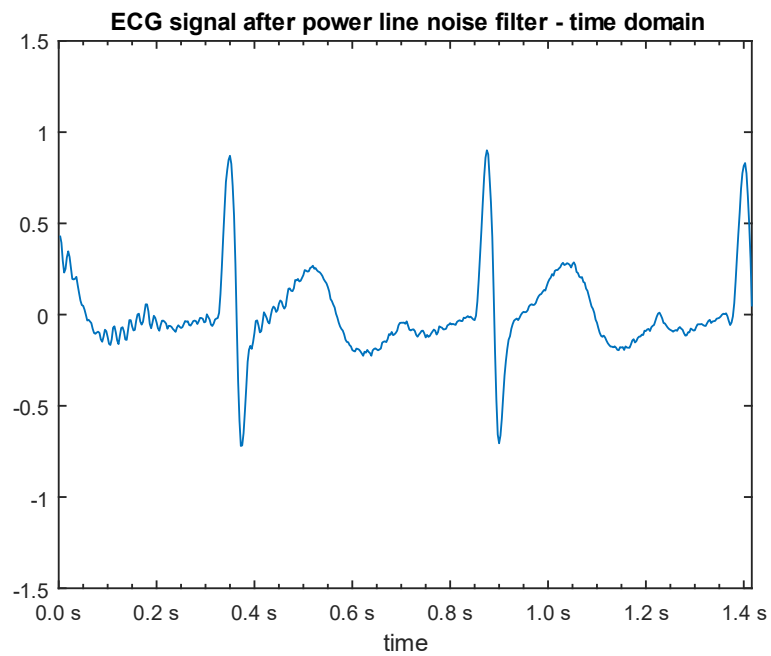


Slika 18 - nule i polovi power line noise filtra uveličano

Na slici 19 jasno se vide prigušene frekvencije nakon primene filtra, a na slici 20 vremenski prikaz filtriranog signala gde je sada moguće jasno uočiti bitne karakteristike EKG signala.



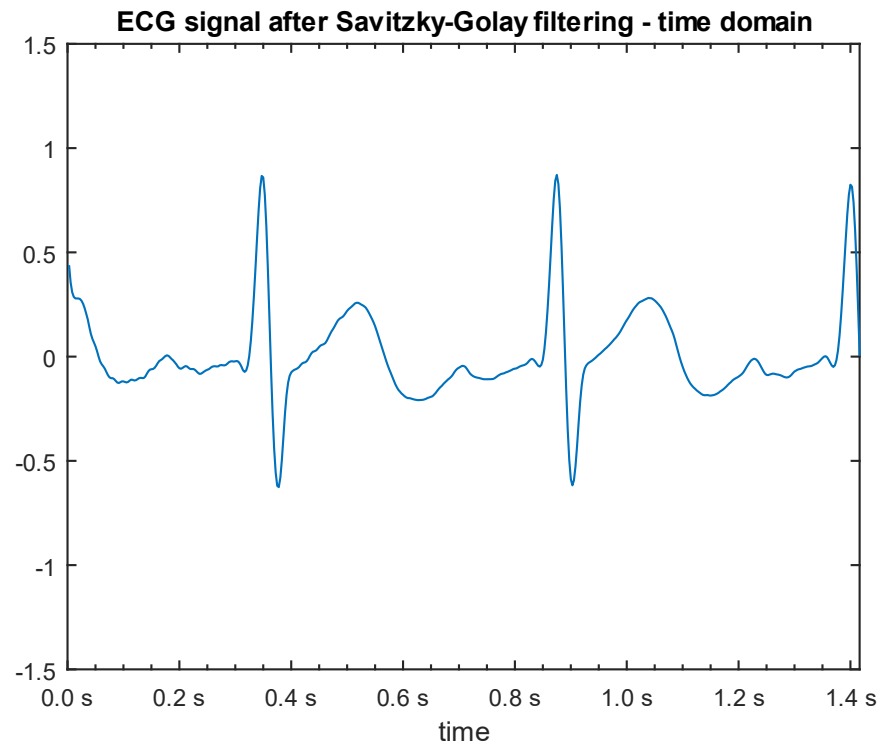
Slika 19 - frekvencijski prikaz filtriranog signala



Slika 20 - vremenski prikaz filtriranog signala

**** dodatak ****

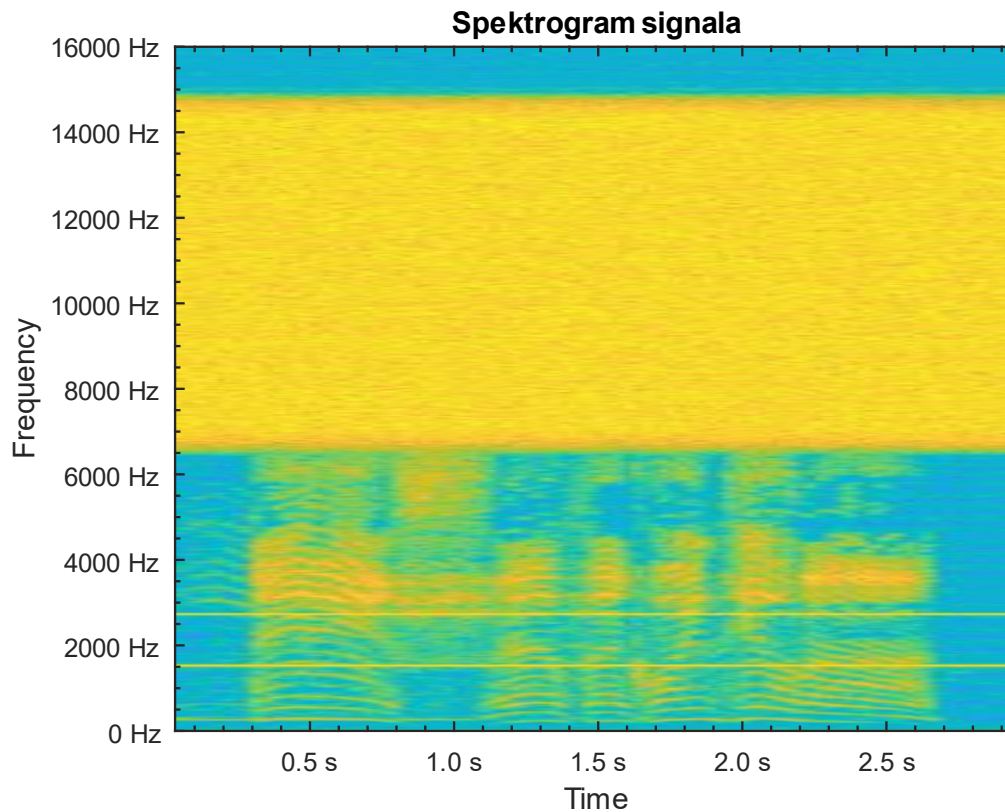
Za dodatno izглаđivanje signala pogodna je primena Savitzky-Golay filterovanja prikazano na slici 21.



Slika 21 - signal nakon primene Savitzky-Golay filterovanja

Deo 2

Implementacija FIR filtara za filtriranje nepoznatog zvučnog signala



Slika 22 - spektrogram ulaznog audio signala

Na slici 22 prikazan je spektrogram ulaznog audio signala na kom se može primetiti da je prisutan šum na frekvencijama oko 1.5kHz, 2.6kHz i preko 6.5kHz. Neželjeni šum moguće je ukloniti sintezom dva filtra nepropusnika opsega sa zadatim gabaritima

$$f_{p1} = 1380 \text{ Hz}, f_{a1} = 1430 \text{ Hz} \qquad f_{a2} = 1570 \text{ Hz}, f_{p2} = 1620 \text{ Hz}$$

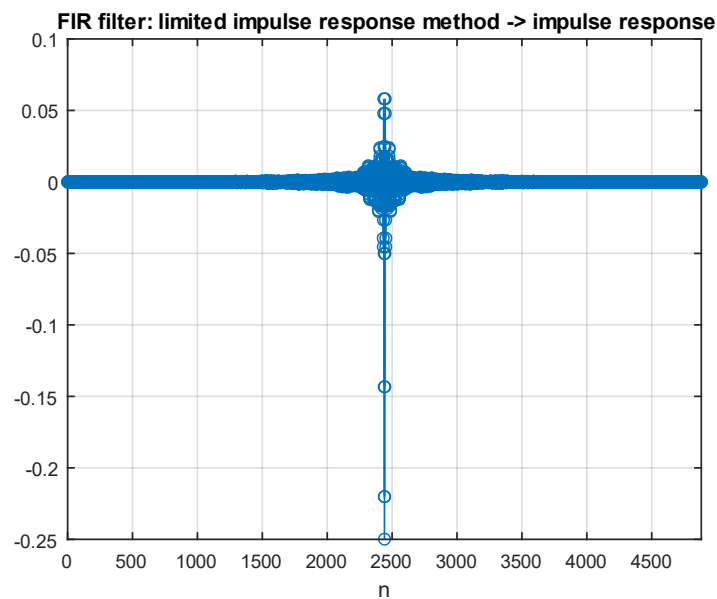
$$f_{p3} = 2550 \text{ Hz}, f_{a3} = 2600 \text{ Hz} \qquad f_{a4} = 2790 \text{ Hz}, f_{p2} = 2840 \text{ Hz}$$

i filtra propusnika niskih učestanosti sa zadatim gabaritima

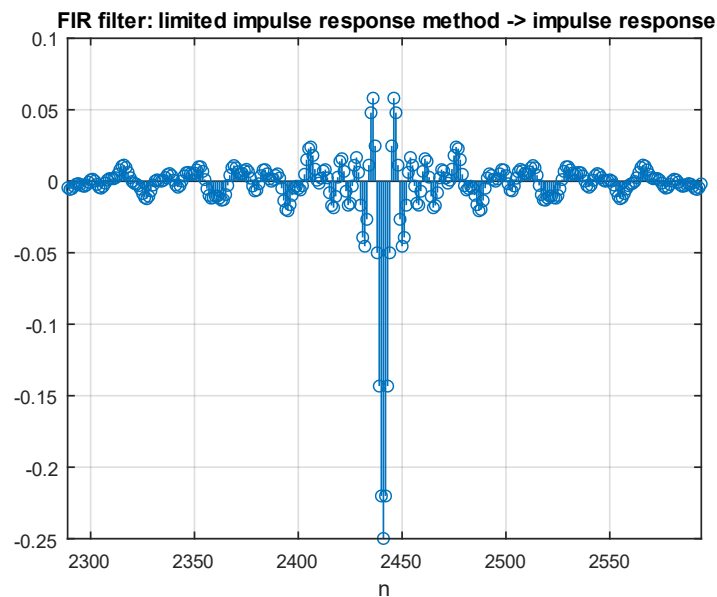
$$f_{p5} = 6400 \text{ Hz}, f_{a5} = 6450 \text{ Hz} .$$

Projektovan je FIR filter na dva načina: optimizacionom metodom i metodom ograničavanja impulsnog odziva.

Za projektovanje FIR filtra metodom ograničavanja impulsnog odziva korišćena je Kajzerova prozorska funkcija jer je zbog svoje karakteristike da se na jednostavan način podešavanjem parametra β može ostvariti kompromis između širine glavnog luka i amplitude bočnih lukova čime se indirektno podešava širina prelazne zone i varijacija amplitude u propusnom i nepropusnom opsegu. Na slici 23 prikazan je impulsni odziv projektovanog filtra dužine $M = 4883$. Kada se uveća primećuje se da je impulsni odziv simetričan i kako je M neparno simetričan oko odbirka sa indeksom $\frac{M-1}{2}$ (slika 24).



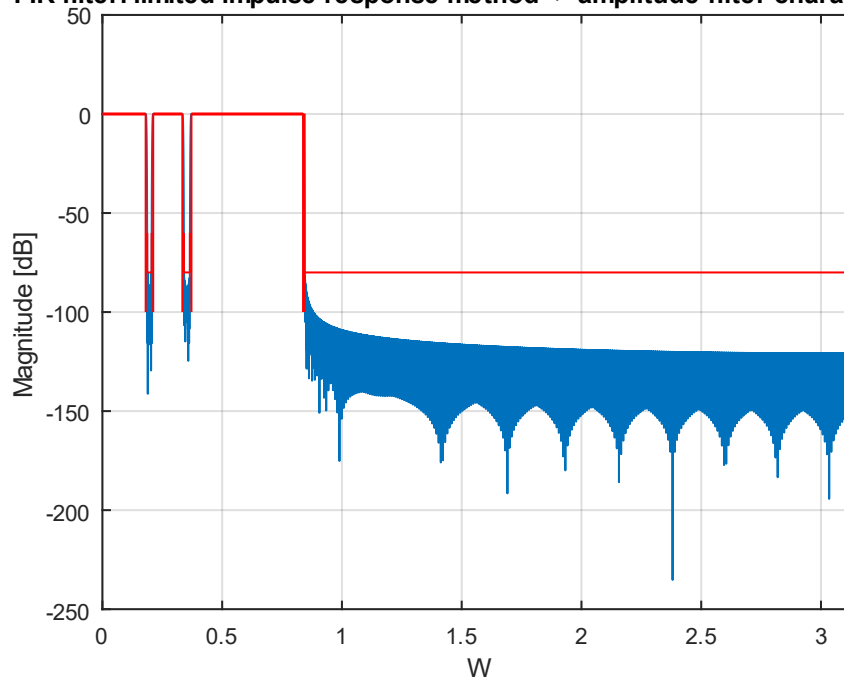
Slika 23 - impulsni odziv projektovanog FIR filtra metodom ograničavanja impulsnog odziva



Slika 24 - uvećani prikaz impulsnog odziva projektovanog FIR filtra metodom ograničavanja impulsnog odziva

Na slici 25 prikazana je amplitudska karakteristika projektovanog filtra na kojoj se uočavaju dva nepropusna opsega i nepropusnik visokih učestanosti tj. gore navedeni propusnik niskih učestanosti.

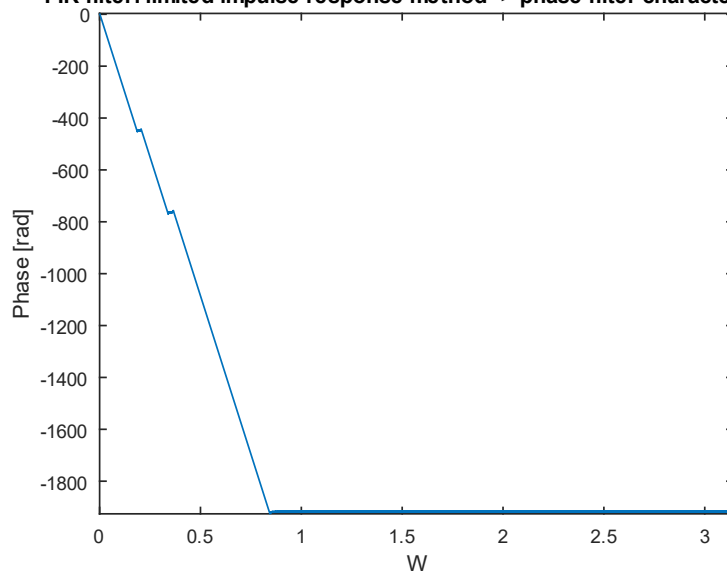
FIR filter: limited impulse response method -> amplitude filter characteristic



Slika 25 - amplitudska karakteristika projektovanog FIR filtra metodom ograničavanja impulsnog odziva

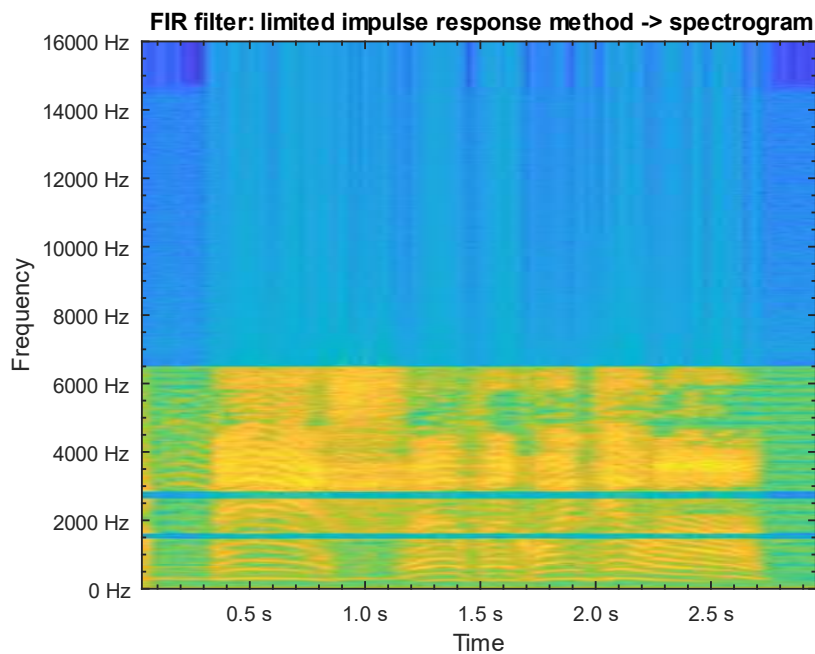
Kada se obrađuju audio signali izuzetno je bitno da faze ostanu nepromenjene zbog čega se teži postizanju linearne fazne karakteristike filtra. Na slici 26 prikazna je fazna karakteristika projektovanog filtra.

FIR filter: limited impulse response method -> phase filter characteristics



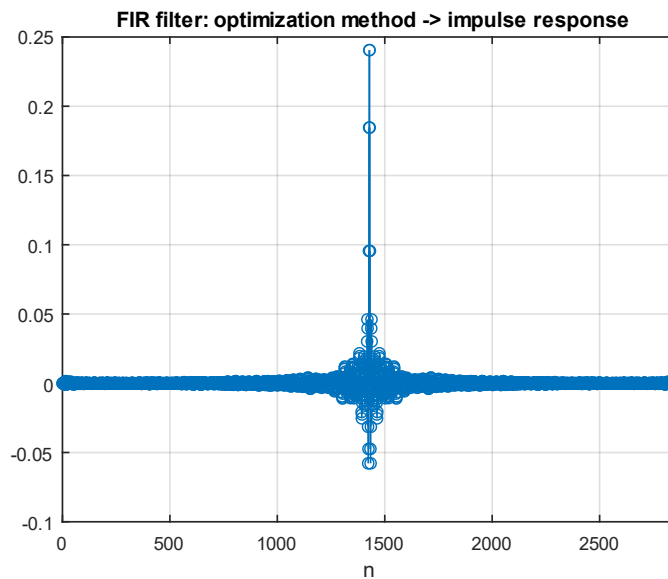
Slika 26 - fazna karakteristika projektovanog FIR filtra metodom ograničavanja impulsnog odziva

Na slici 27 prikazan je spektrogram audio signala nakon filtriranja neželjenog šuma.

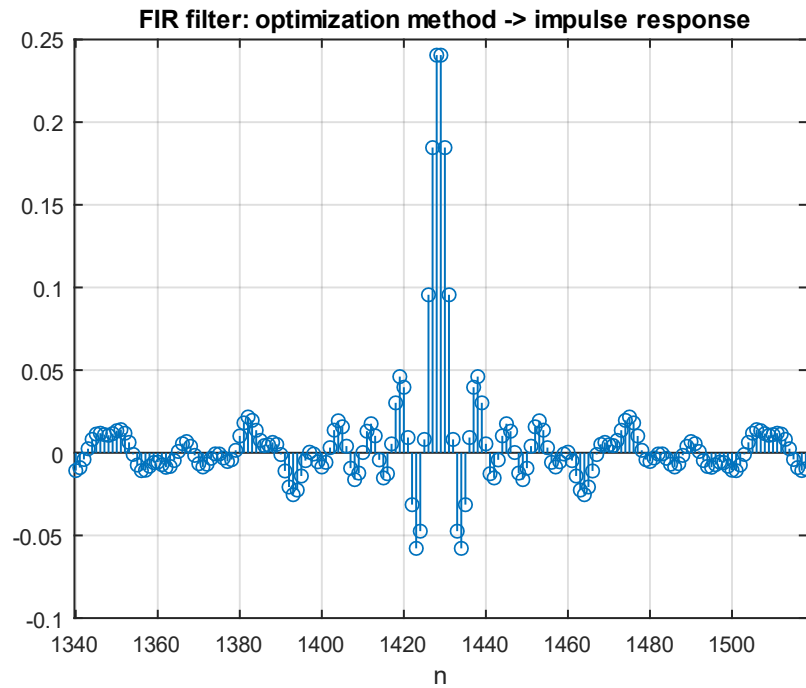


Slika 27 - spektrogram audio signala nakon filtriranja

Projektovan je i FIR filter optimizacionim metodom čiji je impulsni odziv prikazan na slici 28. Na slici 29 prikazan je isti signal samo uvećan gde se vidi da je impulsni odziv simetričan i kako je $M = 2858$ paran broj, osa simetrije nalazi se u tački na sredini između odbiraka sa indeksom $\frac{M-2}{2}$ i $\frac{M}{2}$.

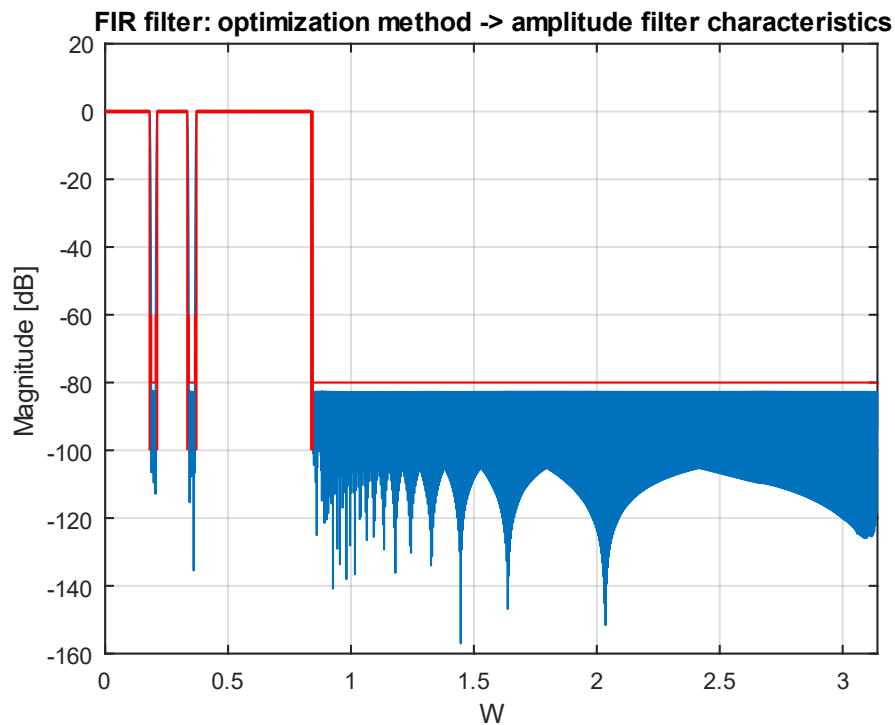


Slika 28 - impulsni odziv projektovanog FIR filtra optimizacionim metodom



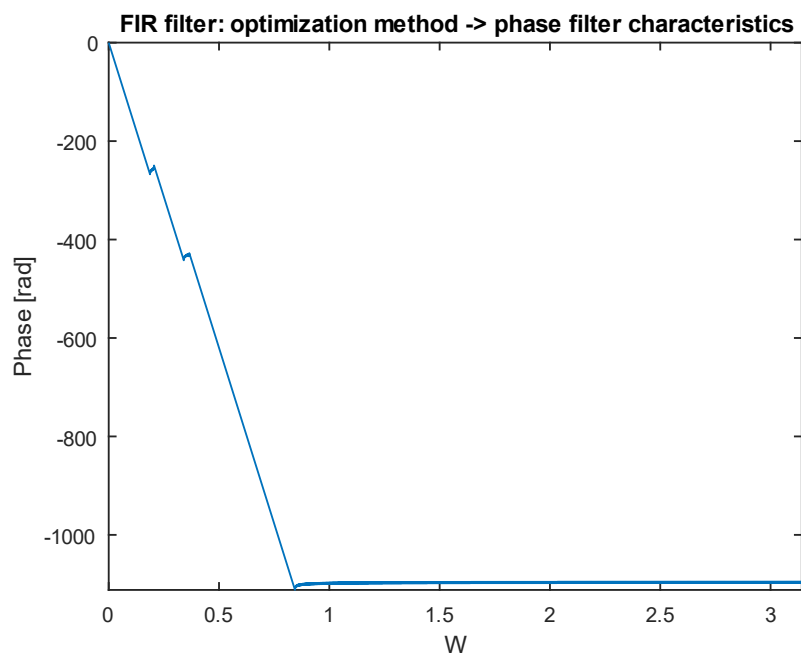
Slika 29 - uveličani impulsni odziv projektovanog FIR filtra optimizacionim metodom

Na slici 30 prikazana je amplitudska karakteristika projektovanog filtra na kojoj se uočavaju dva nepropusna opsega i nepropusnik visokih učestanosti tj. gore navedeni propusnik niskih učestanosti.



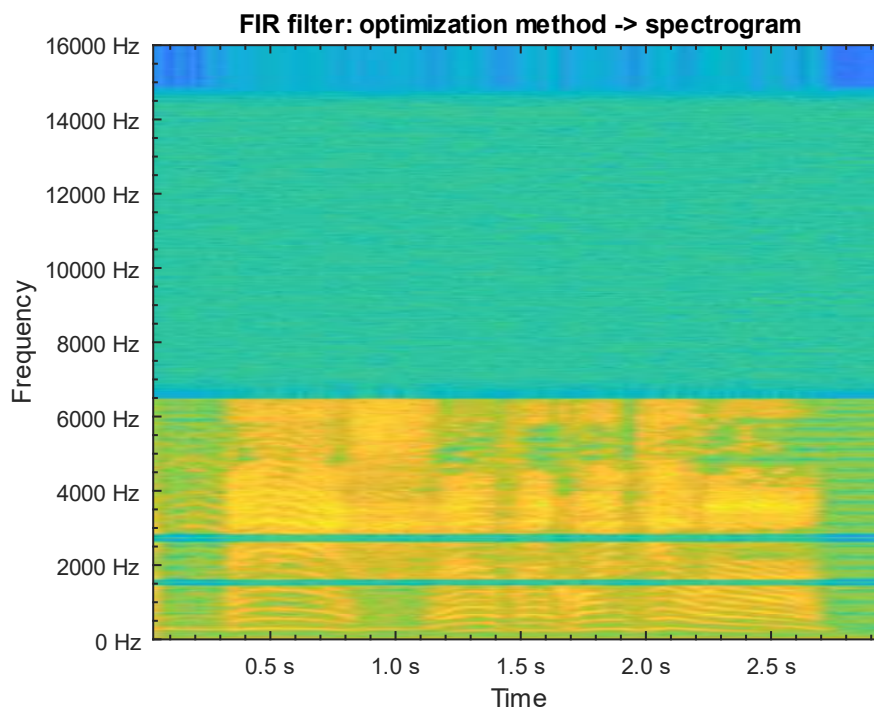
Slika 30 - amplitudska karakteristika projektovanog FIR filtra optimizacionim metodom

Na slici 31 prikazna je fazna karakteristika projektovanog filtra sa koje se vidi linearnost u propusnim psezima.



Slika 31 - fazna karakteristika projektovanog FIR filtra optimizacionim metodom

Na slici 32 prikazan je spektrogram signala nakon filtriranja nepoželjnog šuma.



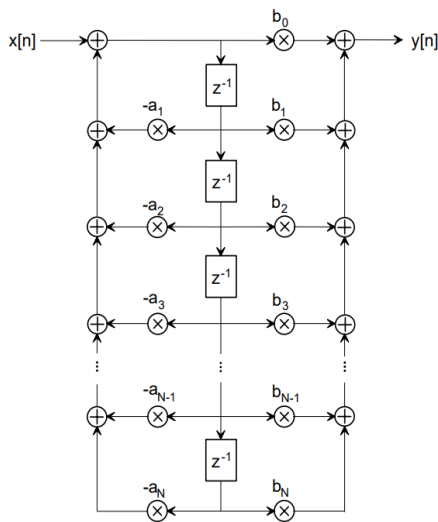
Slika 32 - spektrogram filtriranog signala optimizacionim metodom

Deo 3

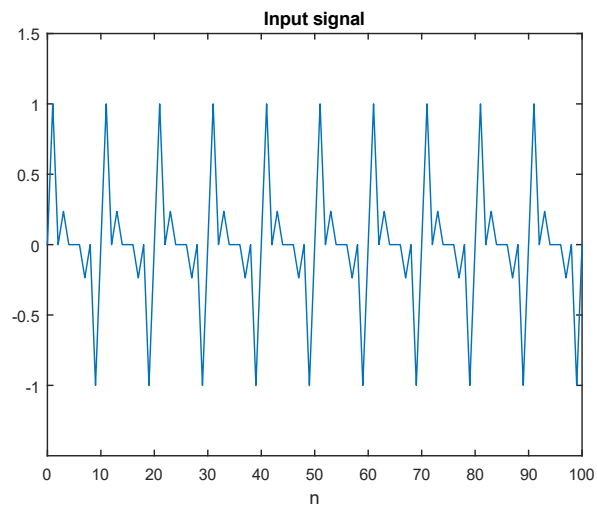
Implementacija direktne kanoničke realizacije IIR filtra

Potrebno je napisati funkciju implementacijom direktne II realizacije IIR filtra (slika 33) čiji su ulazni argumenti ulazni signal x i koeficijenti pojedinačnih filtara a i b iz jednačina:

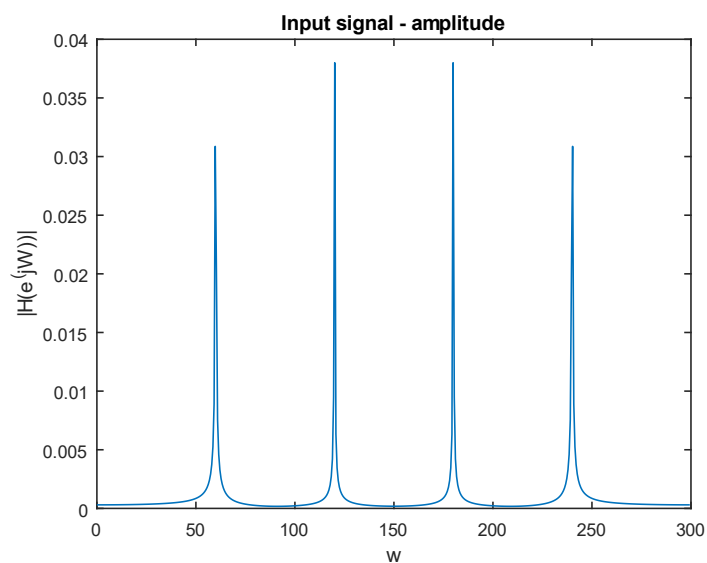
$$H_1(z) = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}}, \quad H_2(z) = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k}$$



Slika 33 - direktna II realizacija IIR filtra



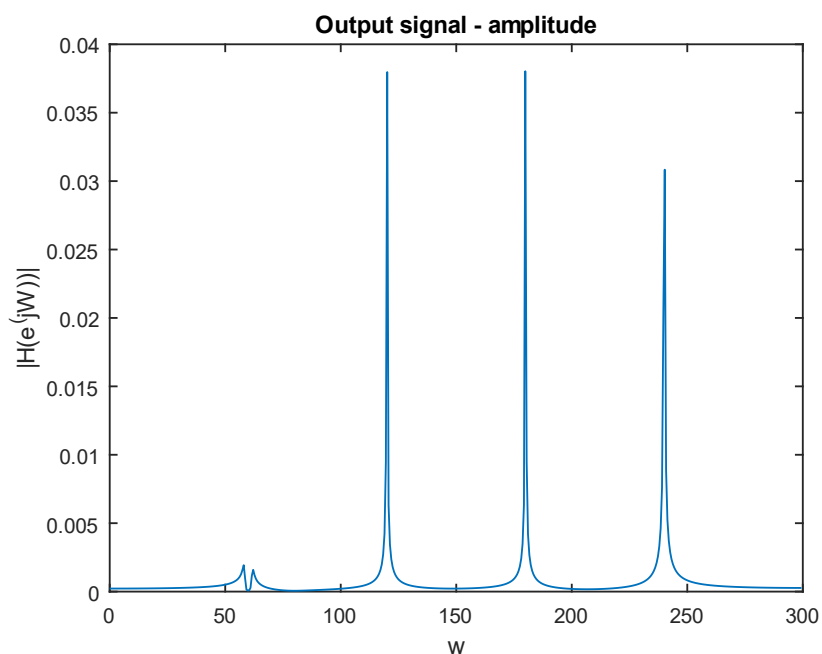
Slika 34 - generisani ulazni signal x



Slika 35 - frekvencijski prikaz generisanog ulaznog signala

Kako se primenjuje filter iz prvog dela projekta *power_line_noise_filter* koji filtrira frekvenciju 60Hz generisan je signal koji se sastoji od četiri sinusoide frekvencija 60Hz, 120Hz, 180Hz i 240Hz (slike 34 i 35).

Na slici 36 prikazan je signal nakon primene projektovanog filtra.

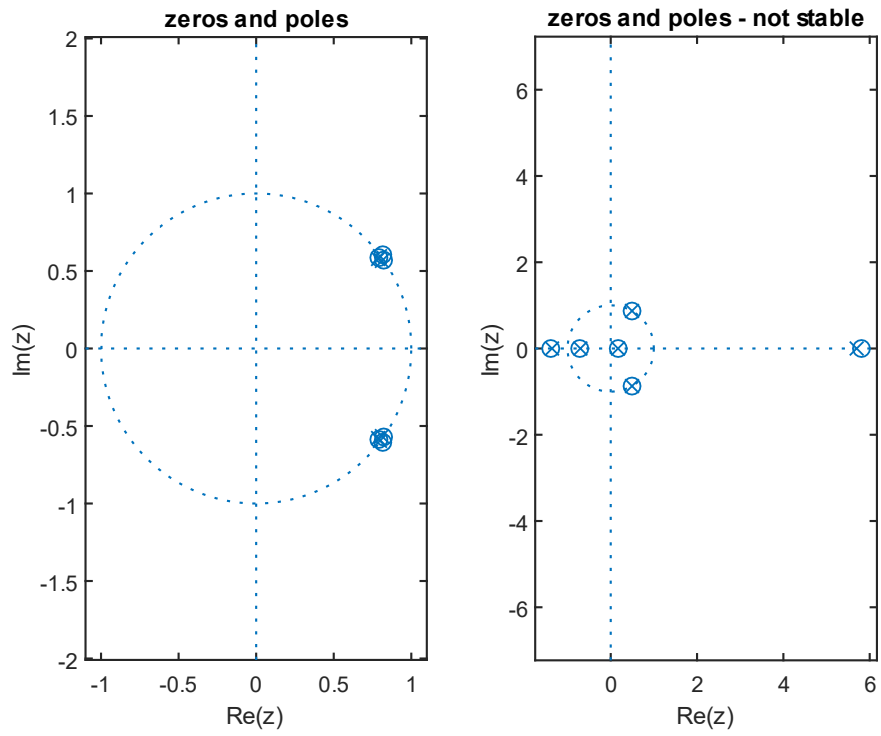


Slika 36 - frekvencijski prikaz izlaznog signala

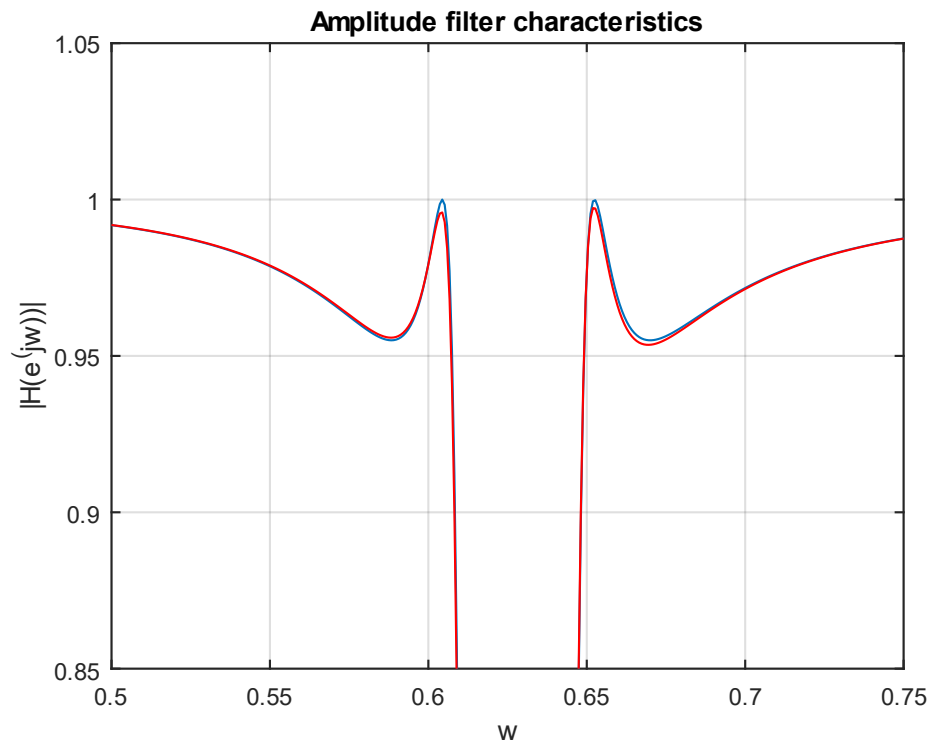
U prethodnoj funkciji pretpostavljeno je da su sve vrednosti predstavljene realnim brojevima. Međutim potrebno je uzeti u obzir ograničenost memorijskog prostora pri pamćenju rezultata. Projektovana je funkcija *FI_IIR_direct_II* gde su sve vrednosti predstavljene kao brojevi sa fiksnom tačkom.

Kod IIR sistema, kvantovanje koeficijenata utiče na promenu položaja i nula i polova funkcije prenosa zbog čega je neophodno voditi računa o stabilnosti sistema. Broj bitova neophodnih za smeštanje vrednosti celog dela koeficijenata može se lako odrediti na osnovu vrednosti koeficijenata. Iz vrednosti koeficijenata zaključeno je da je potrebno 5 bitova. Broj bitova potrebnih za smeštanje razlomljenog dela određen je iterativnim metodom gde je pretpostavljeni broj bitova povećavan za jedan pri svakoj iteraciji dok nije ispunjen uslov stabilnosti, a to je da se polovi nalaze na jediničnom krugu ili unutar njega. Na slici 37 prikazan je položaj polova i nula kada je ispunjen uslov stabilnosti sistema odnosno kada nije. Ovim metodom dobijeno je da je potrebno 17 bitova za smeštanje razlomljenog dela.

Prilikom kvantovanja koeficijenata dolazi i do mnogo značajnije deformacije amplitudske karakteristike i dolazi do neispunjavanja zadatih gabarita. Minimalna širina razlomljenog dela neophodna da deformacija ostane manja od 1% iznosi 24 bita. Na slici 38 prikazana je deformacija amplitudske karakteristike usled kvantovanja koeficijenata.

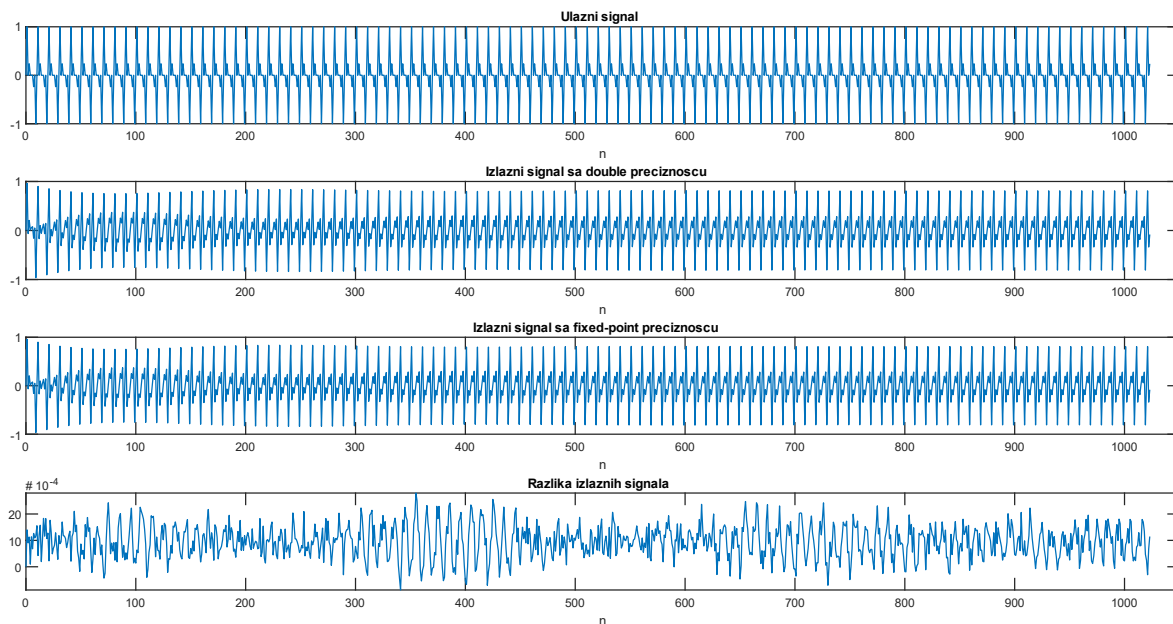


Slika 37 - položaj nula i polova kada je sistem stabilan i kada nije

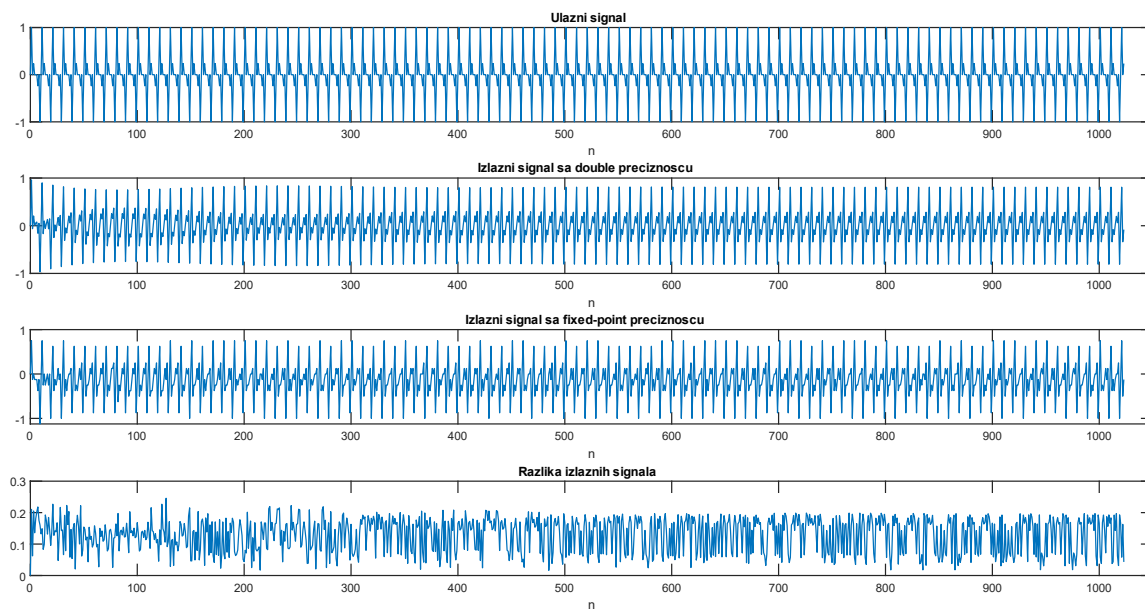


Slika 38 - deformacija amplitudske karakteristike usled kvantovanja koeficijenata

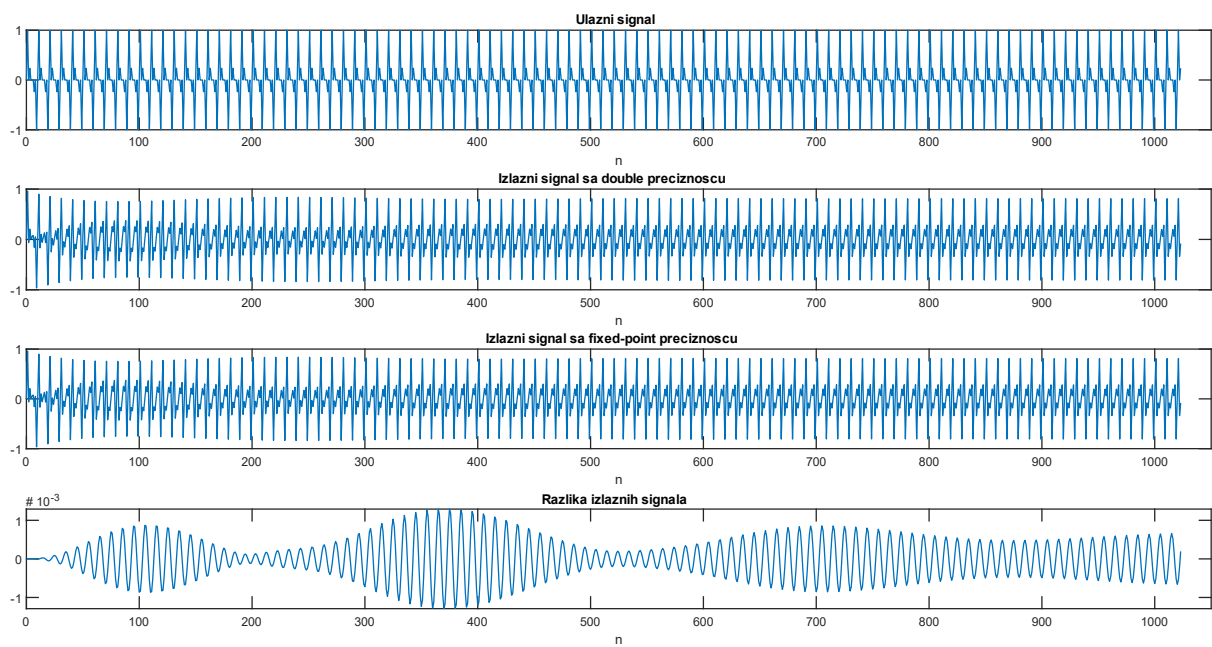
Na slikama 39, 40 i 41 prikazana je promena greške koja nastaje prilikom kvantizacije koeficijenata. Može se primetiti da greška raste sa smanjenjem broja bitova potrebnih za smeštanje vrednosti zbog porasta koraka kvantizacije.



Slika 39 – Greška kvantizacije pri veličinama 17 bitova za razlomljeni deo i 10 bitova za ceo deo



Slika 40 - Greška kvantizacije pri veličinama 24 bitova za razlomljeni deo i 3 bitova za ceo deo

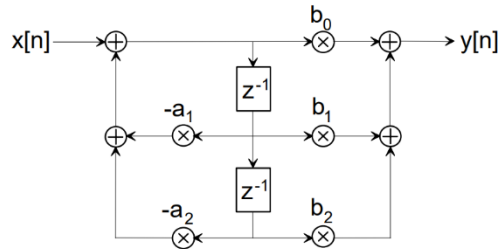


Slika 41 - Greška kvantizacije pri veličinama 20 bitova za razlomljeni deo i 20 bitova za ceo deo

Deo 4

Implementacija kaskadne realizacije IIR filtra

Potrebno je realizovati funkciju koja implementira kaskadnu realizaciju IIR filtra gde su „kaskade“ filtri drugog reda direktne II realizacije. Ulazni argumenti su koeficijenti pojedinačnih filtara b i a .



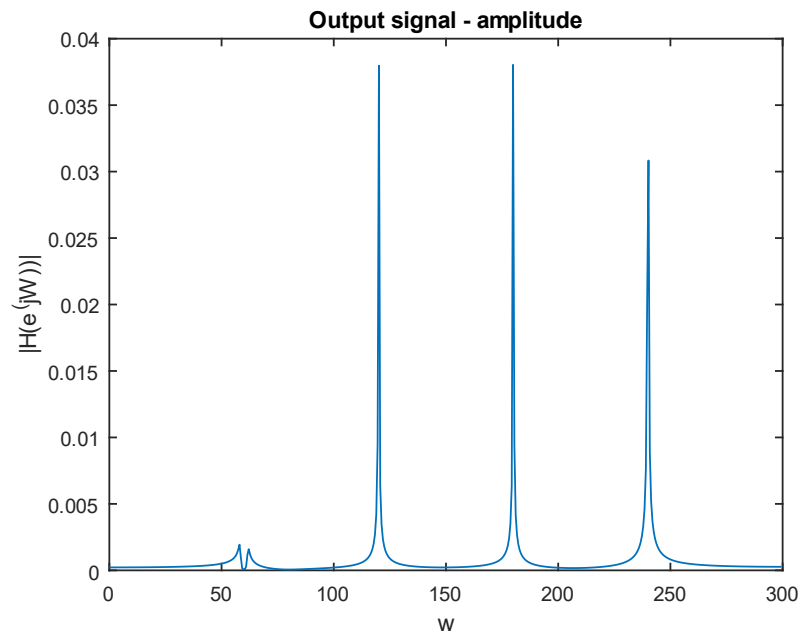
Slika 42 - blok šema kaskadne realizacije IIR sistema

Prenosna funkcija ovog sistema je:

$$H(z) = \prod_{k=1}^{N_s} H_k(z) = \prod_{k=1}^{N_s} \frac{b_{0k} + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}}$$

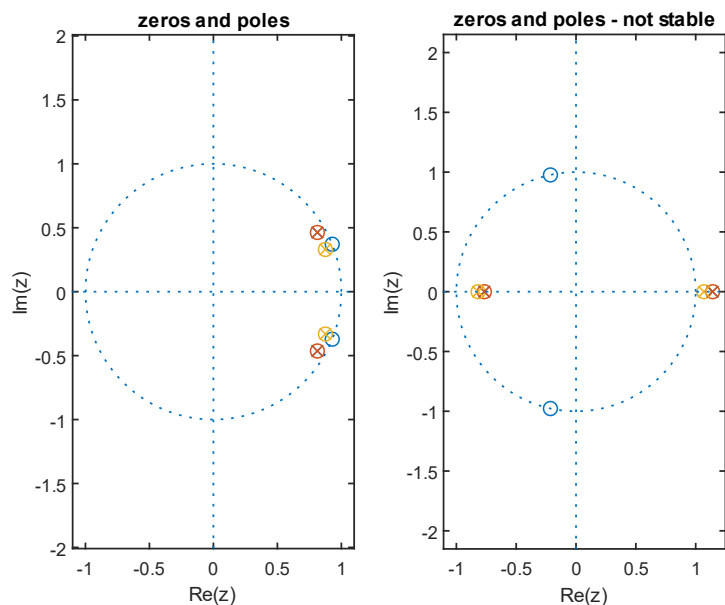
gde je $N_s = \left\lceil \frac{\max(M, N) + 1}{2} \right\rceil$.

Na slikama 34 i 35 prikazan je ulazni signal, a na slici 43 izlazni signal nakon primene filtra kao u prethodnom delu projekta.



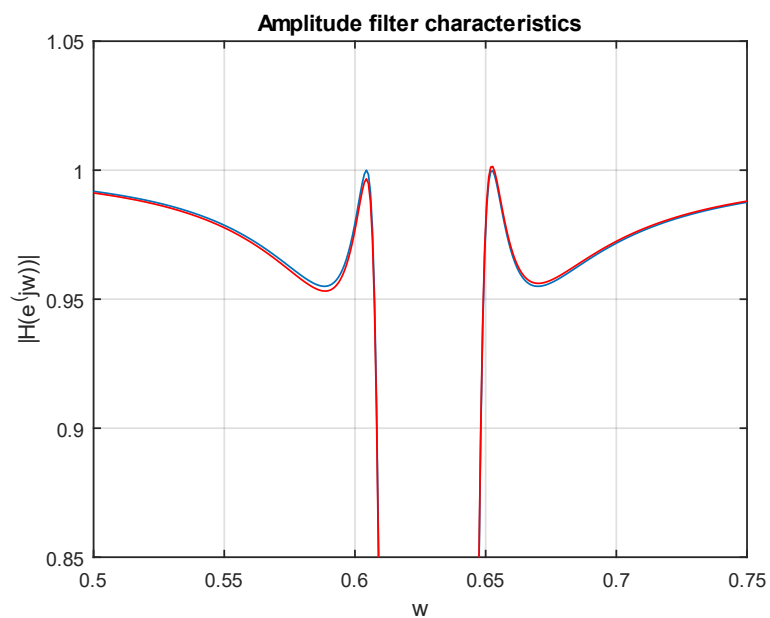
Slika 43 - frekvencijski prikaz izlaznog signala

Prilikom kvantovanja rezultata, a metodom praćenja stabilnosti sistema dobijeno je da potreban broj bita za razlomljeni deo kako bi sistem bio stabilan iznosi 3 bita. Nule i polovi stabilnog odnosno nestabilnog sistema prikazane su na slici 44.



Slika 44 - nule i polovi stabilnog odnosno nestabilnog sistema

Praćenjem deformacije amplitudske karakteristike usled kvantovanja koeficijenata dobijeno je da minimalna širina razlomljenog dela neophodna da deformacija ostane manja od 1% iznosi 15 bita. Na slici 45 prikazana je deformacija amplitudske karakteristike usled kvantovanja koeficijenata.



Slika 45 - deformacija amplitudske karakteristike usled kvantovanja koeficijenata