



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg  
*Hamburg University of Applied Sciences*

Digitale Signalverarbeitung

---

## Labor Nr. 3: FIR Filter

---

*Autoren:*

Tommy JAHNKE  
Nils PARCHE

*Professor:*

Prof. Dr. VOLLMER

22. November 2017

---

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Beschreibung</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Attachments</b>	<b>2</b>
2.1	A1 Tiefpassentwurf mit <code>fir()</code> . . . . .	2
2.2	A2 Tiefpassentwurf mit <code>firpm()</code> . . . . .	5
2.3	B Bandpass-Filterentwurf . . . . .	10
2.4	C1 Analoge Übertragungscharakteristik des DSK Boards . . . . .	13
2.5	C2 Echtzeit-Festkomma-Implementierung des FIR-Filters . . . . .	14
2.6	C3 Vergleich des Amplitudenganges vom FIR-Filter Matlab - DSK Board . . . . .	15
2.7	D Profiling FIR-ISR . . . . .	16
2.8	E Tiefpasstransformation mit $h_{TP} \rightarrow h_{HP}$ (Substitution: $z = -z$ ) . . . . .	17
2.9	F Weichenfilter Amplitudengang Hoch- und Tiefpass . . . . .	19
2.10	G Tiefpasstransformation mit $h_{TP} \rightarrow h_{HP}$ (Änderung des mittleren Koeffizienten) . . . . .	21
<b>3</b>	<b>Fazit</b>	<b>22</b>

---

# 1 Beschreibung

Die Labordurchführung wurde nach der Praktikumsbeschreibung „FIR Filter Implementierung in MATLAB und in C“ bearbeitet. In dieser Beschreibung wird davon ausgegangen, dass die Laborbeschreibung vorliegt.

In dem nachfolgenden Bericht wird der FIR-Filter theoretisch untersucht und als  $h_{TP}$ ,  $h_{HP}$  und  $h_{BP}$  auf einem DSP Implementiert und untersucht.

## 2 Attachements

### 2.1 A1 Tiefpassentwurf mit fir()

Mit der Matlab Funktion `fir()` ist ein FIR-Tiefpassfilter zu entwerfen. Als Defaulteinstellung wird als Fensterfunktion das Hamming-Fenster verwendet. Um die geforderten Grenzwerte einzuhalten muss zunächst die Filterordnung mit dem M.File `Kaiser_Order_01.m` bestimmt werden. Die Ordnung des Filters beträgt damit nach Abschätzung mit der Kaiser-Formel  $N = 23$ . Die Koeffizienten werden mit dem M.File `fir_1.m` gemäß Listing 2 bestimmt. Außerdem wird der Amplitudengang ( $x$ =normiert auf  $F_s/2$ ), das Zeitsignal und der Frequenzgang vor sowie nach dem Filter in einem Diagramm ausgegeben. In den Abbildungen 2 und 3 kann gut erkannt werden, dass die ripple im Pass- und Stopband eingehalten werden. Die normierten Filterkoeffizienten (normiert auf  $\pm 1$ ) müssen für die spätere Implementierung in den DSP auf 16-Bit Integer werte angepasst werden. Dazu werden die Koeffizienten mit einem Korrekturfaktor versehen. In Abbildung 1 sind die Änderungen von Listing 2 aufgeführt.

Korrekturwert maximal  $1 \approx 32767 \rightarrow 1\text{-Bit Vorzeichen} + 15\text{-Bit Wertebereich}$ .

$$b_k(x) = b(x) * 2^{15} - 1 \quad (1)$$

Parameter	Werte
Eckfrequenz Durchlassbereich	1800 Hz
Eckfrequenz Sperrbereich	2600 Hz
Maximaler Ripple im Durchlassbereich	0.5 db
Minimale Sperrdämpfung	40 db
Abtastfrequenz	8000 Hz

```

1 N=23; %FIR1 requires filter order (N) to be EVEN when gain = 1 at Fs/2.
2 % Normierte Eckfrequenz im Durchlassbereich auf Fs/2. 1800 Hz/4000Hz = 9/20
3 % = 0.45
4 % Normierte Eckfrequenz im Sperrbereich auf Fs/2. 2600 Hz/4000 Hz = 13/20 = 0.65
5 W=(9/20); %Specify TP filter with stop band
6 B=fir1(N,W,'DC-1') %Design FIR Filter using default Hamming window.
7 correction = 32767; % Correction for 16-bit integer normalized 1
8 B_correction =int16(B*correction) %cast B to 16 bit short Int
9 %create header file fir_coef.h (FIR filter coefficients)

```

Listing 1: `fir_2a.m` Matlab-File Auszug - Tiefpassfilter Ordnung 23

```

1 #define N 24
2 short h[N]={
3     -38,    73,    123,   -145,   -422,    167,   1080,    126,
4     -2332, -1431,  5700,  13482,  13482,  5700,  -1431,  -2332,
5     126,   1080,   167,   -422,   -145,   123,    73,    -38,
6 };

```

Listing 2: FIR-Filter Koeffizienten Ordnung 23

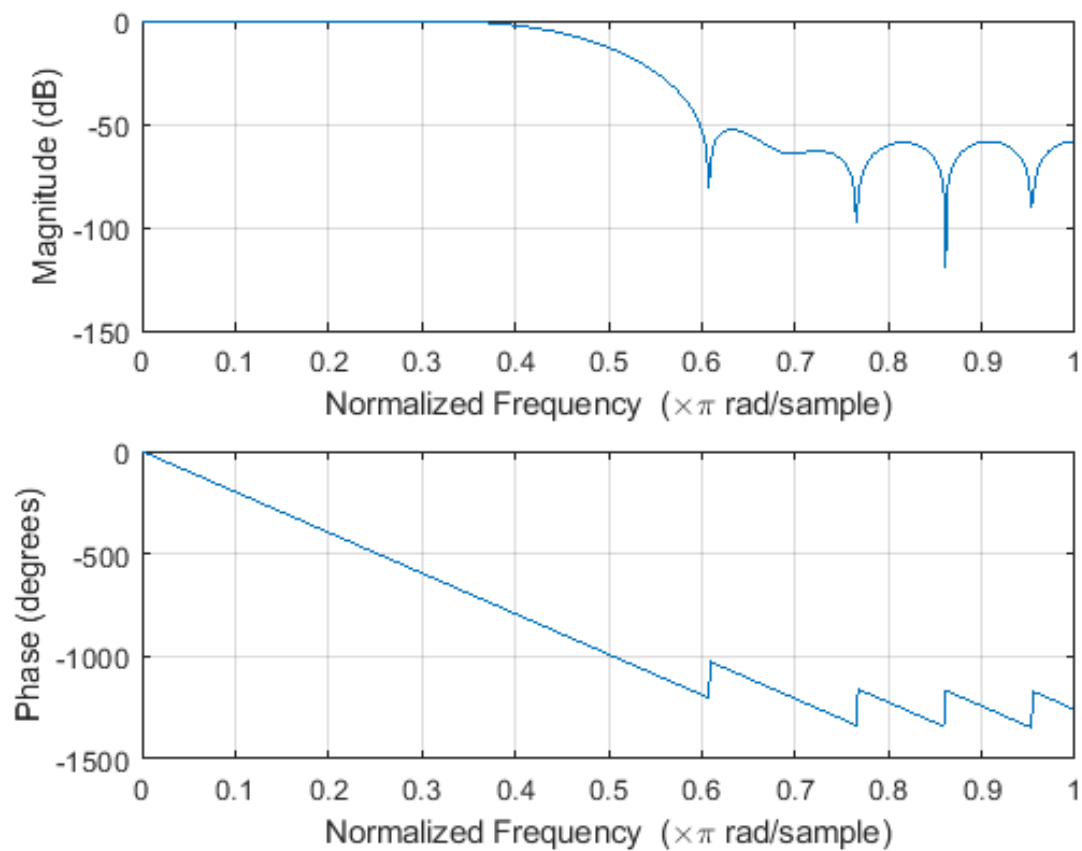


Abbildung 1: Amplituden und Phasengang - FIR-Filter Tiefpass

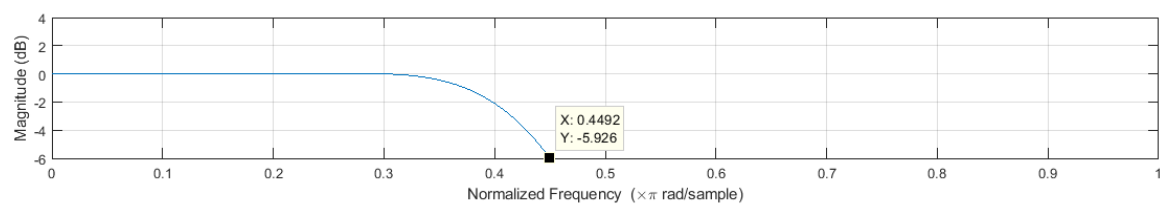


Abbildung 2: Amplitudengang skaliert auf das Passband

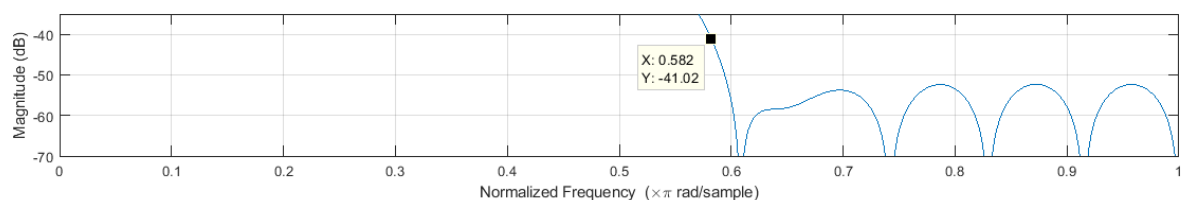


Abbildung 3: Amplitudengang skaliert auf das Stopband

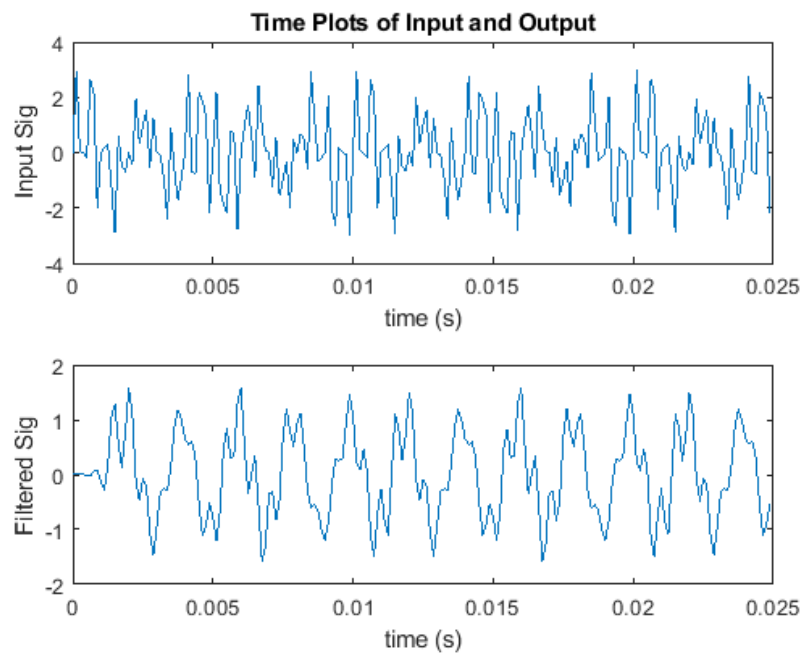


Abbildung 4: Eingangs- und gefiltertes Ausgangszeit-signal - FIR-Filter Tiefpass

Im Zeitsignal zeigt sich ebenfalls das Tiefpassverhalten. Es werden hohe Frequenzanteile am Filterausgang ausgefiltert wie in Abbildung 2 zu erkennen ist.

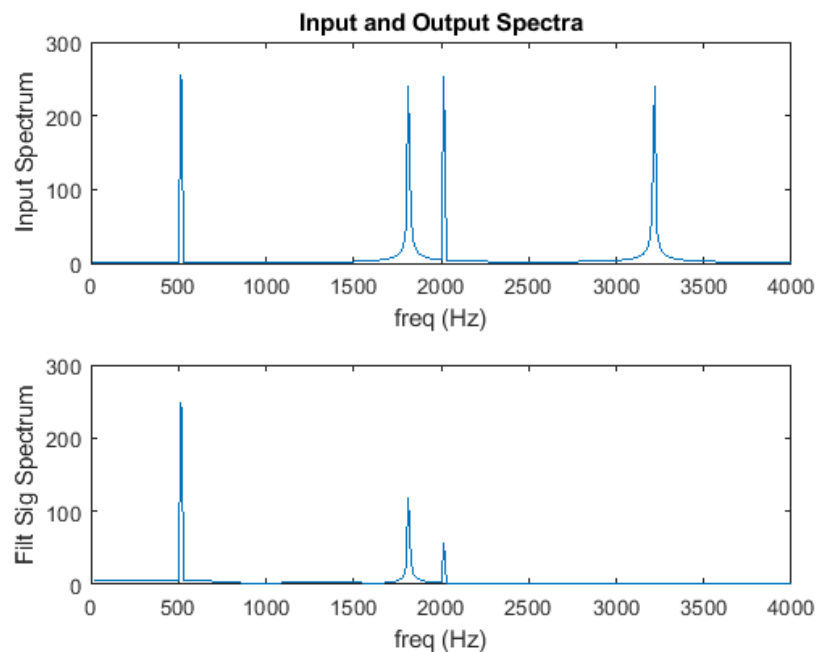


Abbildung 5: Eingangs- gefiltertes Ausgangs Frequenzspektrum

Das Frequenzspektrum ist in Abbildung 2 zu erkennen. Es zeigt die Sinussignale bei verschiedenen Frequenzen. Zu erkennen ist das die Signalanteile ab der Durchlassgrenzfrequenz (1800 Hz) schon stark gedämpft werden.

## 2.2 A2 Tiefpassentwurf mit firpm()

Alternativ zur Funktion fir1() soll jetzt die Funktion firpm() verwendet werden um einen FIR-Tiefpassfilter in MATLAB zu entwerfen. In Code-Listing 3 sind die Funktionsparameter beschrieben. Die Koeffizienten müssen wie in Kapitel 2.1 angepasst werden.

```

1 % fir_2b.m
2 % FIR filter design example using the MATLAB firpm function
3 % Autor: Nils Parche, 19.11.2017
4
5 Fs=8e3; %Specify Sampling Frequency
6 Ts=1/Fs; %Sampling period.
7 Ns=512; %No of time samples to be plotted.
8 F=[1800 2600]; %Cutoff frequenzcy
9 A=[1 0]; % Desired amplitude
10 RP = 0.5; % Passband ripple
11 RS = 40; % Stopband ripple
12 DEV = [(10^(RP/20)-1)/(10^(RP/20)+1) 10^(-RS/20)];
13
14 [N, FO, AO, W] = firpmord(F, A, DEV, Fs);
15 N = N+2; % Korrektur der Filterkoeffizienten um die Sperrdaempfung zu erreichen
16 B=firpm(N, FO, AO, W) %Design FIR Filter using default Hamming window.
17 correction = 32767;
18 %B_correction = cast((B*correction),'uint16') %cast B to 16 bit short Int
19 B_correction = floor(B*correction);

```

Listing 3: fir\_2b.m Matlab-File Auszug - Tiefpassfilter Ordnung 16/18

```

1 #define N 17
2 short h[N]={
3     188,   -728,   -820,   1152,   1017,  -2848,  -1258,  10203,
4     17728, 10203,  -1258,  -2848,   1017,   1152,   -820,   -728,
5     188,};

```

Listing 4: FIR-Filter Koeffizienten Ordnung 16

Mit der Koeffizientenanzahl, die von der Funktion firpmord zurückgeliefert wird kann die geforderte Sperrdämpfung von 40 db nicht eingehalten werden. Der Amplitudengang ist in Abbildung 6, 7 und 8 dargestellt. **Dieser Zustand ist uns erst in der Versuchsnachbereitung aufgefallen, sodass wir alle folgenden Kapitel mit den Filterkoeffizienten der Filterordnung 16 bearbeitet haben.** In den nachfolgenden Kapiteln werden wir diesen Zustand nicht weiter behandeln.

Um die geforderten Parameter dennoch einhalten zu können müsste man die Koeffizienten um 2 erhöhen. Dadurch würde es ein Filtersystem 18 Ordnung ergeben und die in den Abbildungen 9, 10 und 11 gezeigten Amplitudenverläufe zeigen.

Des weiteren ist zu beobachten, dass die Eckfrequenz des Passbereiches sich auf etwa  $\approx 2.15$  kHz verschoben hat. Die Eckfrequenz des Sperrbereiches allerdings fest auf 2.6 kHz geblieben ist.

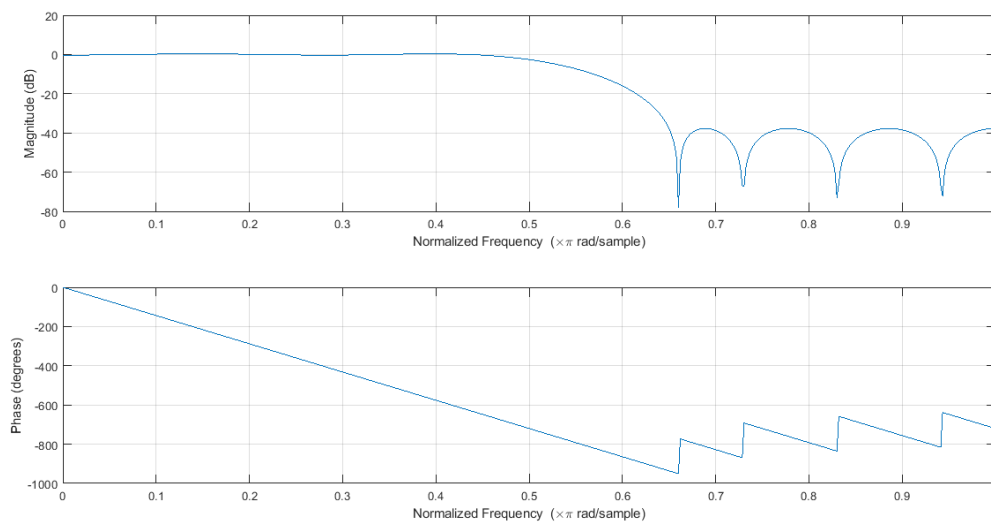


Abbildung 6: Amplituden und Phasengang - FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 16

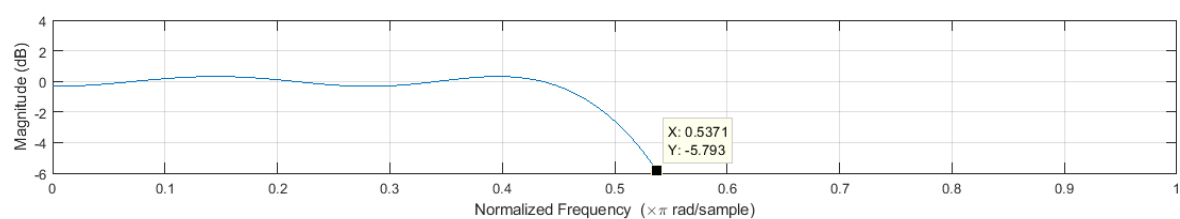


Abbildung 7: Amplitudengang skaliert Passband FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 16

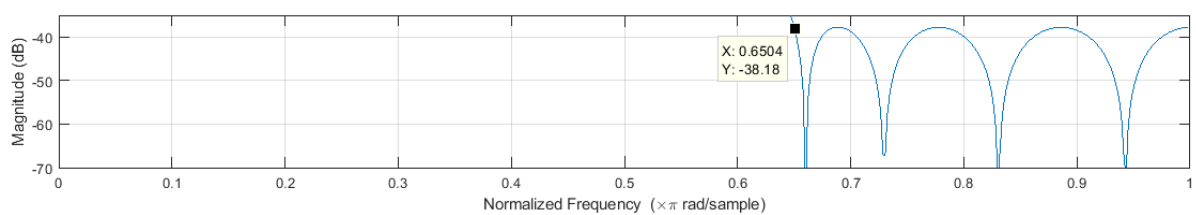


Abbildung 8: Amplitudengang skaliert Stopband FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 16



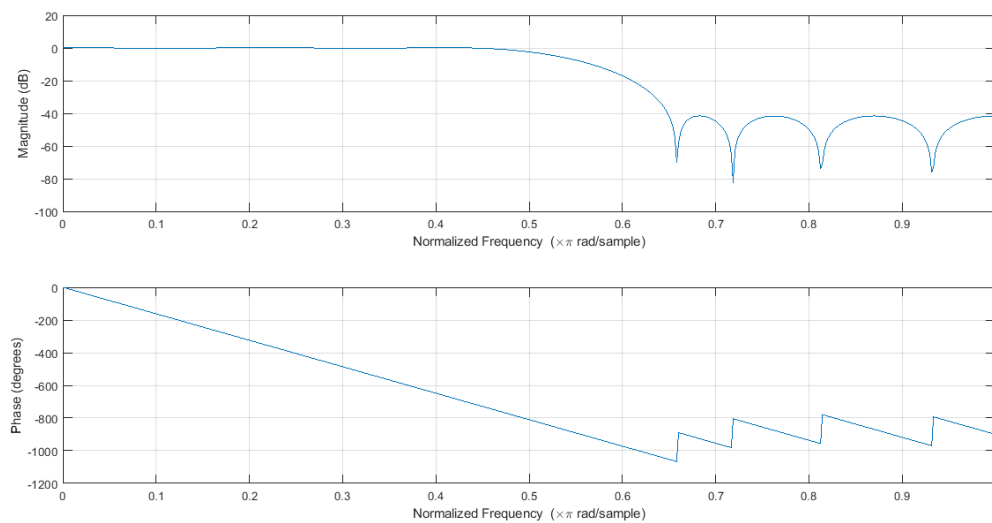


Abbildung 9: Amplituden und Phasengang - FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 18

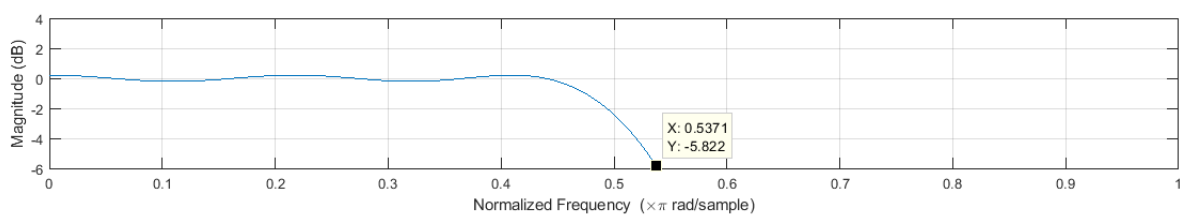


Abbildung 10: Amplitudengang skaliert Passband FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 18

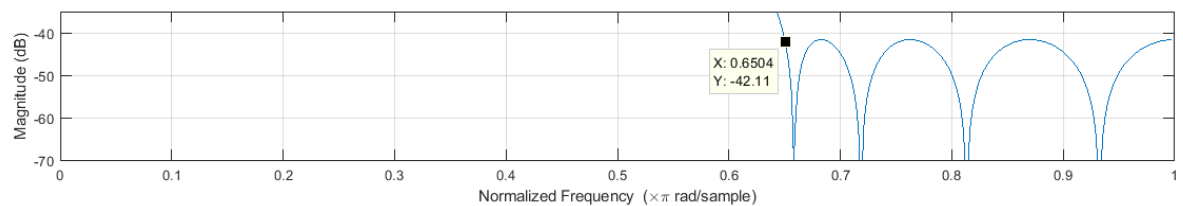


Abbildung 11: Amplitudengang skaliert Stopband FIR-Filter Tiefpass - Ordnung: 18

```

1 #define N 19
2 short h[N]={
3     291,   538,  -523,  -724,  1219,  1030, -2887, -1247,
4     10217, 17712, 10217, -1247, -2887,  1030,  1219,  -724,
5     -523,   538,   291,};

```

Listing 5: FIR-Filter Koeffizienten Ordnung 18

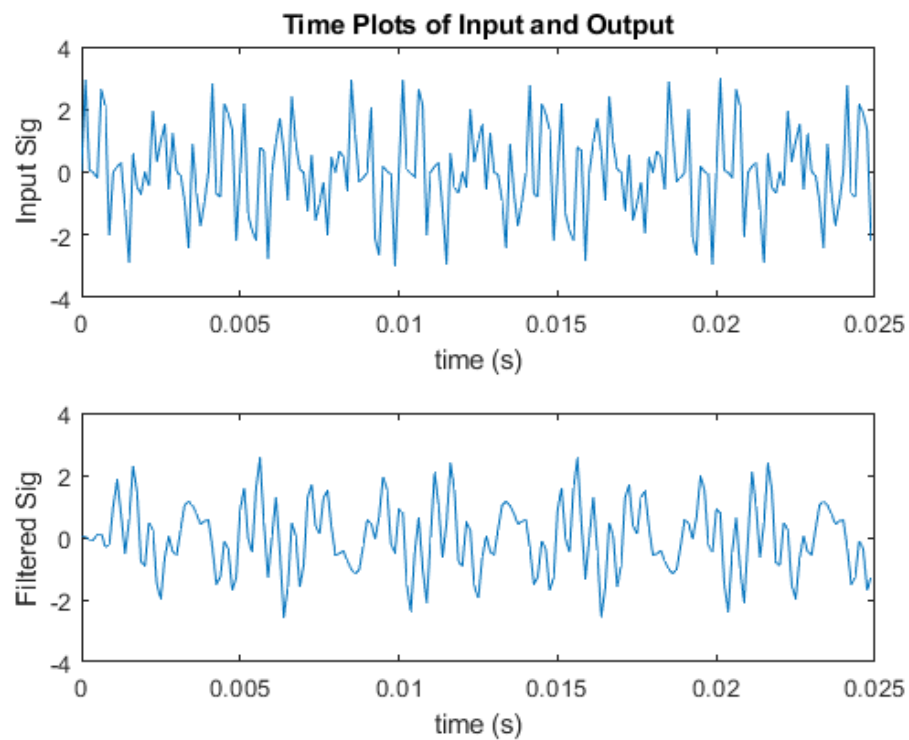


Abbildung 12: Eingangs- und gefiltertes Ausgangssignal - FIR-Filter Tiefpass

Im Zeitsignal welches Abbildung 12 darstellt sind wie erwartet die hohe Frequenzanteile im Ausgangssignal ausgefiltert.

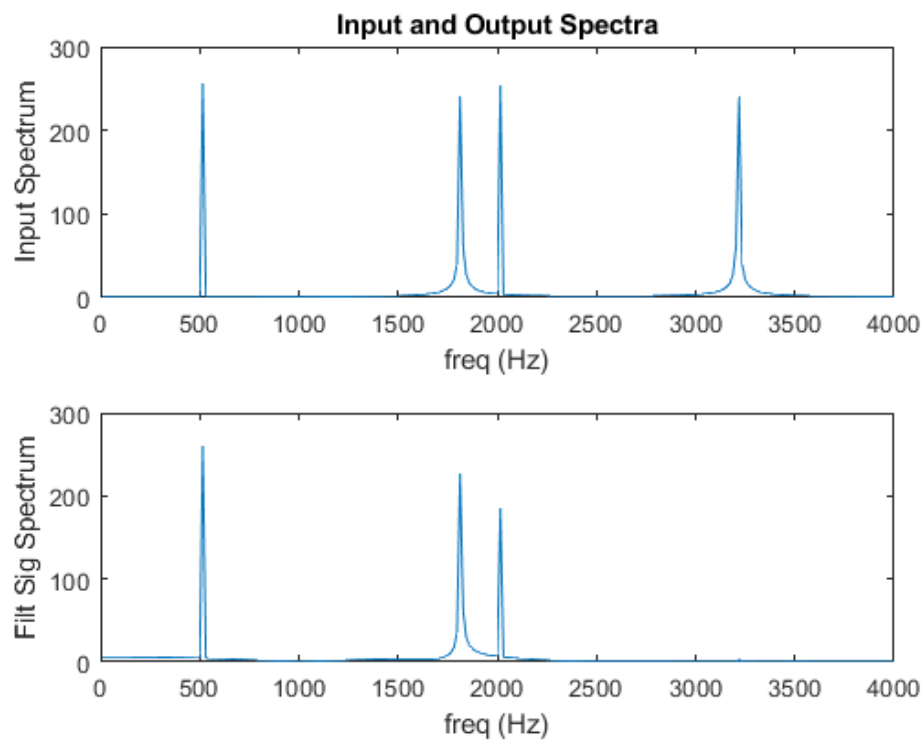


Abbildung 13: Eingangs- gefiltertes Ausgangs Frequenzspektrum

Das Frequenzspektrum zeigt das die Signalanteile die an der Konfigurierten-Eckfrequenz (1800 Hz) des Durchlassbereiches liegen nicht mehr so stark gedämpft werden. Was durch die Erhöhung der Eckfrequenz auf  $\approx 2.15\text{ kHz}$  verursacht wird.

Im Vergleich der Matlab Funktionen ist zu erkennen das mit `firpm` die Filtercharakteristik besser angenähert werden kann. Es wird eine geringer Filterordnung benötigt und bei Gleichen Sperrbereich ist ein größerer Durchlassbereich mit geringerer Dämpfung möglich.

	<code>fir1</code>	<code>firpm</code>
Filterordnung	23	19
Eckfrequenz Durchlassbereich	1.8 kHz	2.15 kHz
Ripple im Durchlassbereich	$\approx 0\text{db}$	$\approx 0.3\text{db}$

## 2.3 B Bandpass-Filterentwurf

Für den Entwurf eines Bandpassfilters wird das selbe vorgehen wie zur Realisierung eines Tiefpassfilter durchgeführt. In Abbildung 14 sind die Eckfrequenzen des Sperr- und Durchlassbereich markiert. Wie auch schon zuvor beim Tiefpassfilter sind die Eckfrequenzen der Durchlassbereiches nach außen Verschoben, was zu einem Breiteren Durchlassbereich führt. Die Eckfrequenzen des Sperrbereichs sind an den definierten Punkten.

Parameter	Werte
Abtastfrequenz	8 kHz
Passband	0,8 kHz - 2,4 kHz
Transitionband I	0,5 kHz - 0,8 kHz
Transitionband II	2,4 kHz - 2,7 kHz
Minimale Sperrdämpfung	40 db
Maximaler Ripple im Durchlassbereich	0,4 db

```

1 % fir_3.m
2 % FIR filter design example using the MATLAB firpm function
3 % Autor: Nils Parche, 19.11.2017
4
5 Fs=8e3; %Specify Sampling Frequency
6 Ts=1/Fs; %Sampling period.
7 Ns=512; %No of time samples to be plotted.
8 F=[500 800 2400 2700]; %Cutoff frequenzcy
9 A=[0 1 0]; % Desired amplitude
10 RP = 0.4; % Passband ripple
11 RS = 40; % Stopband ripple
12 DEV = [10^(-(RS/20) (10^(RP/20)-1)/(10^(RP/20)+1) 10^(-RS/20))];
13
14 [N, F0, A0, W] = firpmord(F, A, DEV, Fs);
15 N = N+5;
16 B=firpm(N, F0, A0, W) %Design FIR Filter using default Hamming window.
17 %create header file fir_coef.h (FIR filter coefficients)
18 correction = 32767;
19 B_correction =uint16(B*correction) %cast B to 16 bit short Int

```

Listing 6: fir\_3.m Matlab-File Auszug - Bandpassfilter Ordnung 51

```

1 #define N 51
2 short h[N]={
3     -228,   -67,   267,   202,    20,   423,   188,   -342,
4         53,  -186,  -929,  -236,   131,  -595,   462,   1542,
5        218,   709,  1998,  -968, -2072,   306, -4446, -8341,
6       4330, 15371, 4330, -8341, -4446,   306, -2072,  -968,
7       1998,   709,   218,   1542,   462,  -595,   131,  -236,
8      -929,  -186,    53,  -342,   188,   423,    20,   202,
9        267,   -67,  -228,};

```

Listing 7: FIR-Filter Koeffizienten Ordnung 51

In Abbildung 14 ist der charakteristische Frequenzgang dargestellt.

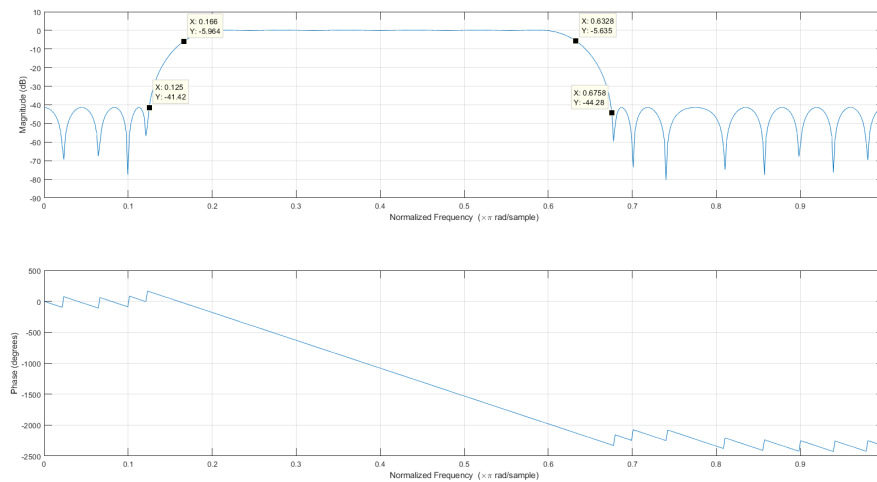


Abbildung 14: Amplituden und Phasengang - FIR-Filter Bandpass

Durch den Bandpassfilter werden die Frequenzanteile im Durchlassbereich nahezu ungedämpft übertragen und die Signalanteile an den beiden Seitensperrbereichen ausgefiltert.

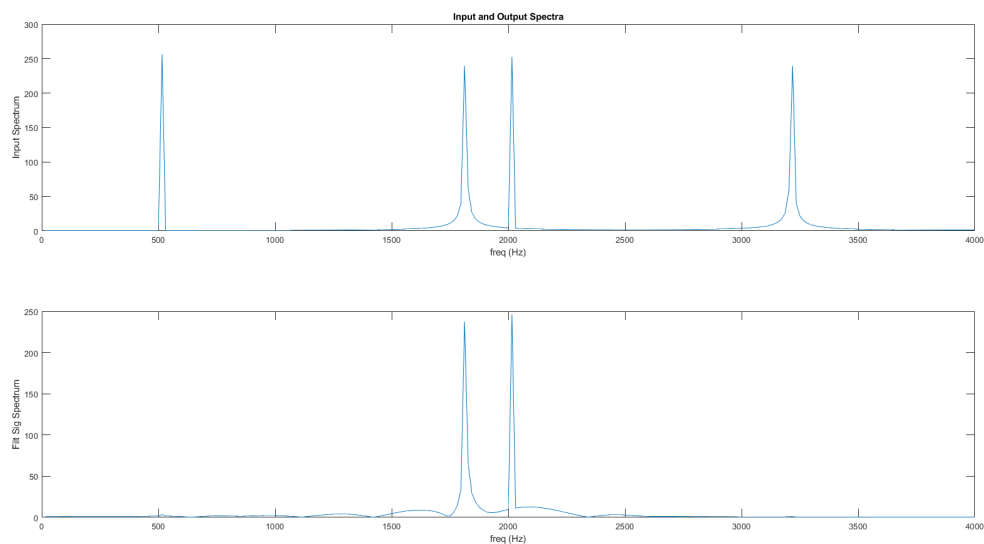


Abbildung 15: Eingangs- gefiltertes Ausgangs Frequenzspektrum

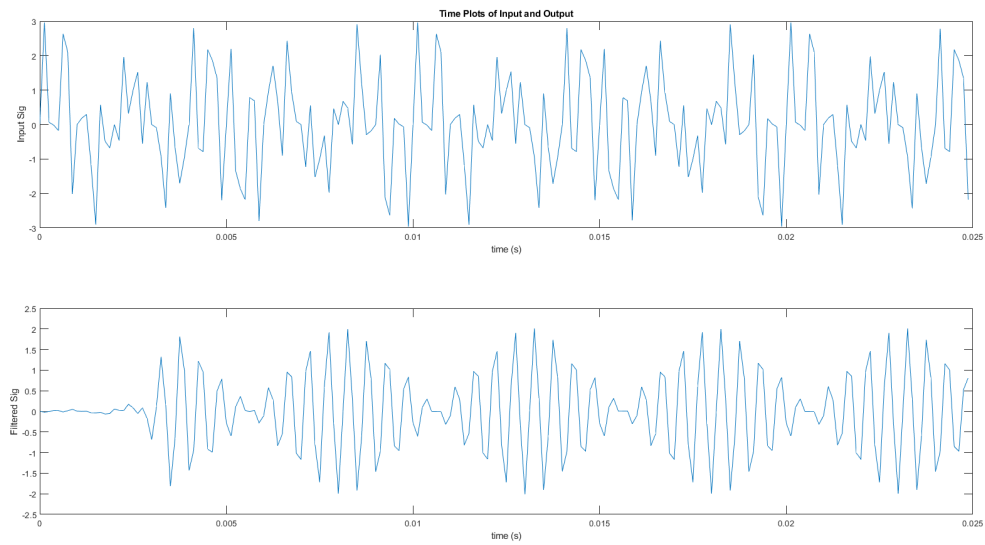


Abbildung 16: Eingangs- und gefiltertes Ausgangszeit-signal - FIR-Filter Bandpass

## 2.4 C1 Analoge Übertragungscharakteristik des DSK Boards

Zu Beginn dieses Laborversuchs wurde ein Projekt zu Eingabe sowie anschließenden Ausgabe dieser eingelesenen Werte realisiert, um den Frequenzgang des DSK-Boards zu bestimmen. Im UVP Analyzer wurde eine Messung mit Frequenzsweep bis 8kHz durchgeführt.

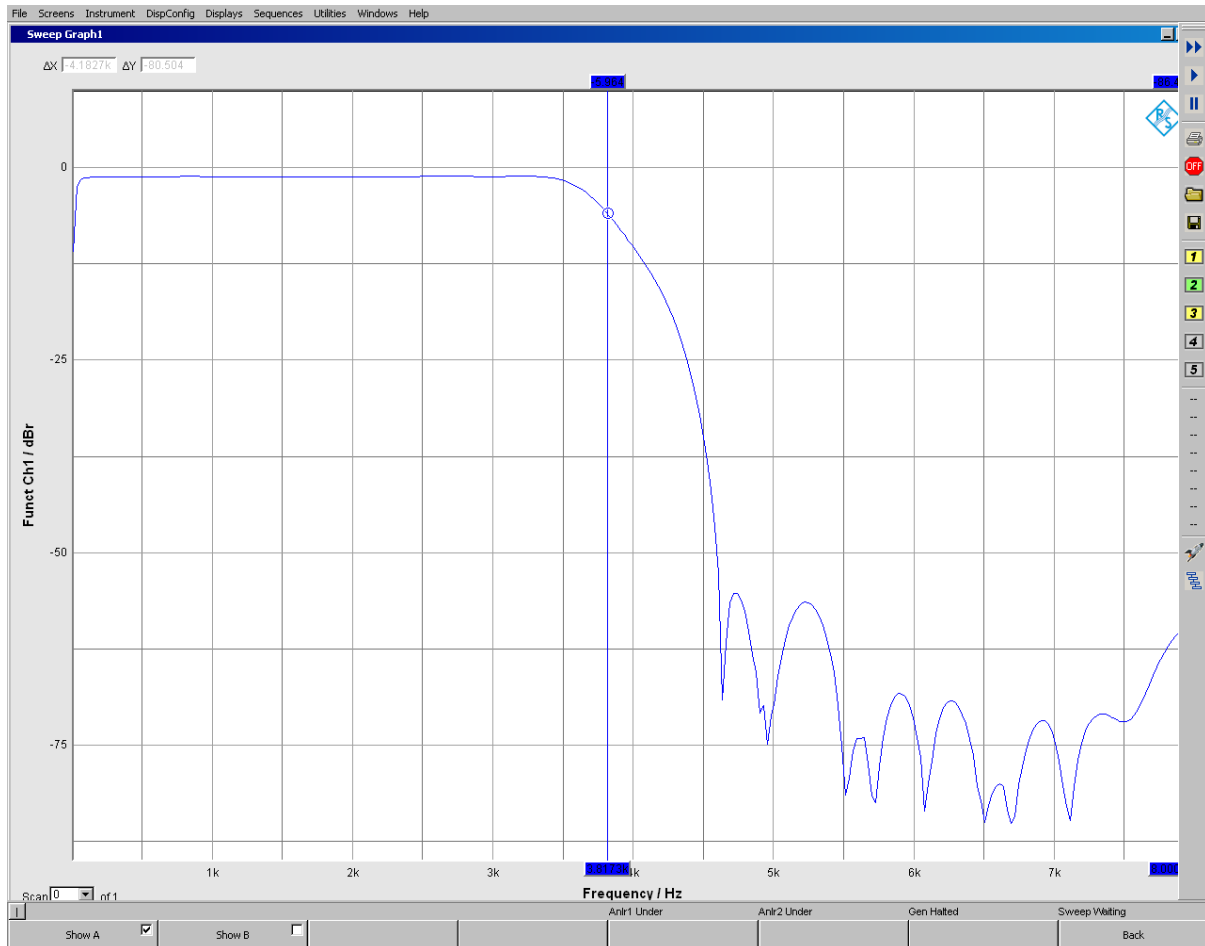


Abbildung 17: Frequenzgang des DSK-Boards

Wir können ganz klar Tiefpassverhalten des DSK-Boards erkennen. Dies ist für die nächsten Messungen zu berücksichtigen.

## 2.5 C2 Echtzeit-Festkomma-Implementierung des FIR-Filters

Alle Projekteinstellungen sowie -konfigurationen wurden nach Laboranleitung durchgeführt.

Folgende Änderungen wurden durch uns in `fir_a.c` ergänzt:

```
1  #include "LP_coeff_firpm.h"
2  ...
3  Uint32 FIR_accu32_TP;
4  short int i, delays[N];
5  ...
6  interrupt void intser_McBSP1()
7  {
8
9      AIC23_data.both = MCBSP_read(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE); //input data
10
11     for (i = N-1 ; i > 0 ; i --){
12         delays[i] = delays[i-1];
13     }
14
15     delays[0] = AIC23_data.channel[LEFT];
16     FIR_accu32_TP = 0;
17
18     for (i = 0 ; i <= N-1 ; i ++){
19         FIR_accu32_TP += delays[i] * h_TP[i];
20     }
21
22     AIC23_data.channel[LEFT] = (short)(FIR_accu32_TP>>15);
23
24     MCBSP_write(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE, AIC23_data.both ); //output 32 bit
        data, LEFT and RIGHT
25
26     return;
27 }
```

Listing 8: `fir_a.c` C-File Auszug - ISR Tiefpass FIR

Diese Implementierung in der for-Schleife ab Zeile 18 sowie die anschließende Überschreibung des Wertes (32 Bit auf 16 Bit) nach Beendigung der for-Schleife ist vorteilhaft bezüglich des Rauschverhaltens/der Genauigkeit, da in der erwähnten for-Schleife mit 32 Bit zugunsten der Genauigkeit gerechnet wird. Hierbei treten nur sehr geringe Rundungsfehler auf. Dieser Wert wird dann erst nach der Berechnung auf 16 Bit gecastet. Somit rechnet man so lange wie möglich mit einer hohen Genauigkeit, ohne allzu große Rundungsfehler zu produzieren.



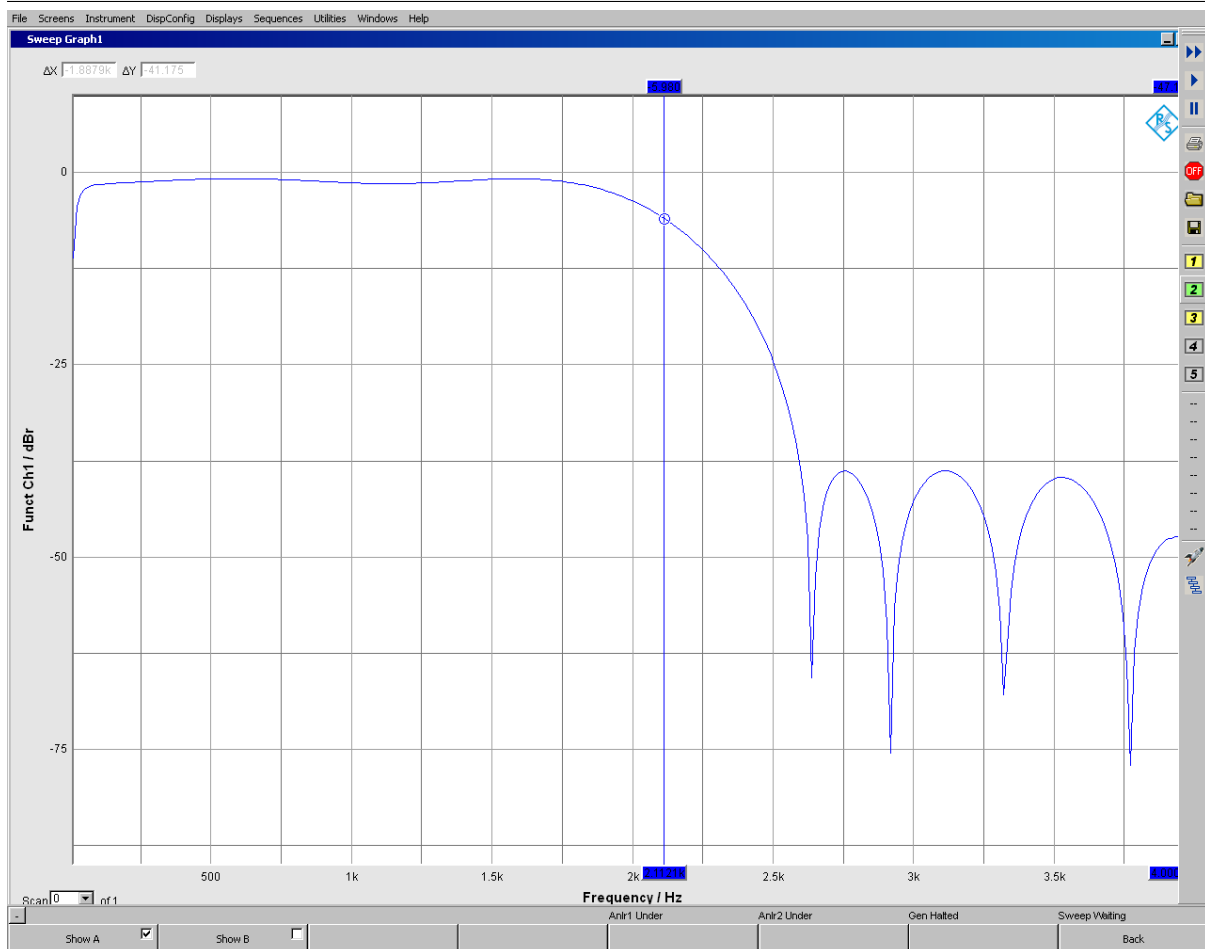


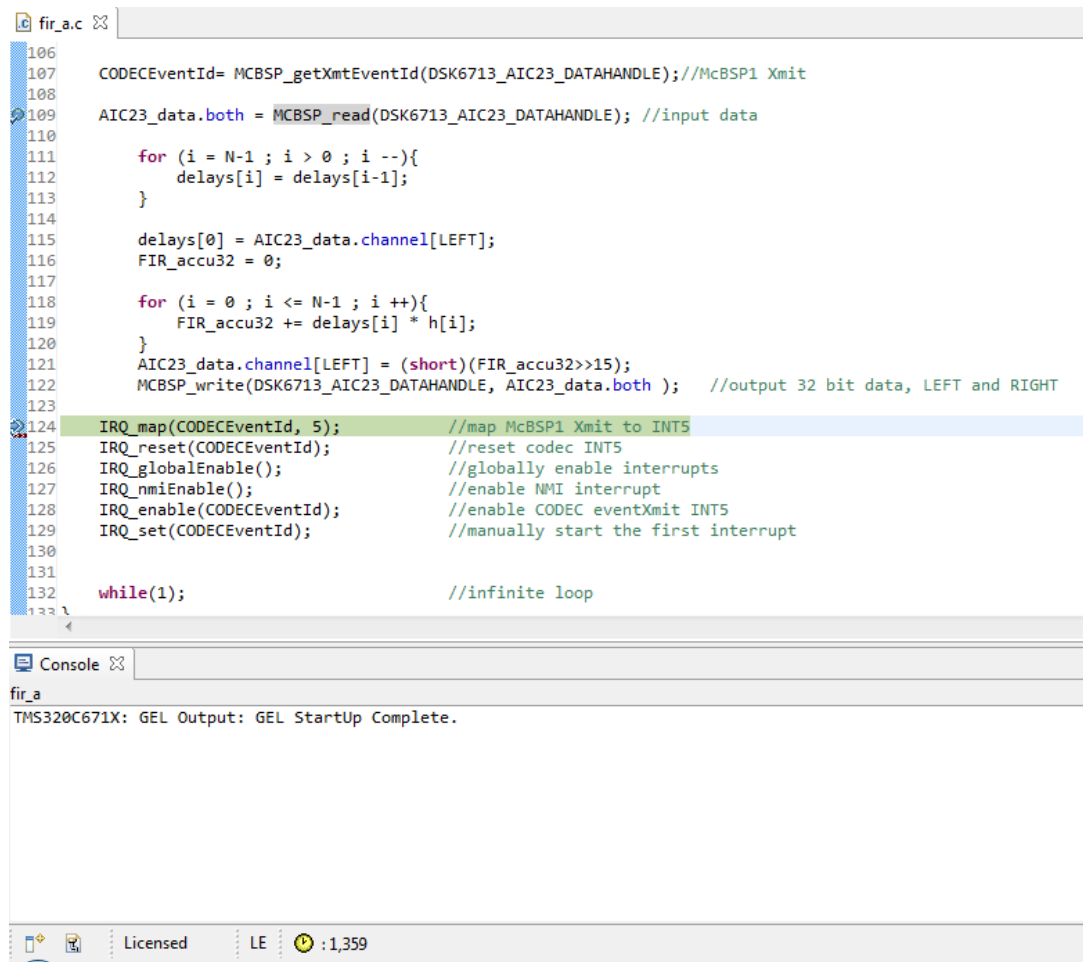
Abbildung 18: Messung: Frequenzgang des Tiefpasses mit einem 4kHz Frequenzsweep

## 2.6 C3 Vergleich des Amplitudenganges vom FIR-Filter Matlab - DSK Board

Bei der Beurteilung des Amplitudenganges des FIR-Filters muss stets ebenso der Amplitudengang des DSK-Boards berücksichtigt werden. Wie auf Abbildung 17 zu sehen, werden Frequenzen ab 3.5 kHz erst wenig, dann ab  $f_g \approx 3.85 \text{ kHz}$  aufgrund des vorgeschalteten Tiefpassfilters (Anti-Aliasingfilter) stärker gedämpft. Mit Berücksichtigung dieser Information fällt beim Frequenzgang des FIR-TP-Filter (Abb. 18) auf, dass die letzte Nebenkeule stärker gedämpft wird als die restlichen vorangegangenen Nebenkeulen. Dies geschieht, da bei einer Startfrequenz von  $\approx 3.8 \text{ kHz}$  der letzten sichtbaren Nebenkeule das Anti-Aliasingfilter des DSK-Boards einen entscheidenden Einfluss bekommt. Dieses Eingangsfiler dämpft bei dieser Frequenz von  $\approx 3.8 \text{ kHz}$  bereits um fast 6 dB. Die Frequenzen  $< 3.8 \text{ kHz}$  befinden sich im Durchgangsbereich des Eingangsfilters. Diese ermittelte Grenzfrequenz ist durch die Wahl unserer internen Abtastfrequenz von 8 kHz bedingt.

## 2.7 D Profiling FIR-ISR

Ein Profiling der FIR-ISR wurde durchgeführt. Hierbei wurden die vergangenen Takte gezählt die benötigt werden, um die ISR vom Eintreten bis zur Beendigung dieser durchzulaufen. Der Inhalt der ISR war bei dieser Messung in die Main (vor Freigabe jeglicher Interrupts) einzufügen. Es wurden eine Anzahl von 1359 Takten bei einer Taktfrequenz von 225Mhz gemessen.



```

106 CODECEventId= MCBSP_getXmtEventId(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE); //McBSP1 Xmit
107
108
109 AIC23_data.both = MCBSP_read(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE); //input data
110
111     for (i = N-1 ; i > 0 ; i --){
112         delays[i] = delays[i-1];
113     }
114
115     delays[0] = AIC23_data.channel[LEFT];
116     FIR_accu32 = 0;
117
118     for (i = 0 ; i <= N-1 ; i ++){
119         FIR_accu32 += delays[i] * h[i];
120     }
121     AIC23_data.channel[LEFT] = (short)(FIR_accu32>>15);
122     MCBSP_write(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE, AIC23_data.both ); //output 32 bit data, LEFT and RIGHT
123
124 IRQ_map(CODECEventId, 5); //map McBSP1 Xmit to INT5
125 IRQ_reset(CODECEventId); //reset codec INT5
126 IRQ_globalEnable(); //globally enable interrupts
127 IRQ_nmiEnable(); //enable NMI interrupt
128 IRQ_enable(CODECEventId); //enable CODEC eventXmit INT5
129 IRQ_set(CODECEventId); //manually start the first interrupt
130
131
132 while(1); //infinite loop
133

```

Console

```

fir_a
TMS320C671X: GEL Output: GEL StartUp Complete.

```

Licensed LE : 1,359

Abbildung 19: Durchführen des Profilings der FIR-ISR

Die maximal erlaubte Abtastfrequenz für dieses FIR-Filter, sodass der nächste Abtastwert noch korrekt eingelesen wird und kein Aliasing entsteht, berechnet sich folgendermaßen:

$$t_{Takt} = \frac{1}{225MHz} = 4.5ns \quad (2)$$

$$t_{ISR} = 1359 \cdot 4.5ns = 6.04\mu s \quad (3)$$

$$\rightarrow f_{max} = \frac{1}{t_{ISR}} = 165kHz \quad (4)$$

## 2.8 E Tiefpasstransformation mit $h_{TP} \rightarrow h_{HP}$ (Substitution: $z = -z$ )

Aus dem Tiefpassfilter soll mittels Frequenztransformation ein Hochpass implementiert werden. Die Grundidee ist in Abbildung 20 schematisch dargestellt.

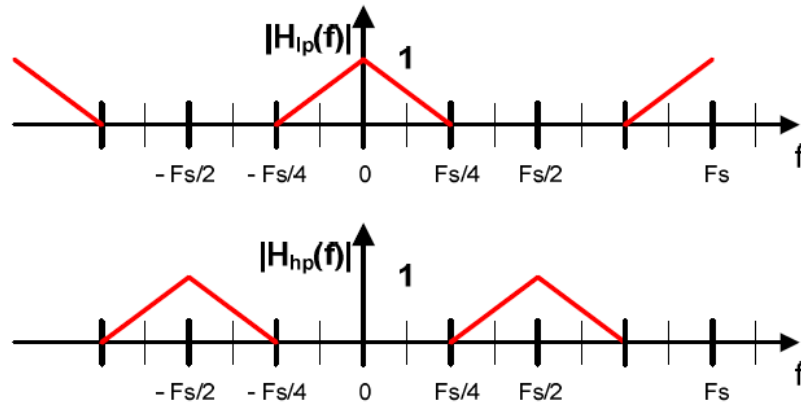


Abbildung 20: Spektrum Tiefpass und Hochpass

Vergleicht man das Spektrum der beiden Filter so ist zu erkennen das der Hochpass nur eine Verschiebung um  $\frac{F_s}{2} = \pi$  des Tiefpassfilter darstellt und umgekehrt. Mathematisch lässt sich das mit dem Verschiebungssatz beschreiben:  $H_{HP}(\omega) = H_{TP}(\omega - \pi)$

$$H_{TP}(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{N-1} h_{k_{TP}} \cdot e^{-j\omega k} \rightarrow H_{HP} = H_{TP}(\omega - \pi) = \sum_{k=0}^{N-1} h_{k_{TP}} \cdot e^{-j(\omega - \pi)k} \quad (5)$$

$$H_{HP}(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{N-1} h_{k_{TP}} \cdot e^{j\pi k} \cdot e^{-j\omega k} \quad (6)$$

Im Z-Bereich ergeben sich folgende Zusammenhänge.

$$H_{TP}(z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n z^{-n} \rightarrow H_{HP} = H_{TP}(-z) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n (-z)^{-n} = \sum_{n=0}^{N-1} b_n (-1)^n (z)^{-n} \quad (7)$$

Daraus lässt sich erkennen das eine Transformation zwischen Hoch- und Tiefpass lediglich über das Vorzeichen der ungeraden Koeffizienten-Indizes herzuleiten ist. Die Koeffizienten sind im folgenden Listing aufgeführt.

```

1 #define N 17
2 short h_TP[N]={
3     188,  -728,  -820,  1152,  1017, -2848, -1258, 10203,
4     17728, 10203, -1258, -2848,  1017,  1152,  -820,  -728,
5     188,};
6
7 #define N 17
8 short h_HP[N]={
9     -188,  -728,   820,  1152, -1017, -2848, 1258, 10203,
10    -17728, 10203, 1258, -2848, -1017,  1152,   820,  -728,
11    -188,};

```

Listing 9: FIR-Filter Koeffizienten Tiefpass &amp; Hochpass

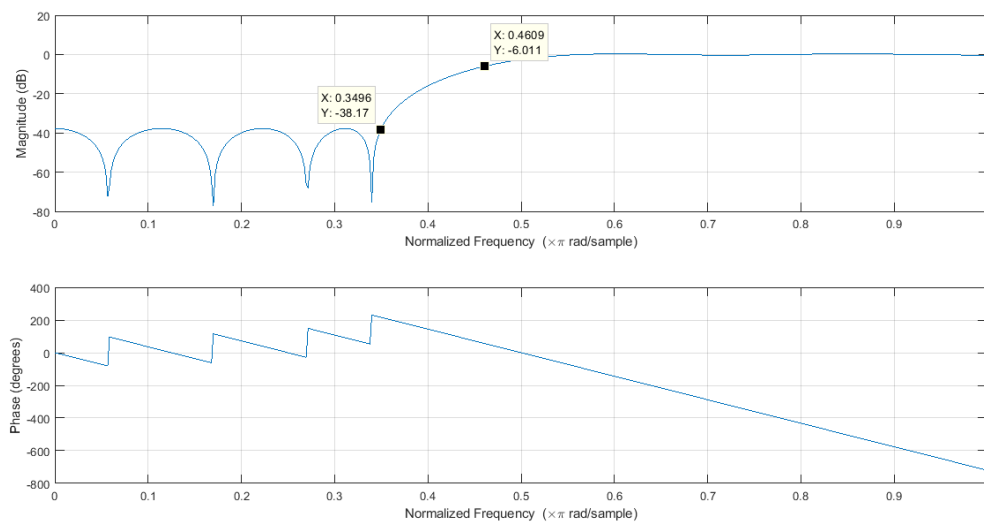


Abbildung 21: Amplitudengang Weichenfilter

Der gezeigte Amplitudengang des Weichenfilters in Abbildung 21 hat seine Eckfrequenzen im Sperrbereich bei  $f_{g_{Sperr}} \approx 1,4 \text{ kHz}$  und im Passbereich bei  $f_{g_{Sperr}} \approx 1,84 \text{ kHz}$

## 2.9 F Weichenfilter Amplitudengang Hoch- und Tiefpass

Alle Projekteinstellungen sowie -konfigurationen wurden nach Laboranleitung durchgeführt.

Folgende Änderungen wurden durch uns in fir\_b.c ergänzt:

```
1  #include "LP_coeff_firpm_TP.h"
2  #include "LP_coeff_firpm_HP.h"
3  ...
4  Uint32 FIR_accu32_TP;
5  Uint32 FIR_accu32_HP;
6  short int i, delays_TP[N], delays_HP[N];
7  ...
8  interrupt void intser_McBSP1()
9  {
10     AIC23_data.both = MCBSP_read(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE); //input data
11
12     for (i = N-1 ; i > 0 ; i --){
13         delays_TP[i] = delays_TP[i-1];
14         delays_HP[i] = delays_HP[i-1];
15     }
16
17     delays_TP[0] = AIC23_data.channel[LEFT];
18     delays_HP[0] = AIC23_data.channel[RIGHT];
19     FIR_accu32_TP = 0;
20     FIR_accu32_HP = 0;
21
22     for (i = 0 ; i <= N-1 ; i ++){
23         FIR_accu32_TP += delays_TP[i] * h_TP[i];
24         FIR_accu32_HP += delays_HP[i] * h_HP[i];
25     }
26
27     AIC23_data.channel[LEFT] = (short)(FIR_accu32_TP>>15);
28     AIC23_data.channel[RIGHT] = (short)(FIR_accu32_HP>>15);
29     MCBSP_write(DSK6713_AIC23_DATAHANDLE, AIC23_data.both ); //output 32 bit
        data, LEFT and RIGHT
30
31     return;
32 }
```

Listing 10: fir\_b.c C-File Auszug - Weichenfilter

Nach der Implementierung wurde eine Messung mit einem Frequenzsweep von 4kHz durchgeführt:

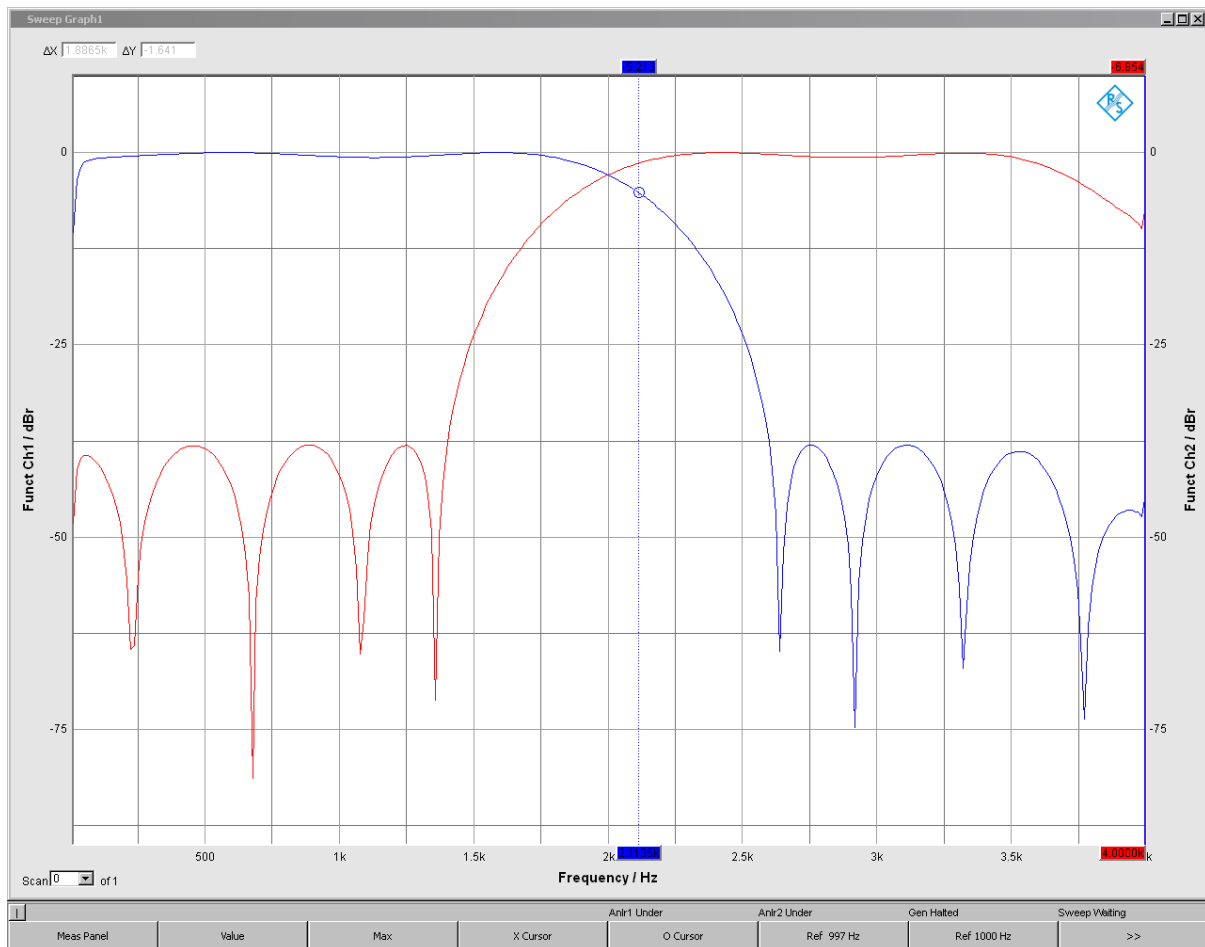


Abbildung 22: Messung: Frequenzgang des Weichenfilters mit einem 4kHz Frequenzsweep

Die beiden Amplitudengänge entsprechen unseren Erwartungen. Der Hochpass ist der gespiegelte Verlauf des Tiefpasses. Beide Sperrbereiche zeigen die gleiche Ripple-Charakteristik und Sperrdämpfung. Im Durchlassbereich ist dies nicht so (siehe Abknicken des Durchlassbereiches des Hochpasses ab 3.5kHz), da ab 3.5kHz der Amplitudengang des DSK-Boards Einfluss nimmt.

Zur Programmierung der MAC-Schleife:

Als Grundlage diente die MAC-Schleife des FIR-Tiefpassfilters. Alle benötigten Elemente und Variablen wurden einmal für die Berechnung des FIR-Tiefpasses sowie einmal für die Berechnung des FIR-Hochpasses angelegt. Die Multiply-Accumulate-Operation für den Tiefpass blieb erhalten, lediglich eine zweite Zeile für die Multiply-Accumulate-Operation des Hochpasses wurde innerhalb dieser Schleife hinzugefügt.

## 2.10 G Tiefpasstransformation mit $h_{TP} \rightarrow h_{HP}$ (Änderung des mittleren Koeffizienten)

Nun sollte nur das FIR-Tiefpassfilter gemessen werden. Dem mittlere Koeffizienten (Anzahl d. Koeffizienten muss folglich ungerade sein) wurde der Wert 32767 im Watch-Window des CCS subtrahiert.

Folgende Abbildung zeigt die Messung mit einem Frequenzsweep von 4kHz des Analyzers:

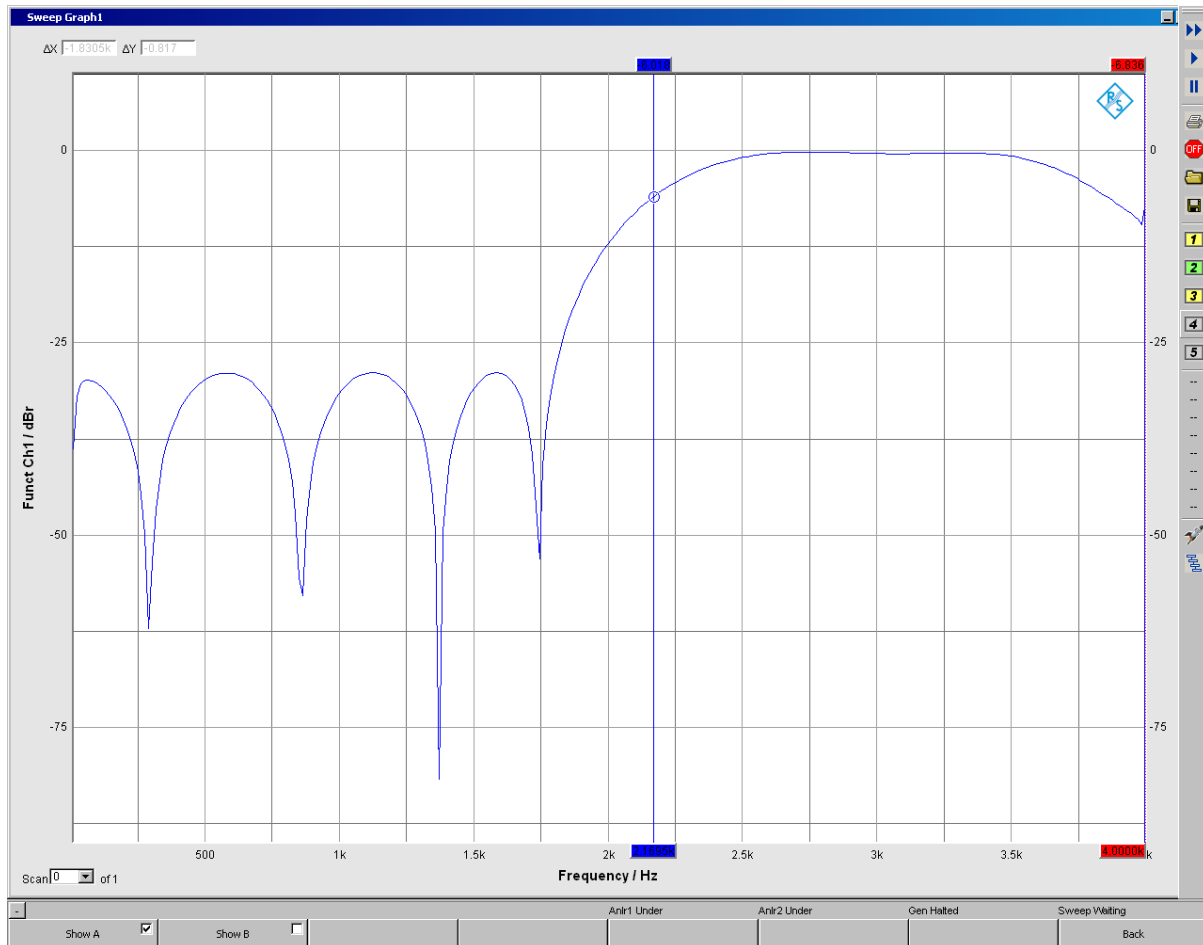


Abbildung 23: Messung: Frequenzgang des FIR-Tiefpasses (Änderung des mittleren Koeffizienten) mit einem 4kHz Frequenzsweep

Durch Änderung des mittleren Koeffizienten des Tiefpasses ist nun ein Hochpass entstanden. Dieses Verfahren ist allerdings nur bei einer ungeraden Anzahl von Koeffizienten möglich, da sonst die Symmetrie verändert würde.

Die Transformationsgleichung lautet:

$$H_{HP}(e^{j\Omega}) = 1 - H_{TP}(e^{j\Omega}) \quad (8)$$

Daraus folgt: Ripple Durchlassbereich Hochpass  $\rightarrow$  Ripple Sperrbereich Tiefpass  
sowie                      Ripple Sperrbereich Hochpass  $\rightarrow$  Ripple Durchlassbereich Tiefpass

### 3 Fazit

Während der Labordurchführung ist bewusst geworden, dass es zwingend notwendig ist, den Frequenzgang des DSK-Boards bei den Messungen zu berücksichtigen. Ohne dieses Wissen stünde man vor großen Rätseln, weshalb der Frequenzgang eines Hochpasses im Durchlassbereich bei  $f > 3.5kHz$  abfällt. Dem DSK-Board ist eingangsseitig, abhängig der Abtastfrequenz  $f_s$ , ein Anti-Aliasingfilter (Tiefpass) vorgeschaltet, um eben Anti-Aliasingeffekte bei Frequenzen  $> \frac{f_s}{2}$  zu vermeiden.

Ebenso ist zu beachten, dass die Eckfrequenz eines digitalen Filters nicht wie bei einem analogen Filter bei -3dB unter dem Maximum liegt, sondern bei -6dB unter dem Maximum.

In der Vorbereitung haben wir fälschlicherweise mit einer zu niedrigen Filterordnung ( $N = 16$ ) und somit mit einer zu geringen Anzahl an Koeffizienten (Anzahl = 17) gerechnet. Die Vorgabe der Sperrdämpfung (-40dB) konnte somit weder bei MATLAB noch auf dem DSP eingehalten werden. Ein direkter Vergleich ergab keine signifikanten Abweichungen, wider erwarten. Eine nachfolgende Berechnung der benötigten Filter Ordnung ergab  $N = 18$ . Die Anzahl der Koeffizienten ergibt sich daraus zu 19. Wir erwarten bei höheren Ordnungen auch höhere Abweichungen im direkten Vergleich zwischen der MATLAB-Berechnung und dem DSP. Deshalb ist es zwingend notwendig, die theoretisch Berechneten Frequenzgänge der entwickelten Filter ebenso auf dem DSP zu implementieren und zu testen. Man würde den Einfluss des Frequenzganges des DSPs und die gegebenenfalls vorhandenen Rundungsfehler des Boards erkennen und anschließend berücksichtigen.

Bei der Berechnung des FIR-Filters mit den gewünschten Eigenschaften muss folgender Zusammenhang gelten: Anzahl Filterkoeffizienten =  $1 + \text{Filterordnung}$ . Eine Transformation eines vorhandenen Tiefpasses in andere Filtertypen ist nur möglich, wenn das vorhandene FIR-Tiefpassfilter eine ungeradzahlige Koeffizientenanzahl, das heißt eine geradzahlige Filterordnung besitzt.

Wir haben durch ein von uns durchgeführtes Profiling des FIR-Tiefpasses eine wichtige Erkenntnis gewinnen können. Die Frequenz, mit der die ISR abgearbeitet wird, beträgt etwas über 165kHz. Mit einer genutzten Abtastrate von 8kHz befinden wir uns deutlich unter dieser Grenze. Die Abtastfrequenz könnte theoretisch bis 165kHz hochgedreht werden, sodass der nächste Abtastwert noch korrekt eingelesen wird und kein Aliasing entsteht. Die physischen Eigenschaften des DSPs wurde mit unserer gewählten Abtastfrequenz noch lange nicht ausgereizt, es ist noch viel Luft, bzw. Puffer nach oben hin vorhanden.