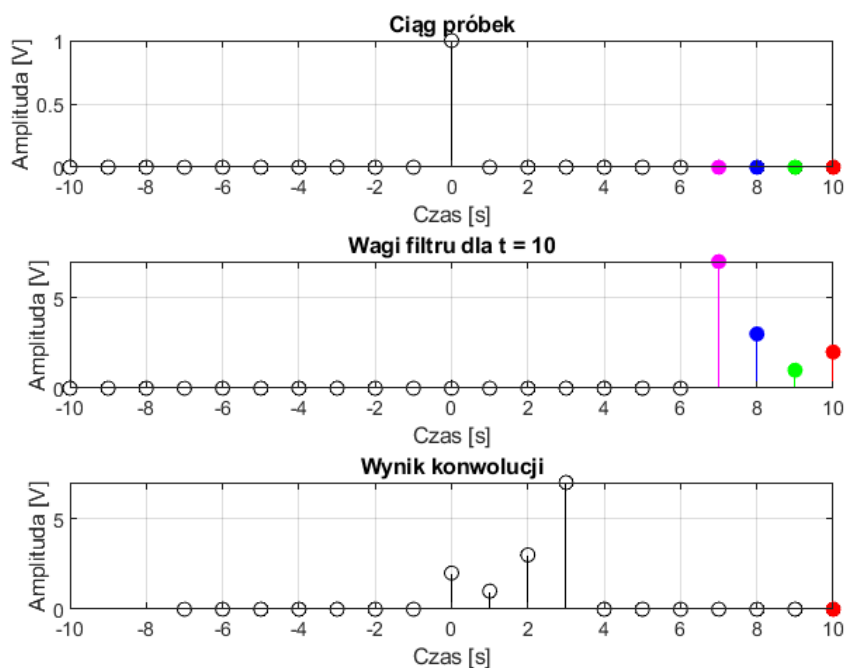


 AGH	<b>Akademia Górniczo-Hutnicza</b> <b>Wydział Fizyki i Informatyki Stosowanej</b> <b>Fizyka Techniczna</b> <b>Cyfrowe Przetwarzanie Sygnałów</b>	<b>Zrealizował:</b> Ryś Przemysław
Rok akademicki: 2022/2023	Semestr VI	Grupa lab. 2
Temat ćwiczenia:  8-11 Filtry cyfrowe (FIR, IIR)		
Data wykonania ćwiczenia 20.06.2023	Data oddania sprawozdania 20.06.2023	Ocena

## 1 Podstawy filtrów FIR.

### 1.1 Podstawy filtracji cyfrowej.

1.



Rys. 1: Wykres odpowiedzi impulsowej filtru FIR o wagach równych [2 1 3 7]

2.

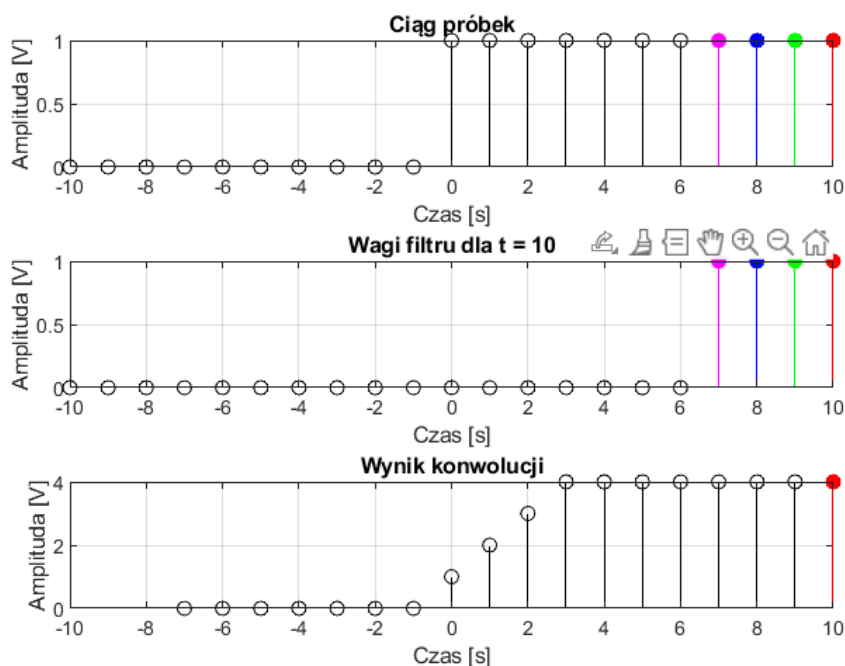
a)

W przypadku filtrów o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR), odpowiedź impulsowa jest dokładnie równa współczynnikom filtru. W przypadku niesymetrycznych współczynników, odpowiedź impulsowa uwzględnia wpływ asymetrii filtru na sygnał wejściowy. Przez analizę takiej odpowiedzi impulsowej możemy poznać, jak filtr reaguje na impuls jednostkowy i jak zmienia sygnał wejściowy w czasie.

b)

Aby uzyskać odpowiedź czasową filtru na ciąg próbek, używamy operacji splotu (konwolucji). Operacja splotu matematycznego polega na przesuwaniu odpowiedzi impulsowej (wag filtru) przez ciąg próbek wejściowych, mnożeniu ich ze sobą i sumowaniu wyników. W dziedzinie częstotliwości, operacja splotu odpowiada mnożeniu transformaty Fouriera sygnału wejściowego przez transformatę Fouriera odpowiedzi impulsowej filtru. Wykonanie operacji splotu w dziedzinie czasu jest równoważne z wykonaniem mnożenia w dziedzinie częstotliwości.

3.

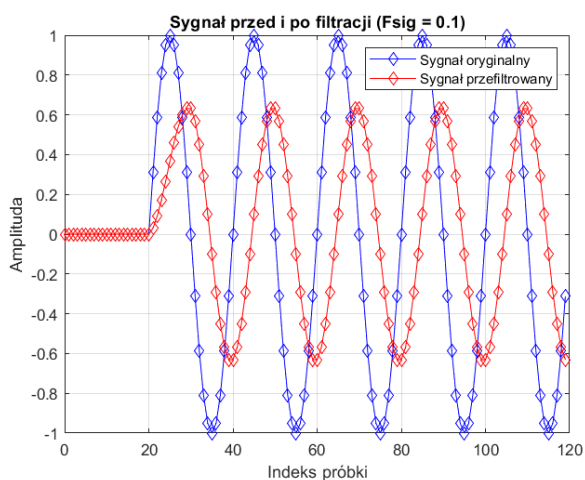


Rys. 2: Wykres odpowiedzi filtru FIR o wagach równych [1 1 1 1] na skok jednostkowy

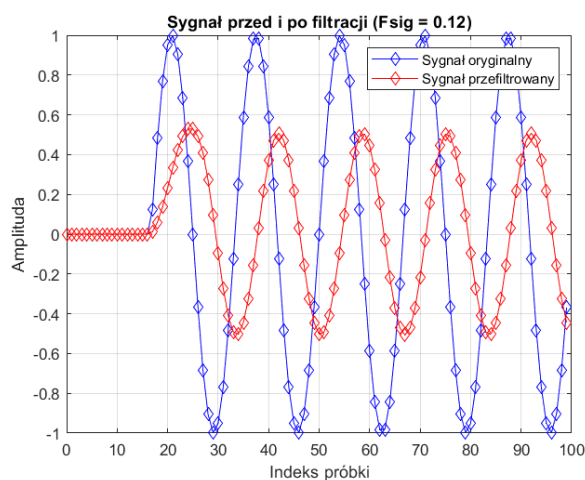
Jeśli mamy filtr o wagach [1 1 1 1] i podamy na wejście skok jednostkowy (czyli wartość 1 dla wszystkich próbek po pewnym momencie, w naszym przypadku próbki skoku jednostkowego), wyjście filtru będzie miało wartość 4 dla czterech kolejnych próbek, a następnie spadnie do zera. Wzmocnienie stało-prądowe to stosunek amplitudy wyjścia do amplitudy wejścia w stanie ustalonym, czyli w tym przypadku będzie wynosiło 4. Wzmocnienie stało-prądowe jest bezpośrednio związane z sumą wag filtru - w tym przypadku suma wag wynosi 4, co jest zgodne z wartością wzmocnienia stało-prądowego.

## 1.3 Odpowiedź czasowa filtru FIR.

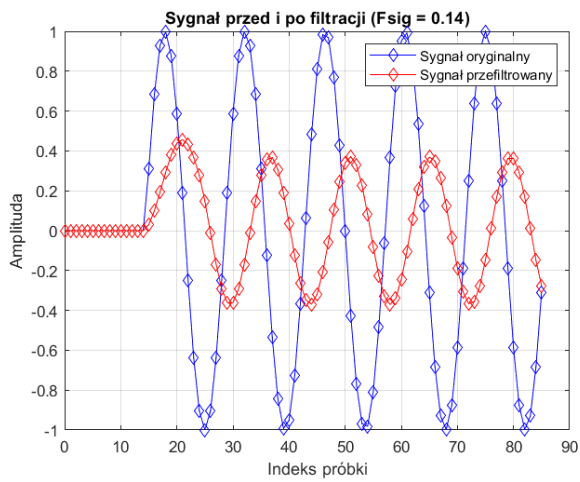
1.



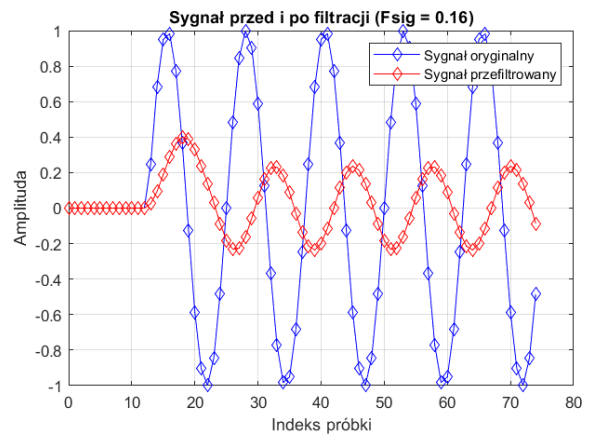
1



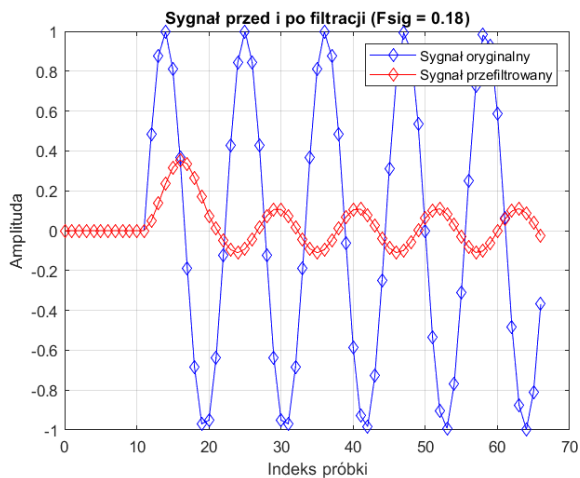
2



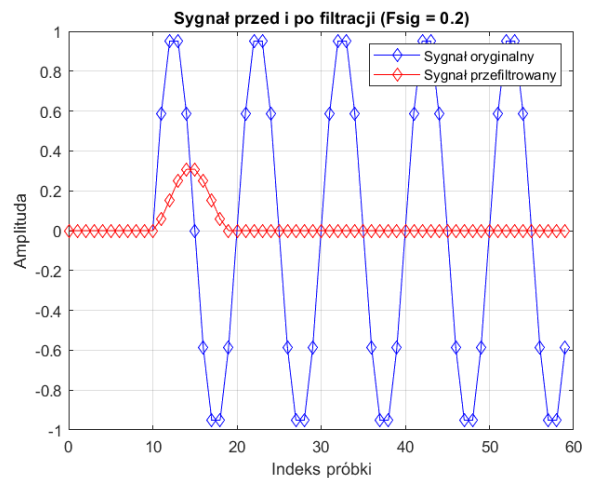
3



4



5



6

Rys. 3: Wykresy dla wartości częstotliwości sygnału  $F_{sig}$  numerami kolejno od 0.1 do 0.2 z krokiem 0.02

## 2.

### a)

Powstawanie zniekształceń na początku odpowiedzi czasowej filtru FIR jest zjawiskiem znane jako efekt wyostrzania (ang. "ringing effect"), lub zniekształcenia początkowe (ang. "initial distortion"). Oznacza to, że na początku odpowiedzi filtru pojawiają się dodatkowe oscylacje lub skoki, które są wynikiem działania filtru na impuls jednostkowy. Głównym powodem powstawania zniekształceń na początku odpowiedzi filtru FIR jest zjawisko rozbieżności czasowej. Filtr FIR działa na sygnał wejściowy poprzez przesuwanie odpowiedzi impulsowej przez próbki sygnału. Jednak na początku odpowiedzi filtru, kiedy impuls jednostkowy pojawia się na wejściu, nie ma żadnych próbek wcześniejszych, które mogłyby zostać użyte do przetworzenia przez filtr. W wyniku tego braku informacji, filtr "rozpoczyna" przetwarzanie impulsu jednostkowego na podstawie dostępnych próbek, co prowadzi do tych początkowych zniekształceń. Te zniekształcenia mogą być widoczne jako nadmiarowe oscylacje lub skoki przed osiągnięciem stabilnego stanu filtracji.

### b)

Zauważamy na rysunku 3, że wraz ze wzrostem wartości  $F_{sig}$  (unormowanej do częstotliwości Nyquista), amplituda sygnału przefiltrowanego maleje. W przypadku filtru FIR o współczynnikach  $filterCoeffs$ , który jest filtrem uśredniającym, jego charakterystyka częstotliwościowa ma tendencję do tłumienia wyższych częstotliwości. To oznacza, że im wyższa częstotliwość sygnału, tym większe tłumienie wprowadzane przez filtr. W rezultacie, w przypadku tego filtru uśredniającego, gdy wartość  $F_{sig}$  (czyli częstotliwość sygnału) rośnie, mamy do czynienia z wyższymi częstotliwościami sygnału, które są bardziej tłumione przez filtr. Powoduje to spadek amplitudy sygnału przefiltrowanego, jak to obserwujemy na wykresie.

### 3.

Filtry FIR o wyższym rzędzie mają węższe pasmo przepustowe i bardziej efektywne tłumienie w pasmach zaporowych, co powoduje większe zmniejszenie amplitudy sygnału przefiltrowanego. Dlatego, w przypadku stałej częstotliwości sygnału, możemy zaobserwować, że im wyższy rząd filtru FIR, tym mniejsza amplituda sygnału przefiltrowanego.

## 2. Echo - autokorelacja.

### 1.

W przypadku echo, filtr FIR działa jako opóźniacz sygnału, dodając opóźnioną kopię sygnału do oryginalnego sygnału. Równanie różnicowe filtru FIR realizującego echo może być zapisane w postaci:

$$y[n] = x[n] + a \cdot x[n - D], \quad (1)$$

gdzie:

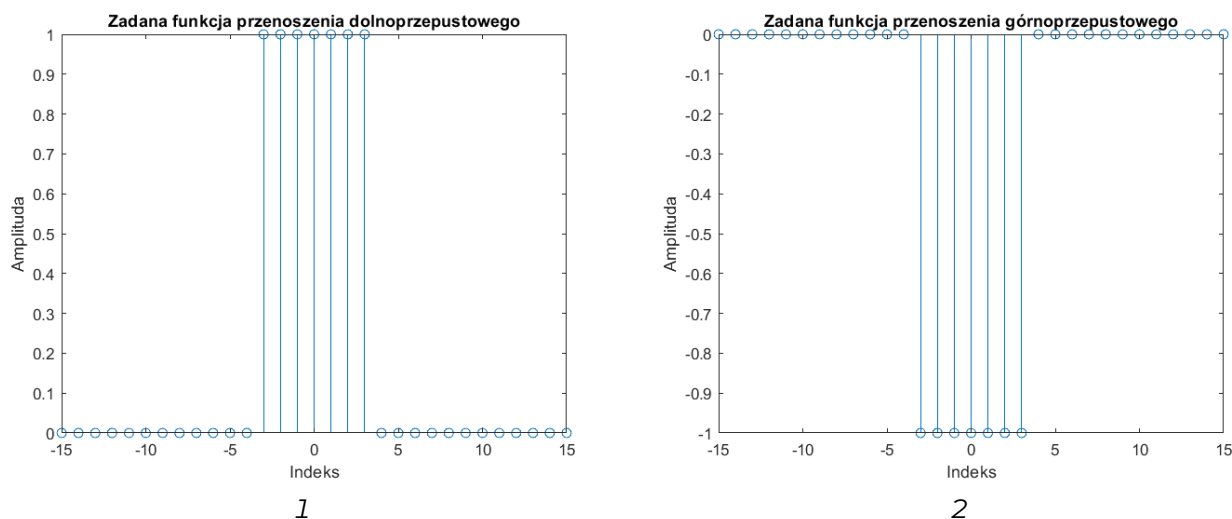
- $y[n]$  jest wyjściem filtru (przefiltrowanym sygnałem)
- $x[n]$  jest wejściem filtru (oryginalnym sygnałem)
- $a$  jest współczynnikiem wzmocnienia dla opóźnionej kopii sygnału
- $D$  jest opóźnieniem, określającym ile próbek opóźnionej kopii sygnału jest dodawane do oryginalnego sygnału

## 3. Projektowanie filtrów FIR.

### 3.1 Podstawy projektowania filtru FIR.

#### 1.

##### a)



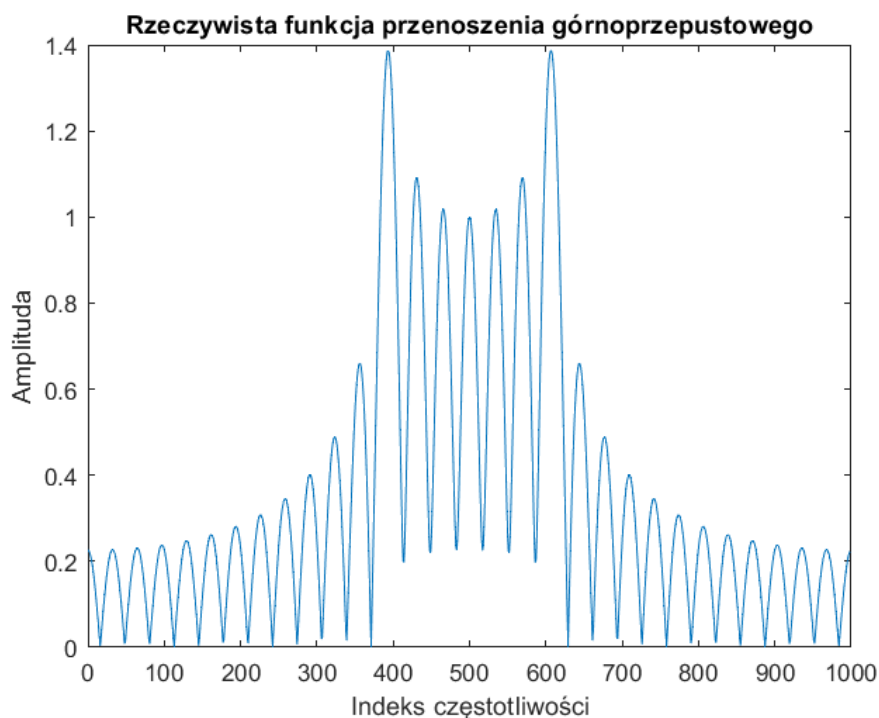
Rys. 4: funkcje przenoszenia filtru dolno-(1)i górno-przepustowego(2)

Rysunek 4 przedstawia funkcję przenoszenia filtru dolno-przepustowego za pomocą impulsu prostokątnego oraz filtru górno-przepustowego, który to jest uzyskiwany przez zastosowanie techniki spectral inversion.

##### b)

Technika spectral inversion polega na "invertowaniu"charakterystyki częstotliwościowej filtrów źródłowych, co oznacza zmienienie znaku każdego współczynnika filtru, a następnie dodać jedynkę do współczynnika w środku symetrii. W ten sposób pasma zaporowe stają się pasmami przepustowymi, a te przepustowe zaporowymi.

c)

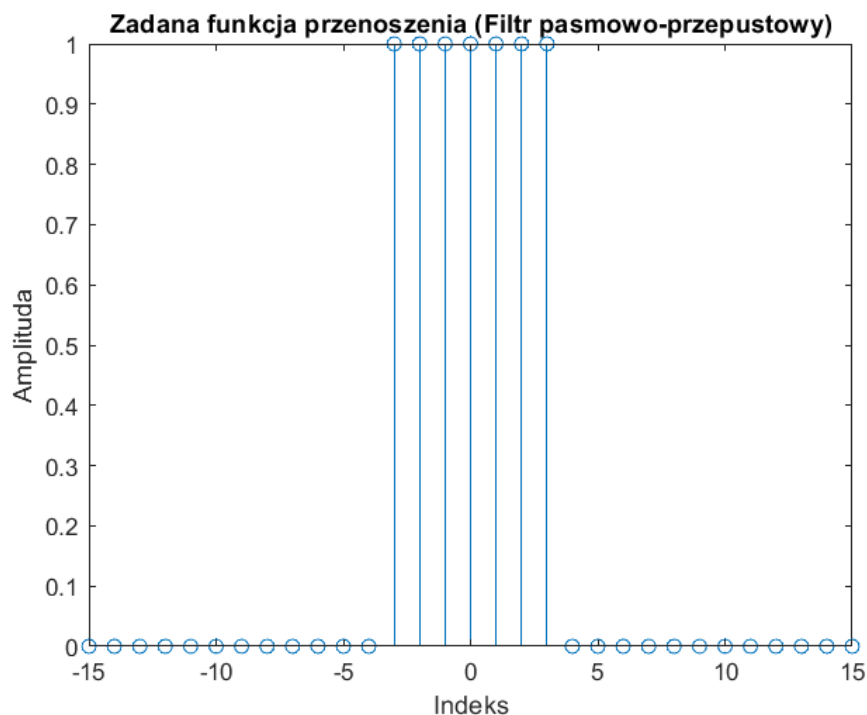


Rys. 5: Rysunek przedstawiający charakterystykę częstotliwościową wynikowego filtra

Wynikowa charakterystyka częstotliwościowa filtra górno-przepustowego ma kształt odwrotny do charakterystyki częstotliwościowej filtra dolno-przepustowego. W obszarze pasma tłumienia filtra górno-przepustowego można oczekiwać względnie niewielkiego tłumienia sygnałów o wyższych częstotliwościach, niemniej występują tu dość duże odchyłki. Komentując wynikową charakterystykę częstotliwościową, możemy zaobserwować, że w obszarze pasma przepustowego (wyższe częstotliwości) amplituda sygnału jest względnie niska, co jest zgodne z oczekiwaniami dla filtra górno-przepustowego. Natomiast w obszarze pasma tłumienia (niższe częstotliwości) charakterystyka częstotliwościowa wykazuje większe tłumienie sygnałów, co również jest zgodne z oczekiwaniami dla filtra górno-przepustowego.

2.

a)



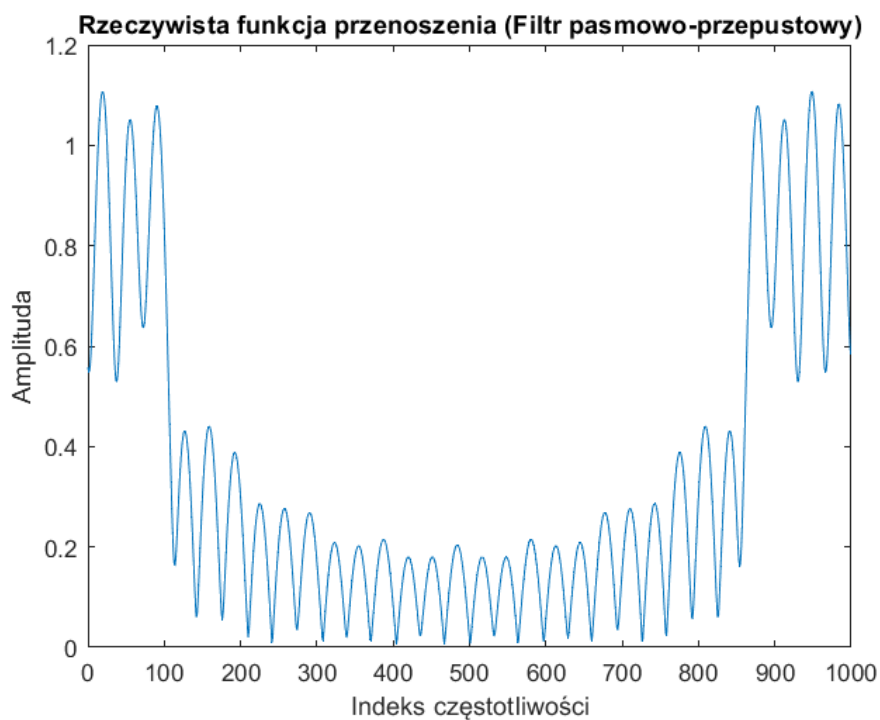
Rys. 6: Charakterystyka częstotliwościowa filtra źródłowego unormowana do częstotliwości Nyquista

b)

Aby zaprojektować filtr pasmowo-przepustowy o pasmie  $(\omega_{c1}, \omega_{c2})$  można złożyć (odjąć od siebie) pasma dwóch filtrów dolnoprzepustowych o częstościach granicznych odpowiednio  $(\omega_{c1}, \text{ i } \omega_{c2})$ . Współczynniki projektowanego filtra pasmowo-przepustowego otrzymuje się jako różnicę współczynników filtrów dolnoprzepustowych, czyli:

$$h_{bp}(k) = h_{lp\omega_{c2}}(k) - h_{lp\omega_{c1}}(k) \quad (2)$$

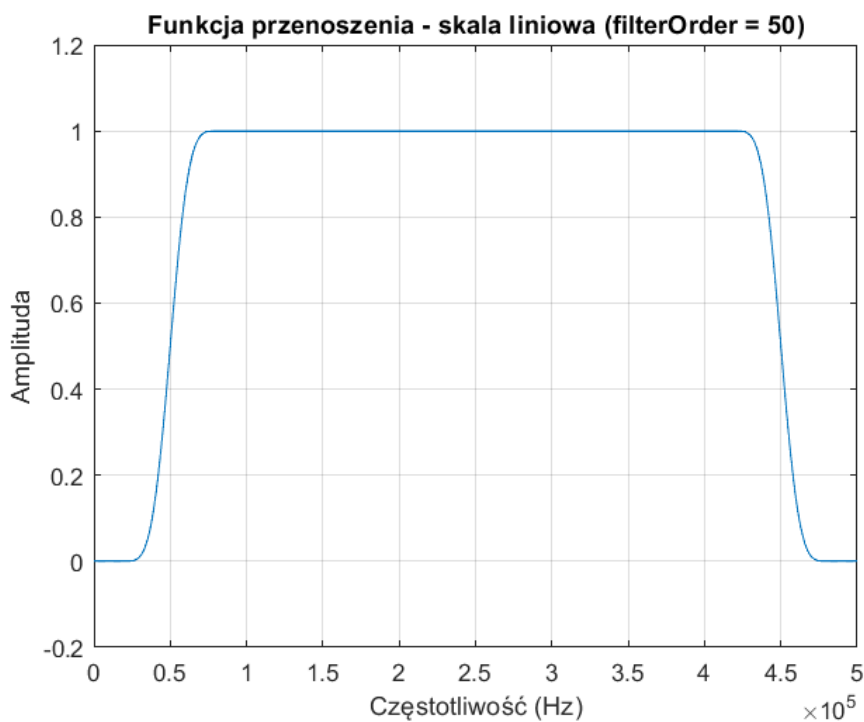
c)



Rys. 7: Wykres rzeczywistej funkcji przenoszenia otrzymanej dzięki spectral reversal z odpowiednim przesunięciem

### 3.2 Zautomatyzowane projektowanie filtra FIR.

1.



Rys. 8: Wykres charakterystyki przenoszenia w skali liniowej dla okna BlackMan'a o rzędzie filtra równym 50



Rys. 9: Wykres charakterystyki przenoszenia w skali liniowej dla okna BlackMan'a o rzędzie filtra równym 100



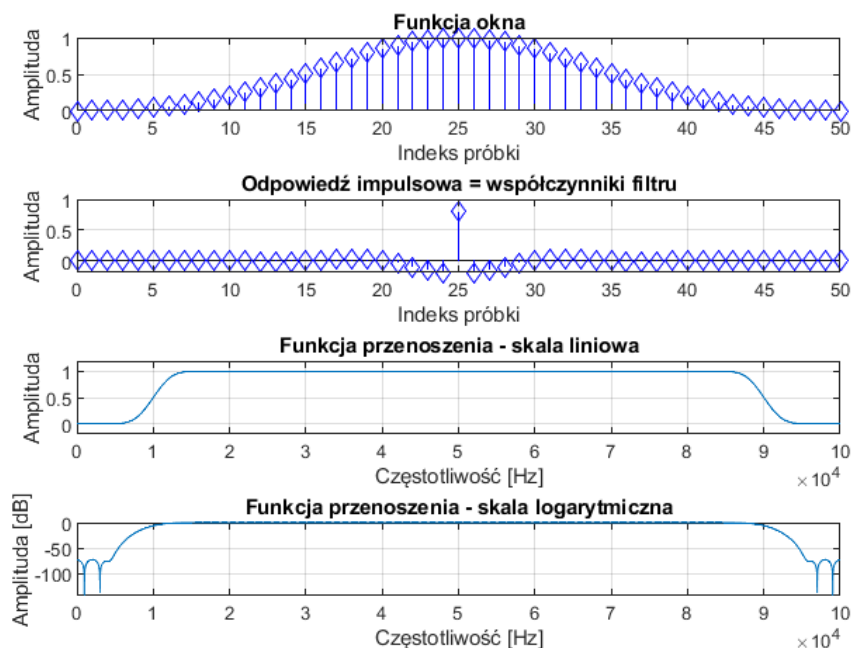
Rys. 10: Wykres charakterystyki przenoszenia w skali liniowej dla okna BlackMan'a o rzędzie filtra równym 400

## 2.

Wraz ze wzrostem rzędu filtra stromość charakterystyki rośnie, co sprawia, że składowe częstotliwości poza pasmem przenoszenia są szybciej tłumione.



3.



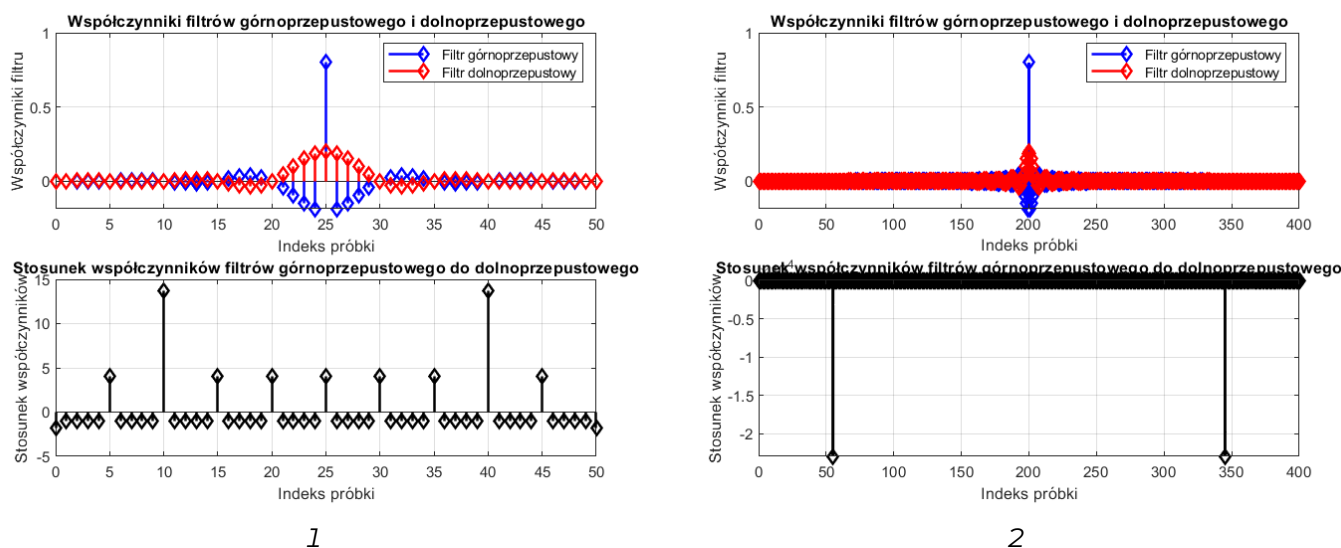
Rys. 11: Wykres funkcji okna, odpowiedzi impulsowej oraz funkcji przenoszenia w skali liniowej i logarymicznej dla funkcji okna wygenerowanej za pomocą narzędzia windowDesigner

Nazwa zastosowanego typu okna, którego dotyczy rysunek 11 to Nuttall o symetrycznym próbkowaniu i długości 51, tak aby zgadzał się z wektorem długości próbek.

Oszacowane wzmocnienie w paśmie zaporowym wynosi -72 dB.

4.

a)

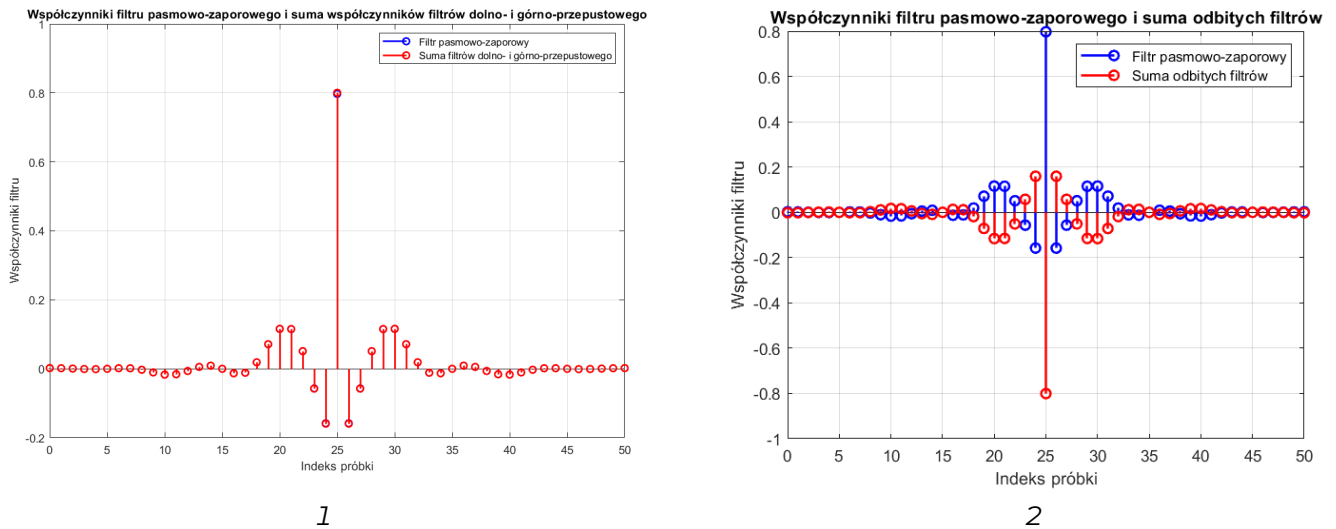


Rys. 12: Górny wykres przedstawia współczynniki filtru górno-przepustowego i dolno-przepustowego, dolny natomiast stosunek tychże współczynników filtru górno-przepustowego do współczynników filtru dolno-przepustowego, gdzie (1) dotyczy rzędu filtru równego 50, a (2) rzędu 400

Dla idealnych filtrów o liniowej charakterystyce amplitudowej stosunek współczynników powinien być stały dla wszystkich częstotliwości. Jednak w praktyce, ze względu na ograniczenia implementacyjne i niedoskonałości filtrów, często występują pewne rozbieżności (błędy numeryczne, charakterystyka okna,

niedoskonałość filtru). W przypadku zwiększania rzędu ma to bezpośredni wpływ na współczynniki, zwiększa to bowiem ich ilość. Zwiększenie liczby współczynników filtru może prowadzić do bardziej precyzyjnej aproksymacji charakterystyki częstotliwościowej, szczególnie w przypadku filtrów FIR, co w sensie stosunku współczynników daje większą dokładność.

b)



Rys. 13: Wykres współczynników filtru pasmowo-zaporowego oraz sumy współczynników filtrów dolno- i górno-przepustowego zgodnych w fazie (1) oraz odwróconych w fazie (2)

Po porównaniu wykresów współczynników filtru pasmowo-zaporowego oraz sumy współczynników filtrów dolno- i górno-przepustowego, można zauważyć, że charakterystyki obu filtrów są ze sobą zgodne (niemalże idealnie się pokrywają). Jest tak, ponieważ filtr pasmowo-zaporowy stanowi kombinację filtru górno- i dolno-przepustowego. Różnice między wartościami odpowiednich współczynników wynikają z efektów numerycznych. Szczególnie w przypadku centrum wykresu, możemy zauważyć różnicę, ale ogólna charakterystyka obu filtrów jest zgodna z teorią.

## 5.

### Rząd filtru a szerokość pasma przejściowego

Wzrost rzędu filtru zazwyczaj umożliwia bardziej strome charakterystyki filtru, co w efekcie daje węższe pasmo przejściowe.

### Rząd filtru a tłumienie pasma zaporowego

Wzrost rzędu filtru może przyczynić się do większego tłumienia pasma zaporowego.

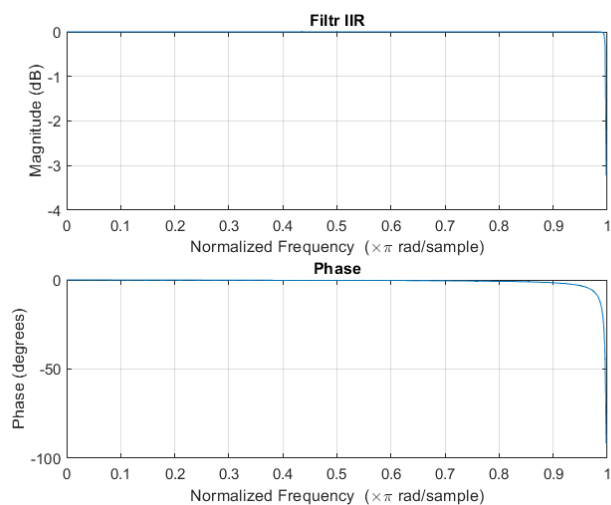
### Rząd filtru a grubość pasma przepustowego

Wzrost rzędu filtru powoduje zmniejszenie się grubości pasma przejściowego co skutkuje nieznacznym poszerzeniem pasma przepustowego nie może ono jednak być szersze jak ustala to częstotliwość graniczna.

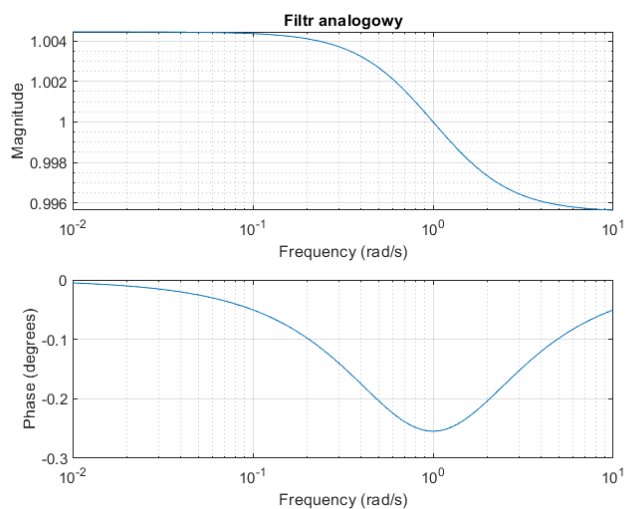
## 4. Filtry IIR.

### 4.1 Podstawy filtrów IIR.

1.

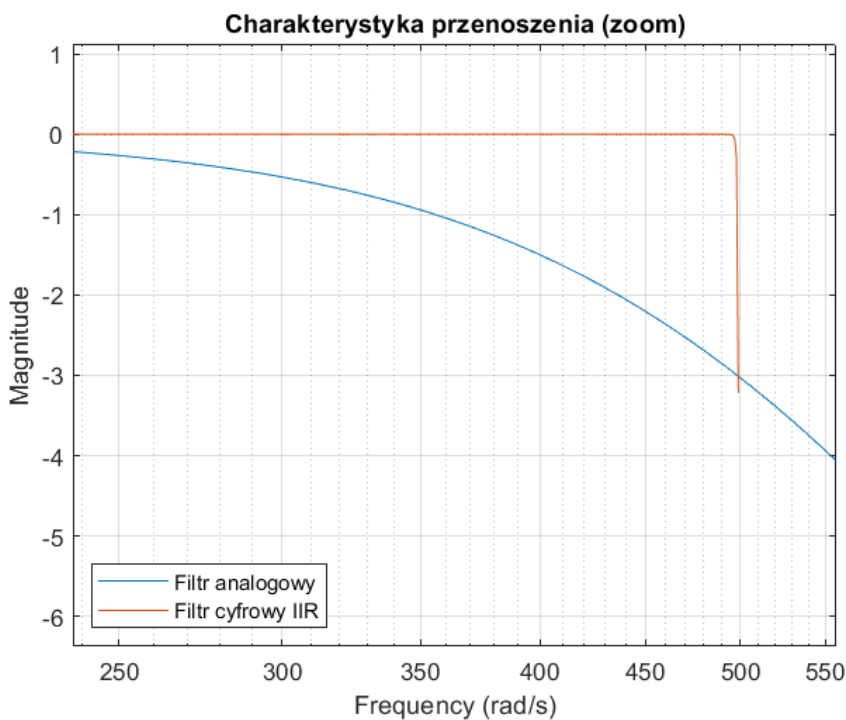


1

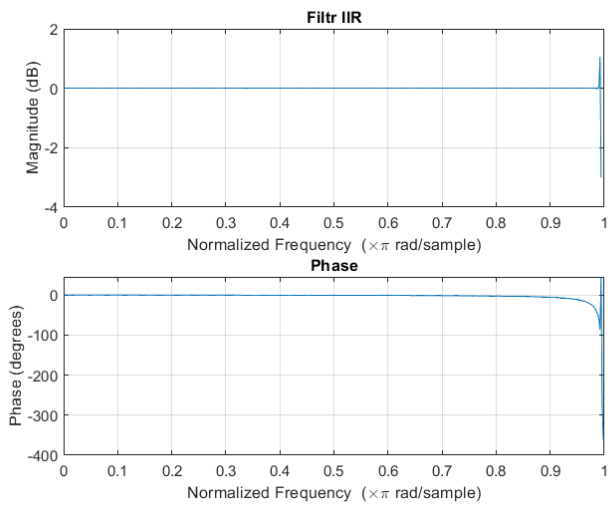


2

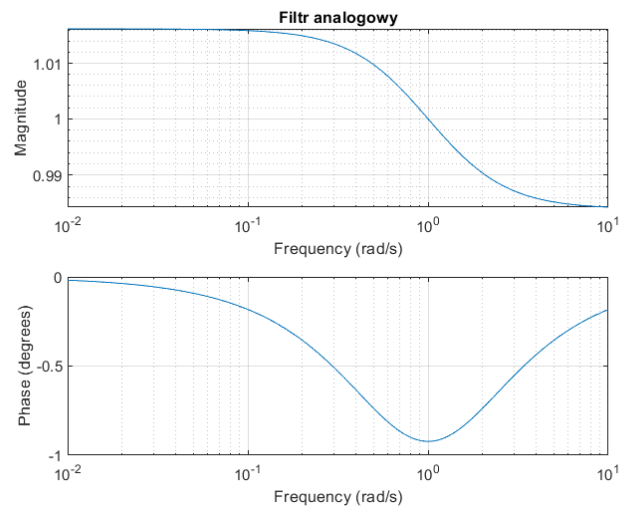
Rys. 14: Wykresy charakterystyk filtru IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 2) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]



Rys. 15: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 2 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

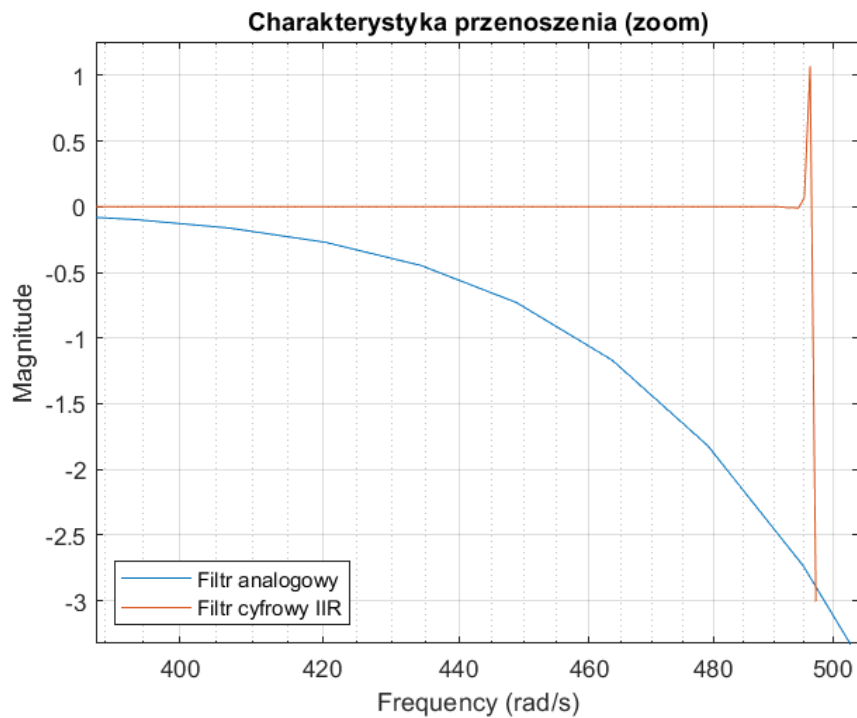


1

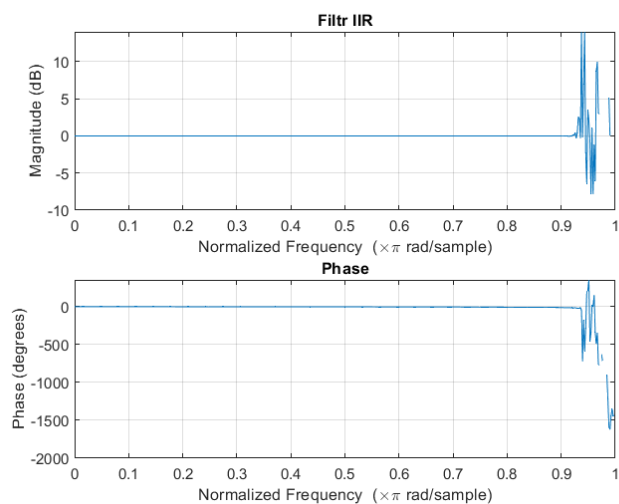


2

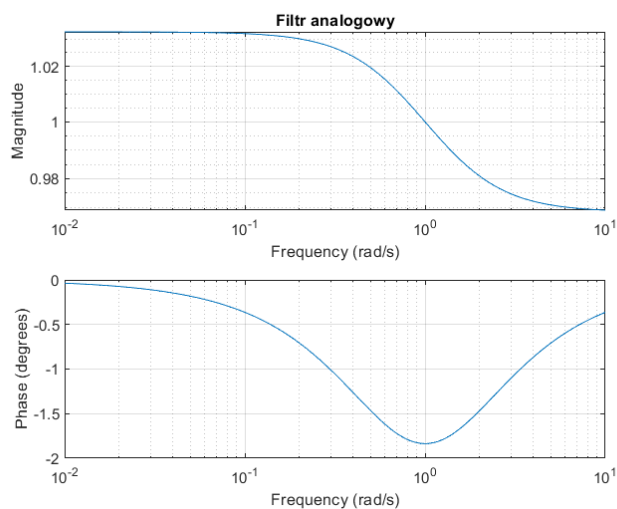
Rys. 16: Wykresy charakterystyk filtru IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 8) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]



Rys. 17: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 8 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

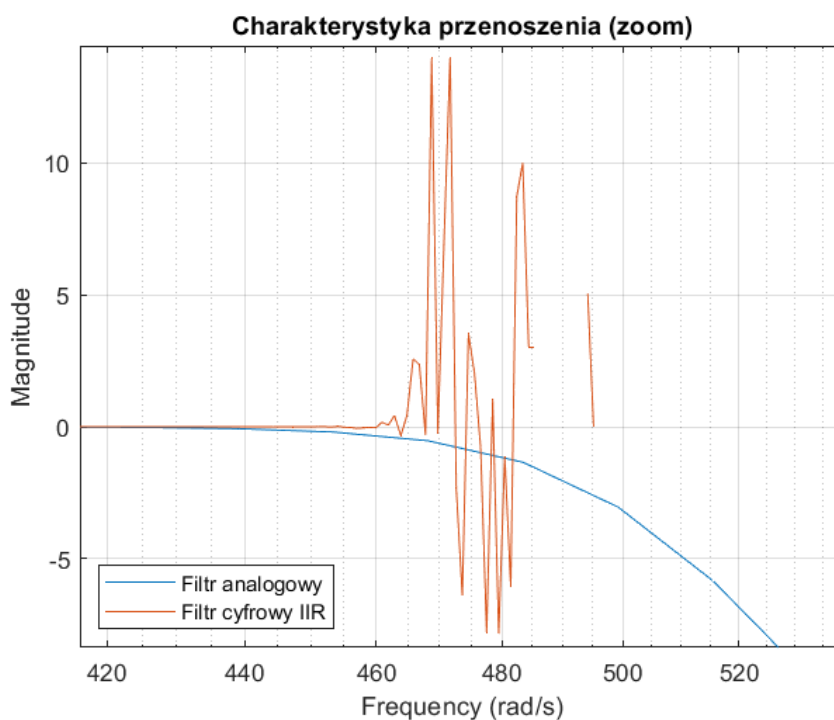


1



2

Rys. 18: Wykresy charakterystyk filtra IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 16) (1) oraz jego analogowego odpowiednika o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

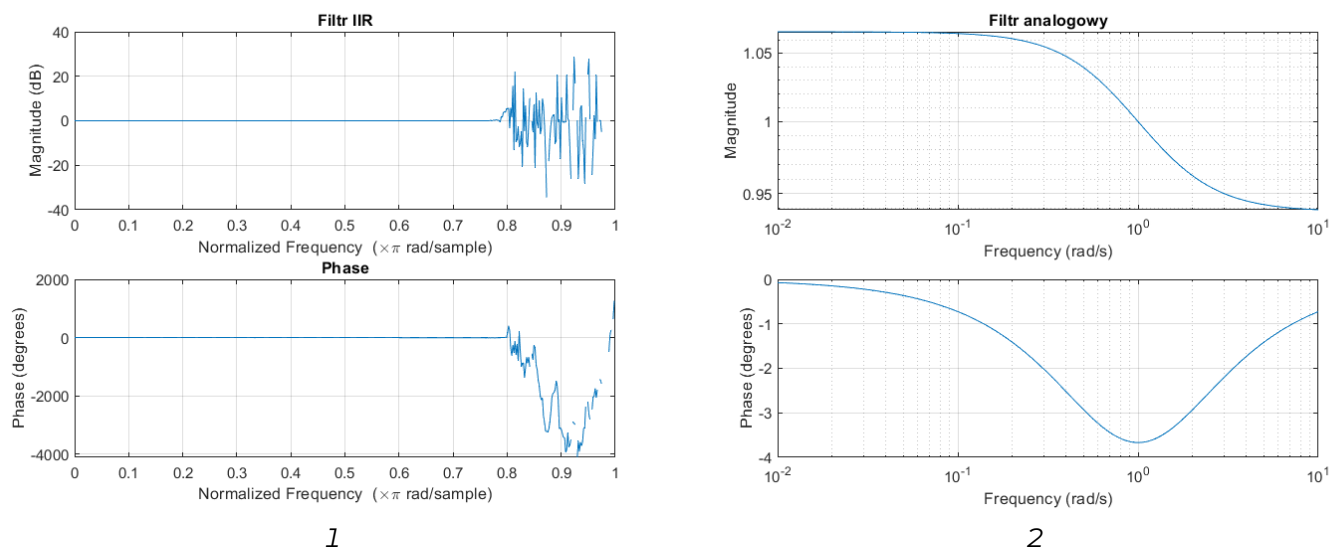


Rys. 19: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 16 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

## 2.

Wzrost rzędu filtra IIR prowadzi do większej niestabilności, z czego wynikają niekontrolowane oscylacje zauważalne na rysunku 19. Stabilność definiuje położenie biegunów filtra wewnątrz okręgu jednostkowego na płaszczyźnie zespolonej, w przypadku analizowanego filtra wraz ze zwiększającym się rzędem ilość punktów wykraczających poza koło rośnie, co bezpośrednio prowadzi do jeszcze większej niestabilności.

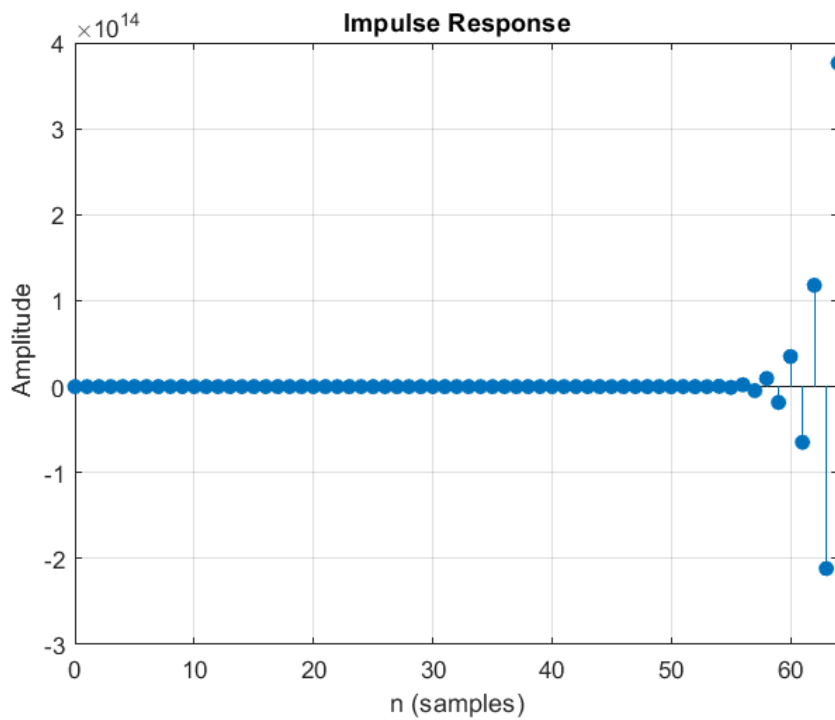
3.



Rys. 20: Wykresy charakterystyk filtru IIR (Butterworth'a, rzędu 32) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]



Rys. 21: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 32 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

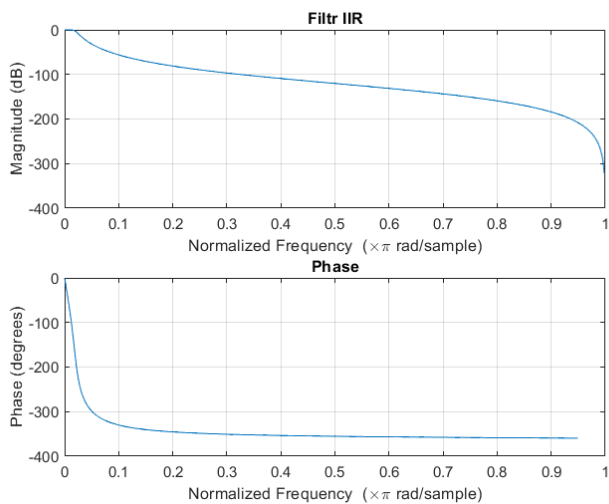


Rys. 22: Wykres odpowiedzi impulsowej filtru IIR w zależności od numeru próbki dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 499 [Hz]

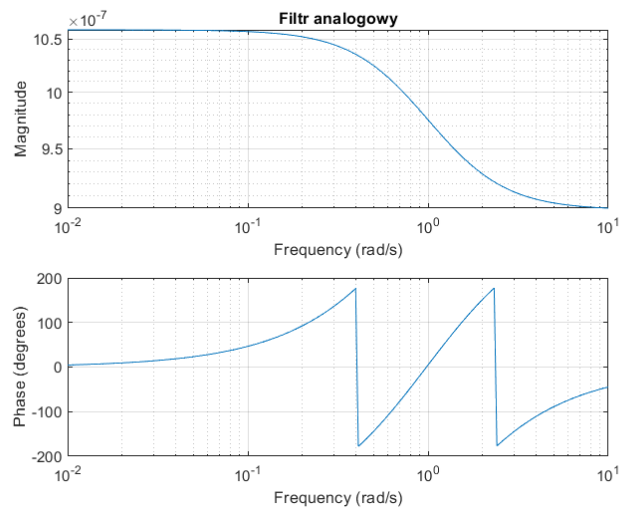
Długość odpowiedzi impulsowej z rysunku 22 jest równa 65 próbkom.

W sensie wniosku z poprzedniego podpunktu odpowiedź brzmi, że w dalszym ciągu przy zwiększającym się rzędzie stabilność układu maleje co przejawia się większymi, niekontrolowanymi oscylacjami charakterystyki 20.

#### 4.

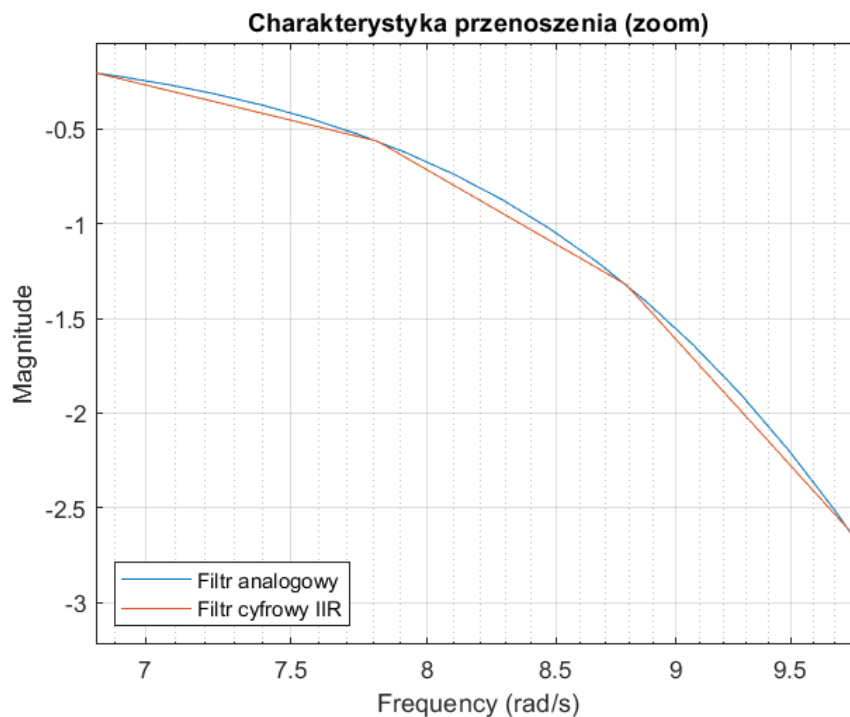


1

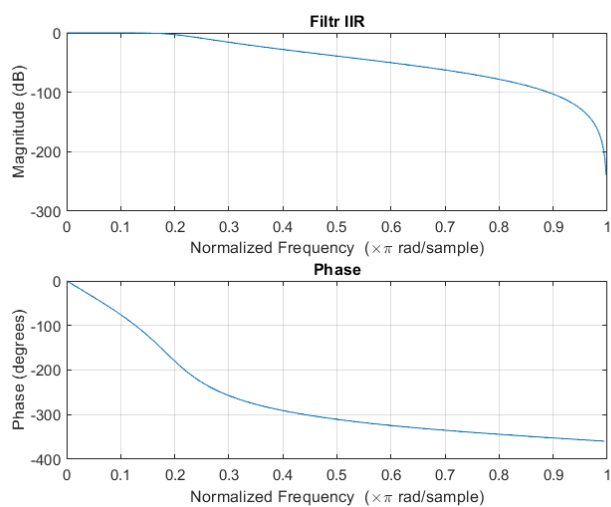


2

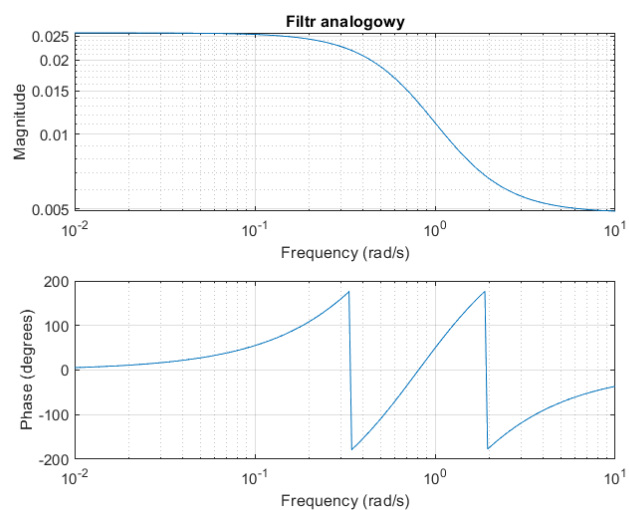
Rys. 23: Wykresy charakterystyk filtru IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 4) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 10 [Hz]



Rys. 24: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 4 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 10[Hz]



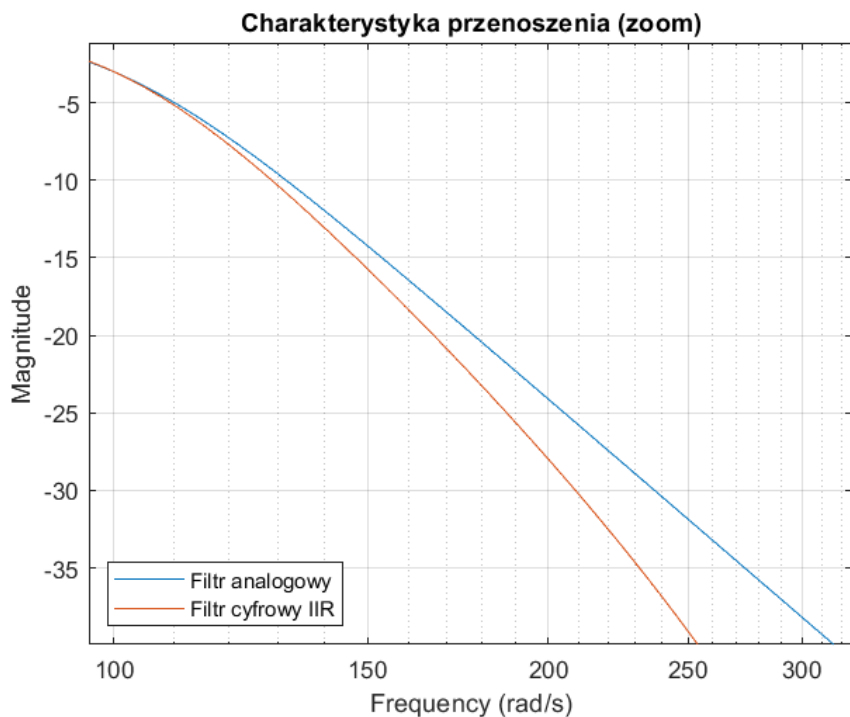
1



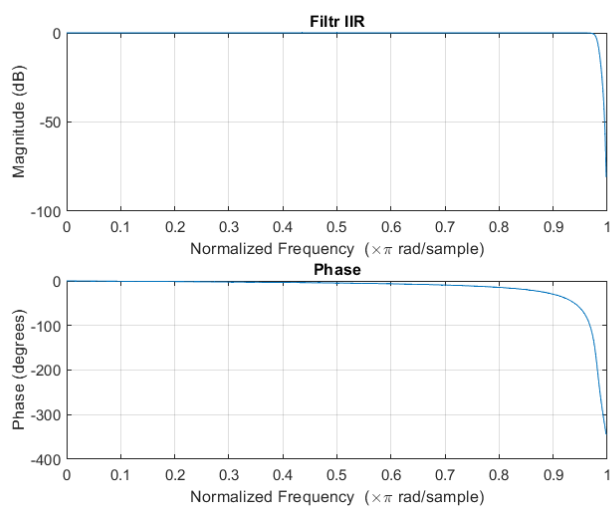
2

Rys. 25: Wykresy charakterystyk filtru IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 4) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 100 [Hz]

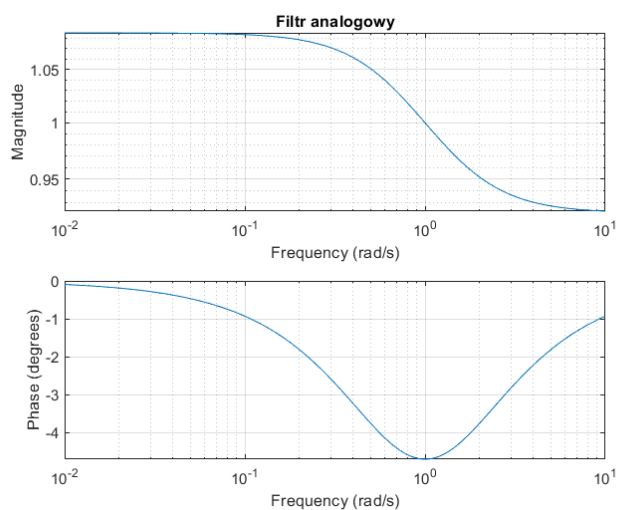




Rys. 26: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 4 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 100[Hz]

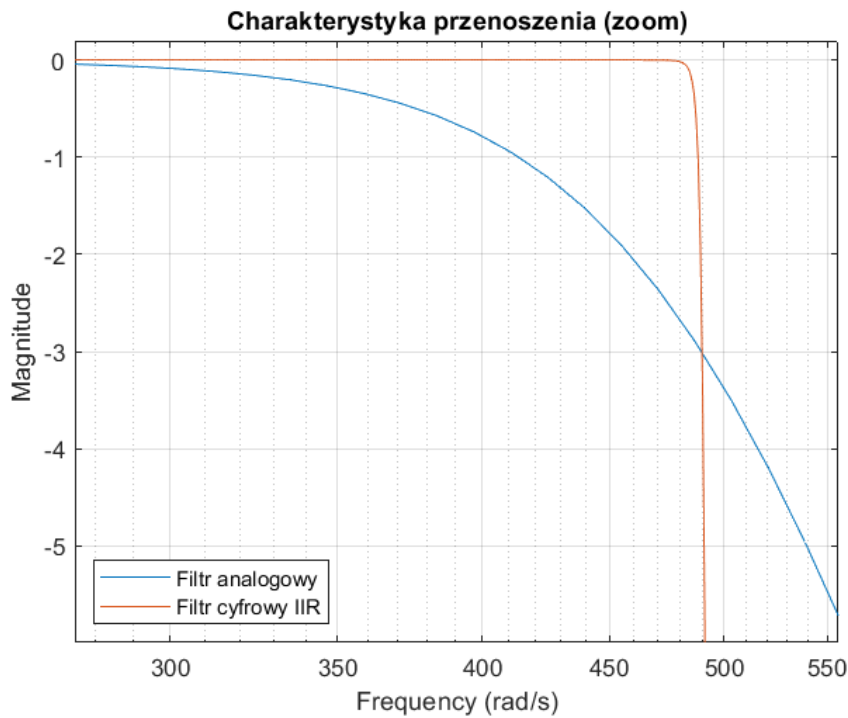


1



2

Rys. 27: Wykresy charakterystyk filtra IIR (Butterworth'a, dolnoprzepustowy, rzędu 4) (1) oraz jego analogowy odpowiednik o tym samym rzędzie (2) dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 490 [Hz]



Rys. 28: Charakterystyka amplitudowa obu filtrów o rzędzie 4 z zastosowanym przybliżeniem na początek jej części przejściowej dla częstotliwości próbkowania równej 1000 [Hz] oraz częstotliwości granicznej równej 490[Hz]

## 5.

Długości odpowiedzi impulsowej dla odpowiednich częstotliwości granicznych wynoszą:

- $cutoffFreq = 10$  :  $length = 412$
- $cutoffFreq = 100$  :  $length = 43$
- $cutoffFreq = 200$  :  $length = 25$
- $cutoffFreq = 300$  :  $length = 25$
- $cutoffFreq = 400$  :  $length = 43$
- $cutoffFreq = 490$  :  $length = 412$

## 6.

### a)

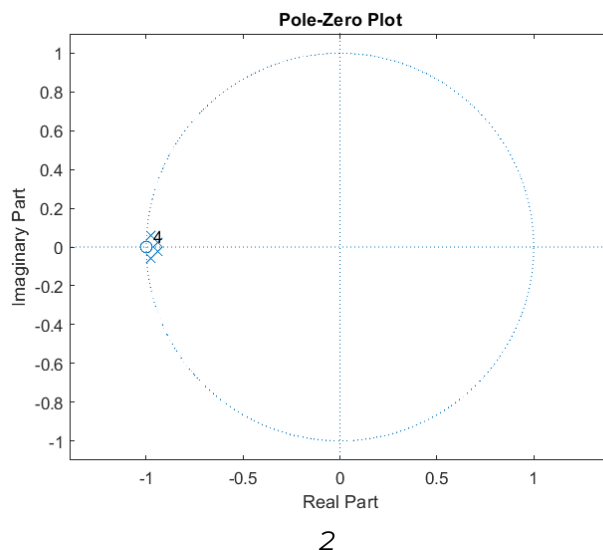
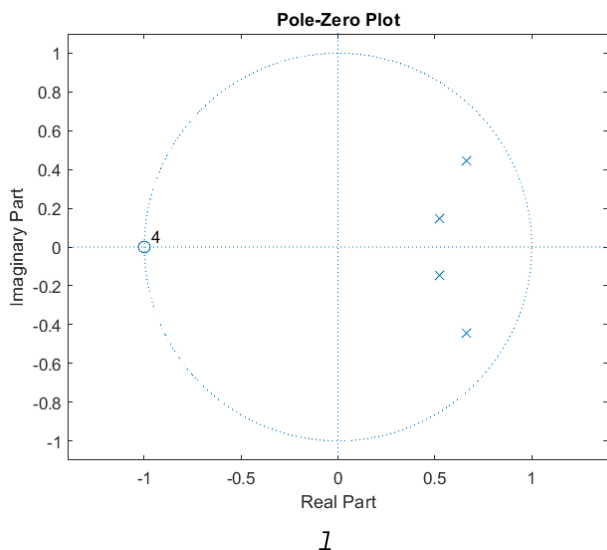
Przy niskich częstotliwościach granicznych, gdzie charakterystyki filtru mają większy zakres przenoszenia, zgodność między filtrami cyfrowymi i analogowymi jest lepsza.

Natomiast przy wysokich częstotliwościach granicznych, gdzie charakterystyki mają węższe pasmo przenoszenia, różnice są szczególnie widoczne w obszarze częstotliwości bliskich granicy filtru. Powodem tego jest zjawisko zwane "przesunięciem częstotliwości" (ang. frequency warping), które występuje przy przekształcaniu filtru analogowego na cyfrowy. Częstotliwości są skalowane i przesuwane, co może prowadzić do zmiany kształtu charakterystyk. Efektem tego jest, że odpowiednie dopasowanie charakterystyk między filtrami cyfrowymi i analogowymi może być trudniejsze, zwłaszcza w przypadku filtrów o wąskim paśmie przenoszenia.

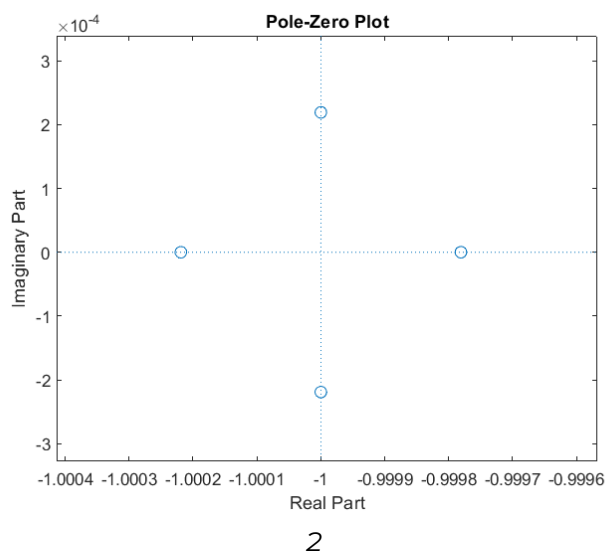
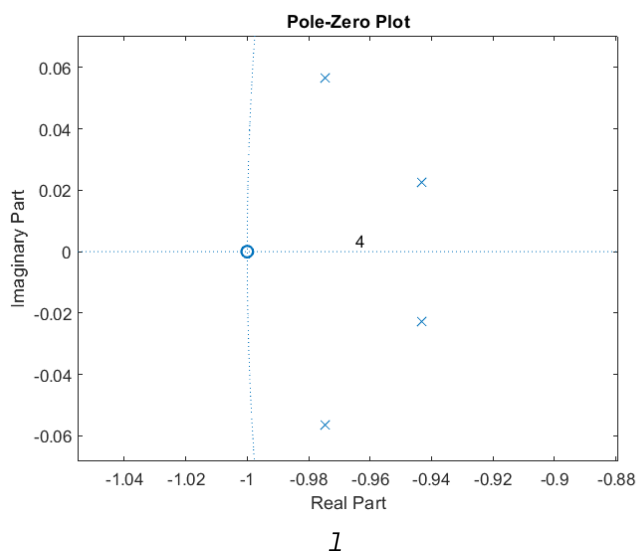
### b)

Aby uzyskać dobrą zgodność z prototypem analogowym, częstotliwość próbkowania powinna być wystarczająco wysoka, aby przenosić częstotliwości w pobliżu częstotliwości granicznej filtra analogowego. Częstotliwość graniczna powinna być zatem co najmniej kilka razy mniejsza niż częstotliwość próbkowania, widać to na rysunkach z podpunktu 5.

c)



Rys. 29: Wykresy położenia zer i biegunów wraz z okręgiem jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej dla rzędu filtra równego 4 oraz częstotliwości granicznej równej 100 [Hz] (1) oraz 490 [Hz] (2)



Rys. 30: Wykres położenia zer i biegunów wraz z okręgiem jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej dla rzędu filtra równego 4 oraz częstotliwości granicznej równej 490 [Hz], ze zbliżeniem na dokładniejsze umiejscowienie biegunów (1) oraz większe zbliżenie w celu lepszego określenia położenia zer (2)

Długość odpowiedzi impulsowej jest bezpośrednio powiązana z położeniem biegunów filtra. Bieguny filtra IIR są pierwiastkami równania charakterystycznego filtra. Są one odpowiedzialne za kształtowanie charakterystyki amplitudowej i fazy filtra. Im bardziej oddalone są bieguny od jednostkowego koła, które to określa stabilność filtra, na płaszczyźnie zespolonej, tym bardziej złożona jest odpowiedź impulsowa i bardziej wyraźne są cechy filtra. Tym samym im bardziej oddalone są bieguny od centrum okręgu jednostkowego tym dłuższą odpowiedź impulsową otrzymujemy. Z przebadania filtra pod kątem zmiany częstotliwości granicznej z otrzymanych wykresów dla biegunów zauważamy zgodność z wyżej podanym stwierdzeniem. Długość odpowiedzi impulsowej maleje (dla przypadku filtra rzędu 4 do do 24 próbek) dla stosunku częstotliwości granicznej do częstotliwości próbkowania do wartości 0.25, następnie rośnie do wartości 0.5 (bez osiągnięcia tego punktu ze względu na twierdzenie Nyquista-Shannona). Jest tak gdyż zmiana wartości częstotliwości granicznej wpływa na położenie biegunów.

## 4.6 Projektowanie filtrów IIR o dowolnej charakterystyce przenoszenia.

### 1.

Poniżej przedstawiam własny projekt prostego filtra equalizera z częstotliwościami unormowanymi do częstotliwości Nyquista.

#### a)

Charakterystyka częstotliwościowa filtra equalizera podkreśla lub tłumi określone pasma częstotliwości. Na przykład, można zdefiniować wzmacnianie dla pewnych częstotliwości, aby wzmocnić dźwięki basowe lub wokale, lub można zastosować tłumienie w celu redukcji niepożądanych szumów lub interferencji. Equalizer może mieć różną liczbę pasm, na przykład 3-pasmowy, 5-pasmowy, 10-pasmowy itp. Każde pasmo może mieć swoje własne częstotliwości centralne i wzmacnienia. Filtry equalizerów są szeroko stosowane w dziedzinie dźwięku i muzyki. Znajdują zastosowanie w nagrywaniu dźwięku, miksowaniu, masteringu, odtwarzaniu dźwięku w urządzeniach audio, systemach kina domowego, nagłośnieniach, studiach nagraniowych itp. Pozwalają na dostosowanie brzmienia do preferencji słuchacza lub usunięcie niepożądanych zakłóceń.

#### b)

```
freqs = [0 0.1 0.2 0.3 0.4 0.5 0.6 0.7 0.8 1];
gains = [0 0 5 1 0 0 1 5 0 0];



---


%% Obliczenie filtra metodą Yule-Walker'a

filterOrder = length( freqs )*6;
[b, a] = yulewalk(filterOrder, freqs, gains);



---


%% Wykresy - funkcja przenoszenia, bieguny i zera

figure, plot(freqs, gains);
hold on;
grid on;

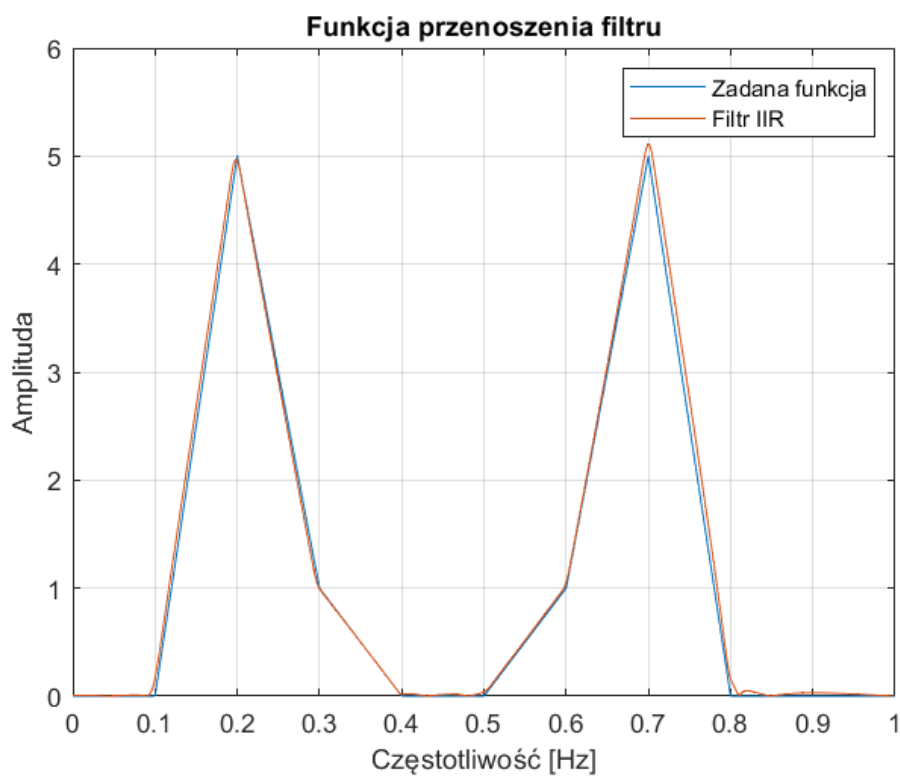
[hz, wz] = freqz(b, a);
fz = wz ./ pi;

plot(fz, abs(hz));
legend("Zadana funkcja", "Filtr IIR");

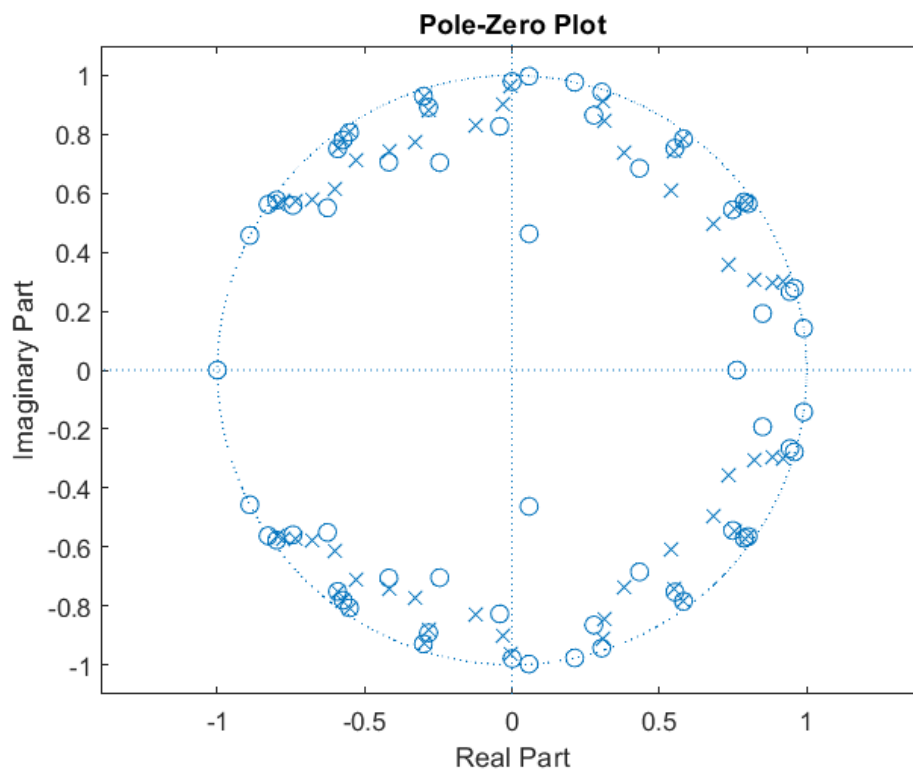
figure, zplane(b, a);
figure, impz(b, a);
```

Rys. 31: Kod programu MATLAB implementujący projekt filtra equalizera

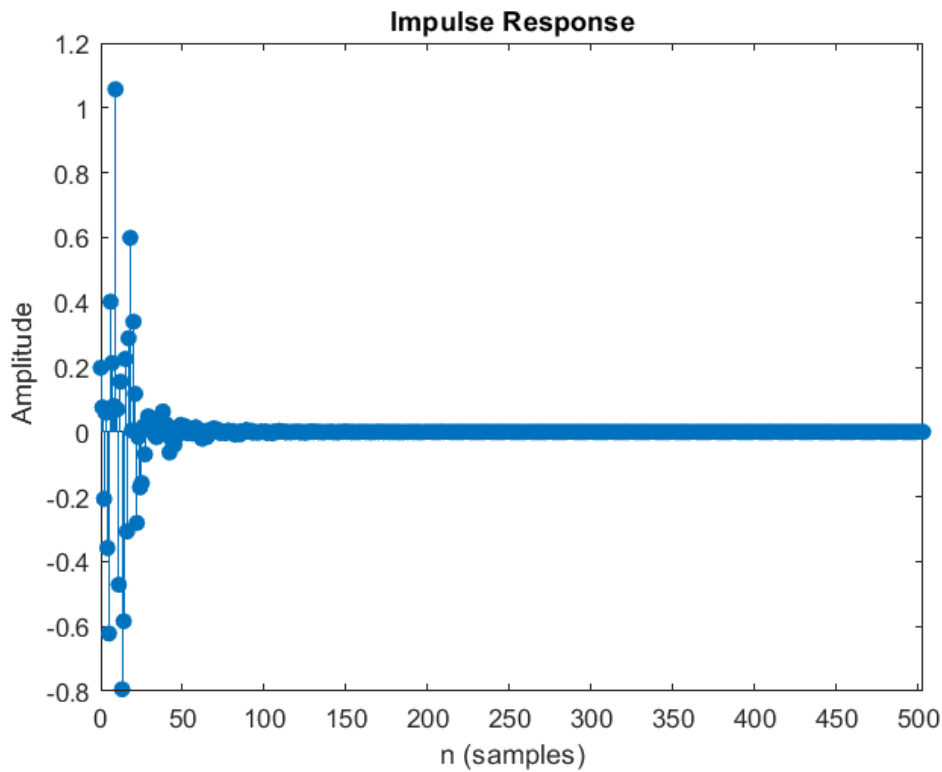
c)



Rys. 32: Funkcja przenoszenia filtru projektowanego metodą Yule-Walker'a dla rzędu filtru równego długości 6-krotnie większej od wektora wzmocnień



Rys. 33: Wykres położenia zer i biegunów wraz z okręgiem jednostkowym na płaszczyźnie zespolonej dla rzędu filtru równego długości 6-krotnie większej od wektora wzmocnień



Rys. 34: Wykres odpowiedzi impulsowej filtru dla rzędu filtru równego długości 6-krotnie większej od wektora wzmocnień

**d)**

Projekt filtru equalizera przy zastosowaniu rzędu filtru równego długości 6-krotnie większej od wektora wzmocnień z dobrym przybliżeniem się udał. Dla tak przyjętych wartości wszystkie bieguny znajdują się wewnątrz okręgu jednostkowego 33 co świadczy o jego stabilności. Przy zastosowaniu większej wartości rzędu tracimy jego stabilność co nie jest akceptowalne. Nasz rząd filtru wynosi zatem  $6 \cdot 10 = 60$ .

## 4.7 Usunięcie echa filtrem IIR

**1.**

**a)**

Idea projektowania filtra usuwającego echo wynika z potrzeby eliminacji niepożądanych powtórzeń dźwięku, które powstają w wyniku odbicia fali dźwiękowej od przeszkód w otoczeniu. Echo może powodować zakłócenia i utrudniać zrozumienie oryginalnego sygnału. Aby zredukować echo, stosuje się techniki filtracji adaptacyjnej. Filtr adaptacyjny działa na zasadzie estymacji i odjęcia składowej echo z oryginalnego sygnału. Filtr analizuje poprzednie próbki sygnału, identyfikuje składową echo i generuje odpowiednią funkcję odwrotną, która jest odejmowana od sygnału wejściowego

**b)**

Postać funkcji przenoszenia w ogólnej formie oraz dla naszego przypadku:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_n z^{-n}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}} = \frac{2}{1 + z^{-8820}} \quad (3)$$