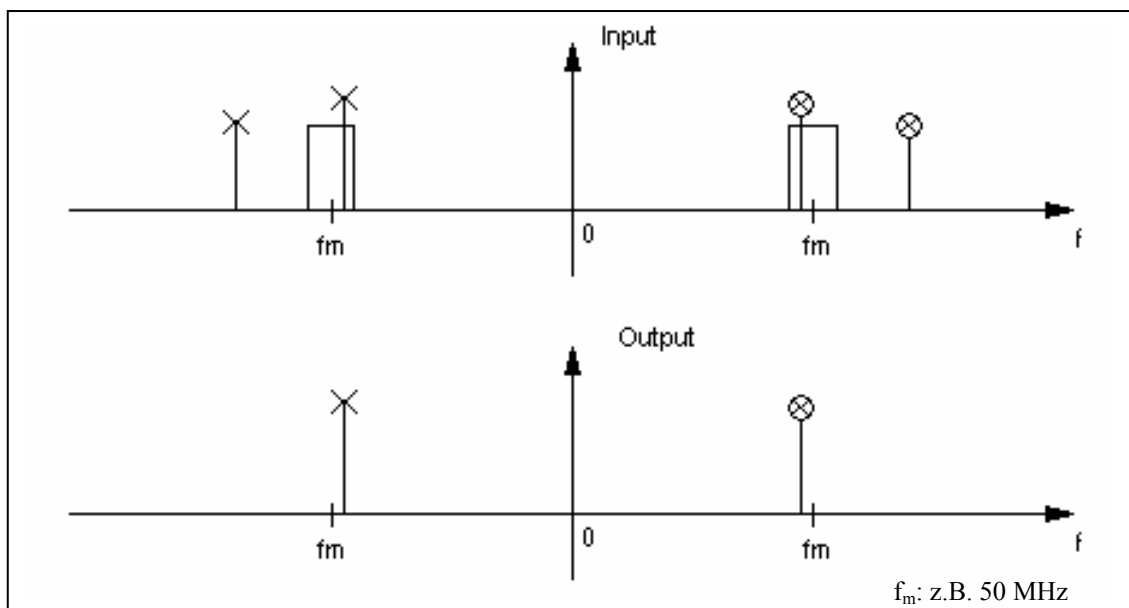


# Einstellbares Bandpassfilter

Ein flexibles Filter für den Hochfrequenzbereich



Studienarbeit an der Hochschule Rapperswil  
[WS-2001-02]

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

# Kurzbeschreibung

Ziel der Arbeit ist es, einen schmalbandigen und möglichst flankensteilen Bandpass in einer hohen Frequenzlage zu entwickeln. Weil aber in hohen Frequenzlagen mit direkten Verfahren nur mit hohem Aufwand qualitativ hochstehende Filter erstellt werden können, werden wir die Aufgabe auf einem Umweg lösen.

Anstatt das Signal im hochfrequenten Bereich zu verarbeiten, wird es in das Basisband herunterverschoben, dort verarbeitet und wieder zurückverschoben. Mit den tiefen Frequenzen im Basisband ist es dann möglich, mit einem herkömmlichen Filter sehr gute Resultate zu erzielen. Ein weiterer Vorteil ist, dass ein Filter nicht auf eine bestimmte Frequenz ausgelegt werden muss. Durch verstellen der Bezugsfrequenz des Mischers kann gleich der ganze Frequenzgang des Filters an einen anderen Ort verschoben werden.

In dieser Frequenzlage ist es aber auch möglich, das Filter in einem digitalen Signalprozessor zu entwickeln. Dies hat wiederum den Vorteil, dass wir in Bezug auf die Form des Filters sehr flexibel sein können. Aus diesem Grund werden wir auch kein Filter fix entwerfen. Vielmehr wollen wir eine Möglichkeit schaffen, Filterkoeffizienten auf einem anderen System zu berechnen und dann auf einfache Weise in unsere Struktur einzubinden.

Zur Verwendung kommen also zwei Theorien:

- Die analoge Mischung von hochfrequenten Signalen in das Basisband, was wir mittels Quadraturmischung erledigen werden und
- die digitale Filterung eines niederfrequenten Signals. Dies wollen wir mit einer FIR-Filterstruktur lösen.

Dank der flexiblen Struktur des Filters und der einfach verstellbaren Frequenzlage ist diese Art von Filterung eigentlich für jeden geeignet, der zum Beispiel komplizierte Frequenzgänge in einem Filter hat und dies erst noch auf verschiedene Frequenzen legen muss.

# Inhaltsverzeichnis

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>Aufgabenstellung</b>                        | <b>7</b>  |
| 1.1      | Pflichtenheft                                  | 7         |
| <b>2</b> | <b>Einleitung</b>                              | <b>9</b>  |
| 2.1      | Implementierungsideoe                          | 9         |
| 2.2      | Gliederung der Arbeit                          | 9         |
| <b>3</b> | <b>Analoger Teil</b>                           | <b>11</b> |
| 3.1      | Mathematisches Modell                          | 11        |
| 3.1.1    | Theorie  | 11        |
| 3.1.2    | Simulation                                     | 12        |
| 3.1.3    | Beispiel für fehlerbehaftete Mischung          | 13        |
| 3.2      | Darstellungen im Frequenzbereich               | 15        |
| 3.2.1    | Mischung allgemein                             | 15        |
| 3.2.2    | Filterung (als Beispiel)                       | 16        |
| 3.3      | Blockdiagramm und Schemas                      | 17        |
| 3.3.1    | Blockdiagramm                                  | 17        |
| 3.3.2    | Up-/Down-Converter                             | 18        |
| 3.3.3    | Vorfilter                                      | 20        |
| 3.3.4    | RC-Tiefpass                                    | 21        |
| <b>4</b> | <b>Digitaler Teil</b>                          | <b>23</b> |
| 4.1      | Theorie der FIR-Filterung                      | 23        |
| 4.1.1    | Faltung analog, digital                        | 23        |
| 4.1.2    | Übertragungsfunktion, Stossantwort             | 23        |
| 4.1.3    | Grundsätzliches zur Realisierung               | 24        |
| 4.2      | Implementierung                                | 25        |
| 4.2.1    | Problem der Filterordnung                      | 25        |
| 4.2.2    | Frequenzgang des digitalen Filters             | 26        |
| 4.2.3    | Verwendung der Software                        | 27        |
| <b>5</b> | <b>Gesamtsystem, Messresultate</b>             | <b>29</b> |
| 5.1      | Erfahrungen mit Messen im HF-Bereich           | 29        |
| 5.2      | Frequenzgänge                                  | 29        |
| 5.2.1    | Gesamtsystem                                   | 30        |
| 5.2.2    | Up-/Down-Converter                             | 32        |
| 5.2.3    | DSP mit Tiefpass                               | 34        |
| 5.3      | Spektren                                       | 35        |
| 5.4      | Einstellbereich der Mittenfrequenz             | 38        |
| 5.4.1    | Verstärkung in Abhängigkeit der Mittenfrequenz | 38        |
| <b>6</b> | <b>Zusammenfassung der Resultate</b>           | <b>39</b> |
| 6.1      | Bilanz   | 39        |
| 6.1.1    | Frequenzbereich                                | 39        |
| 6.1.2    | Filtercharakteristik                           | 39        |
| 6.2      | Zusammenstellung                               | 39        |
| <b>7</b> | <b>Ansätze für Verbesserungen</b>              | <b>41</b> |
| 7.1      | Analoge Seite                                  | 41        |
| 7.2      | Digitale Seite                                 | 41        |

---

|          |                                |           |
|----------|--------------------------------|-----------|
| <b>8</b> | <b>Schlusswort .....</b>       | <b>43</b> |
| <b>9</b> | <b>Anhang .....</b>            | <b>45</b> |
| 9.1      | Aufgabenstellung Original..... | 45        |
| 9.2      | Zeitplan.....                  | 47        |
| 9.3      | Schema und Stückliste.....     | 48        |
| 9.4      | Verwendete Messgeräte.....     | 49        |
| 9.5      | Messanordnungen .....          | 49        |
| 9.6      | Datenblätter (Auszüge).....    | 51        |
| 9.6.1    | MAX2450                        | 51        |
| 9.6.2    | MAX2450 Evaluation Kit         | 54        |
| 9.7      | Literaturverzeichnis .....     | 56        |

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

# 1 Aufgabenstellung

*Die Originalaufgabenstellung ist im Anhang zu finden (siehe Seite 45). Hier sind nur die wichtigsten Stichworte zusammengestellt.*

Es soll ein verstellbares Bandpassfilter für den Hochfrequenzbereich entwickelt werden. Der Frequenzbereich, in dem das Filter eingesetzt werden kann, muss spezifiziert werden, soll aber über 10 MHz liegen.

Von der Anordnung soll ein Prototyp erstellt werden, welcher anhand von Messungen charakterisiert werden muss. Alle Resultate, sowohl positive als auch negative, müssen dokumentiert und diskutiert werden.

## 1.1 Pflichtenheft

*Das Pflichtenheft ist nicht vollständig aus der Aufgabenstellung ersichtlich. Viele Punkte wurden in den Sitzungen mit unserem Betreuer Herrn Ehrensperger geklärt oder von uns spezifiziert. Deshalb haben wir eine separate Zusammenstellung der wichtigsten Punkte erstellt.*

Das Eingangssignal soll hardwaremässig (analog) mittels Quadraturmischung ins Basisband gemischt werden, dann softwaremässig (mit einem FIR-Filter im DSP, digital) gefiltert und schliesslich wieder hardwaremässig aufwärtsgemischt werden.

Anforderungen an das Bandpassfilter:

- Mittenfrequenz ( $f_m$ ): Einstellbar 40-75MHz
- Bandbreite (B): bis 20kHz
- FIR Filter-Ordnung (N): 500-1000

Die Flankensteilheit und der Rippel des Filters sind unter anderem abhängig von verschiedenen Bausteinen und werden deshalb nicht spezifiziert, sondern bestmöglich realisiert. Einen weiteren Grund für die Nichtspezifikation ist in der Einleitung im Kapitel 2.1 *Implementierungsidee* beschrieben.

Verwendete Bausteine:

- SHARC DSP-Board (in DS-Labor PC's)
- DA-/AD-Wandler (ebenfalls im DS-Labor vorhanden)
- MAX2450 Evaluation Kit (Evaluation Board und MAX2450 quadrature modulator/demodulator)

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

## 2 Einleitung

### 2.1 Implementierungsidee

Im Hochfrequenzbereich ist es schwierig, schmalbandige und flankensteile Filter zu erzeugen. Deshalb soll das Signal zuerst in das Basisband gemischt, dort gefiltert und anschliessend wieder zurückgemischt werden.

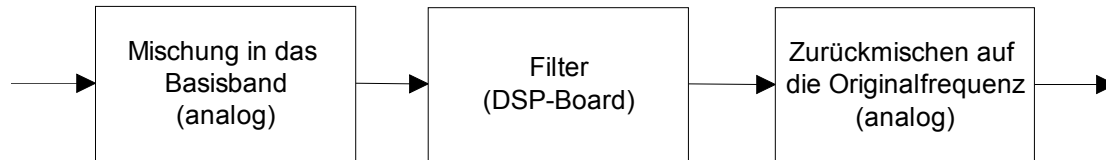


Abbildung 1: Grundsätzliches Vorgehen

Mit diesem Verfahren wird auch die Möglichkeit geschaffen, das Filter in einem DSP (Digitalen Signalprozessor) zu entwickeln. Die meisten DSPs wären vollkommen überlastet, wenn sie mit solch schnellen Signalen konfrontiert würden. Dank der Abwärtsmischung ist das Signal viel langsamer und kann mit einem günstigen Standard-DSP verarbeitet werden.

In der digitalen Filtertechnik gibt es aber bei weitem nicht nur eine Möglichkeit ein Filter zu realisieren (siehe dazu Kapitel 4 *Digitaler Teil* oder [1]). Jede einzelne Implementierung hat ihre Vor- und Nachteile. Deshalb wollen wir das Filter nicht starr vorschreiben. Wir wollen vielmehr die Voraussetzungen dafür schaffen, möglichst einfach andere Filter (z.B. mit Matlab berechnet) verwenden zu können. Einige Einschränkungen werden natürlich entstehen. Auf diese wird aber erst im Kapitel 4 *Digitaler Teil* eingegangen. Dies ist auch ein Grund, weshalb im Pflichtenheft der Rippel und die Flankensteilheit nicht definiert sind.

### 2.2 Gliederung der Arbeit

Wir haben die Arbeit aufgetrennt in einen digitalen und einen analogen Teil. Der digitale Teil wird von Raffael Zingg bearbeitet, während sich Christian Dürst mit der analogen Seite auseinandersetzt. Natürlich werden auch Tests am Gesamtsystem vorgenommen.

Die Trennstelle zwischen analogem und digitalem Teil wird jeweils durch den nötigen A/D-Wandler vor, beziehungsweise den D/A-Wandler nach dem DSP gebildet. Diese Trennung erscheint uns als sinnvoll, weil beide Teile unabhängig vom anderen betrachtet werden können. Die Betrachtungen zum Gesamtsystem sind dann in einem weiteren Kapitel zusammengestellt.

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

### 3 Analoger Teil

Hier befassen wir uns nur mit der Problematik des Ab- und Aufwärtsmischens von hochfrequenten Signalen. Das eigentliche Filtern der Signale ist nicht Bestandteil dieses Kapitels.

Dieses Kapitel ist so aufgebaut, dass zuerst die theoretischen Grundlagen von zwei Seiten her erklärt werden (Kapitel 3.1 und 3.1.2) und anschliessend auf das von uns realisierte System eingegangen wird (Kapitel 3.3).

Die Mischung geschieht mit der Technik der Quadraturmischung (siehe auch [4]). Dabei wird ein Signal gleich zweimal bearbeitet. Einmal wird es mit einem Cosinus und einmal mit einem Sinus der Mittenfrequenz des Filters multipliziert. Diese beiden Signale werden jetzt getrennt bearbeitet, bis sie zum Schluss durch eine Addition wieder zusammengesetzt werden. Diesen Sachverhalt sieht man aber besser im Kapitel 3.1 Mathematisches Modell.

#### 3.1 Mathematisches Modell

Dieses Kapitel enthält die mathematische Grundlage der Quadraturmischung. Das System wurde von uns um einen einfachen Tiefpass erweitert, der hochfrequente Signalanteile eliminiert. Dieser Tiefpass hat aber nichts mit dem im DSP zu implementierenden zu tun.

##### 3.1.1 Theorie

Die hier verwendeten trigonometrischen Formeln sind unter [2] zu finden.

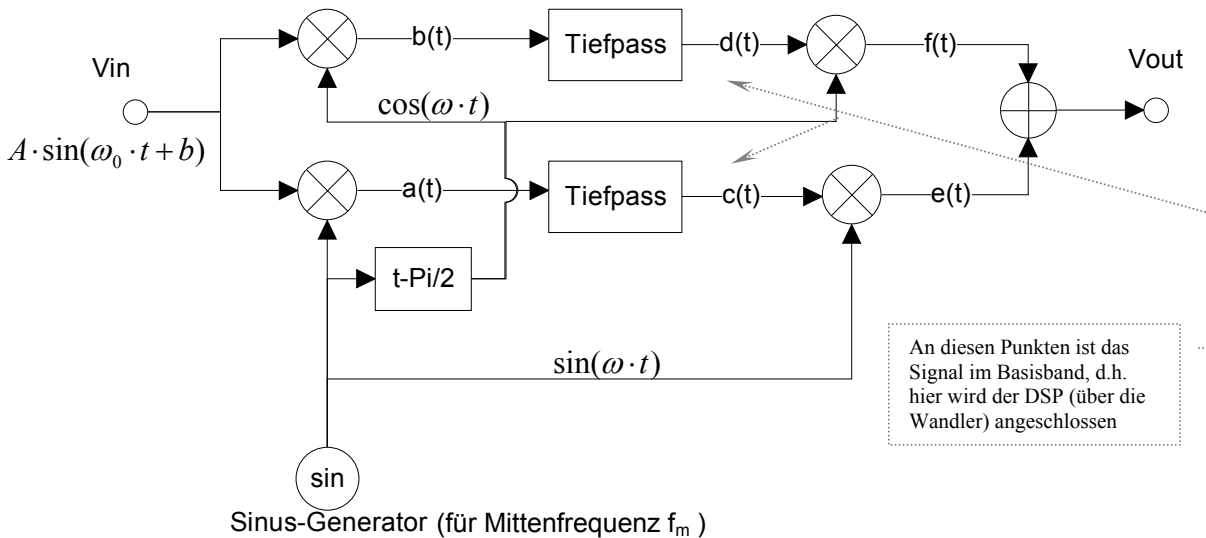


Abbildung 2: Quadraturmischung schematisch

**In-Phase** (Signal wird mit einem Sinus multipliziert, also unterer Pfad):

$$a(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + b) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \{ \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t + b] - \cos[(\omega + \omega_0) \cdot t + b] \}$$

Filterung der spektralen Anteile doppelter Frequenz durch einen einfachen Tiefpass:

$$c(t) = \frac{A}{2} \cdot \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t + b]$$

Aufwärtsmischen:

$$e(t) = c(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t + b] \cdot \sin(\omega_0 \cdot t)$$

$$= \frac{A}{4} \cdot \{ \sin[(\omega_0 - \omega + \omega_0) \cdot t - b] + \sin[(\omega - \omega_0 + \omega_0) \cdot t + b] \} = \frac{A}{4} \cdot \{ \sin[(-\omega + 2 \cdot \omega_0) \cdot t - b] + \sin(\omega \cdot t + b) \}$$

**Quadrature-Phase** (Signal wird mit einem Kosinus multipliziert, also oberer Pfad):

$$b(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t + b) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \{\sin[(\omega - \omega_0) \cdot t + b] - \sin[(\omega + \omega_0) \cdot t + b]\}$$

Filterung der spektralen Anteile doppelter Frequenz durch einen einfachen Tiefpass:

$$d(t) = \frac{A}{2} \cdot \sin[(\omega - \omega_0) \cdot t + b]$$

Aufwärtsmischen:

$$f(t) = d(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \sin[(\omega - \omega_0) \cdot t + b] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)$$

$$= \frac{A}{4} \cdot \{\sin[(\omega - \omega_0 - \omega_0) \cdot t + b] + \sin[(\omega - \omega_0 + \omega_0) \cdot t + b]\} = \frac{A}{4} \cdot \{\sin[(\omega - 2 \cdot \omega_0) \cdot t + b] + \sin(\omega \cdot t + b)\}$$

Addition des In-Phase und des Quadrature-Phase:

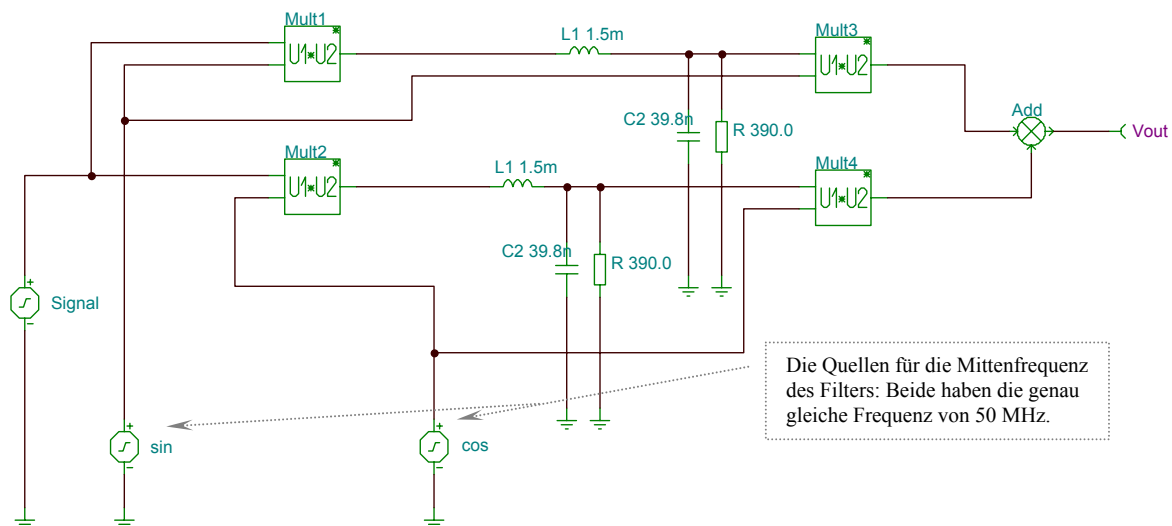
$$V_{out} = e(t) + f(t) = \frac{A}{4} \cdot \{\sin[(2 \cdot \omega - \omega_0) \cdot t - b] + \sin(\omega \cdot t + b) + \sin(-\omega_0 \cdot t + b) + \sin(\omega \cdot t + b)\}$$

$$\Rightarrow \underline{\underline{V_{out} = \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t + b)}}$$

Wie man sieht, erhält man am Ausgang wieder das Eingangssignal mit derselben Phase. Nur die Amplitude ist um die Hälfte abgeschwächt. Diese Abschwächung kommt daher, dass wir die eine Hälfte der Energie des Signals verlieren, wenn wir mit dem Tiefpass die hochfrequenten Anteile des Signals wegfiltern. In der Praxis spielt dies aber keine Rolle, da sowieso noch andere Verluste auftreten werden, welche kompensiert werden müssen.

### 3.1.2 Simulation

Mit der Design Software Tina wurde eine Simulation (ohne DSP) bei einer Mittenfrequenz von 50MHz gemacht.



**Abbildung 3:** Simulationsschema des Mischvorganges mit idealen Multiplizierern

Das Eingangssignal  $V_{in}$  hat eine Spannung von +/-5V (Spitzenwerte). Es wurde bei den Frequenzen 49.0, 49.5, 50.0, 50.5 und 51.0 MHz des Eingangssignals simuliert:

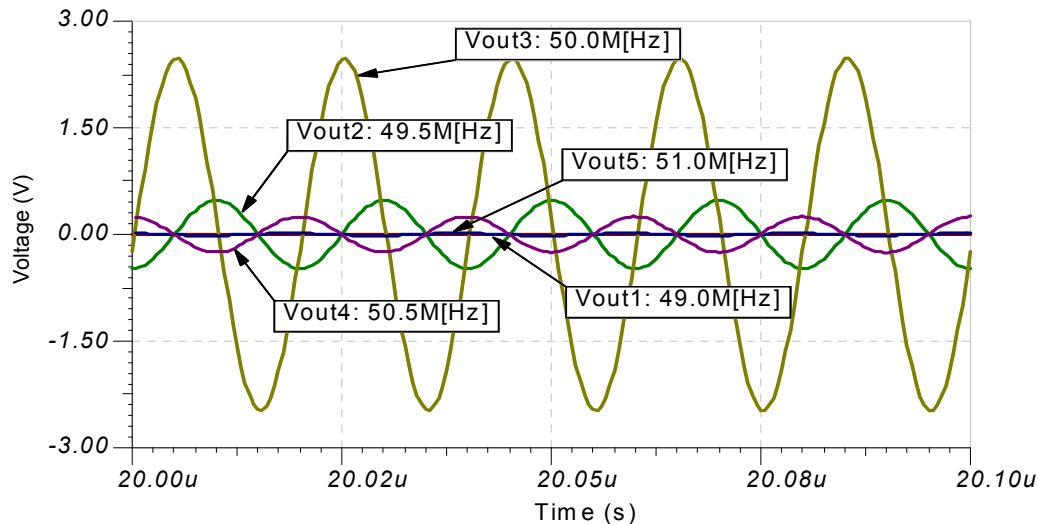


Abbildung 4: Ausgangskurven der Simulation mit idealen Multiplizierern

Das Ausgangssignal bei 50.0 MHz beträgt  $0.5 \cdot V_{in}$ , wie dies im Kapitel 3.1 *Mathematisches Modell* berechnet wurde. Weicht die Frequenz des Eingangssignals 500kHz oder mehr ab, so wird das Ausgangssignal bereits stark gedämpft. Durch Anschliessen eines idealen Tiefpassfilters würden diese Signale am Ausgang ganz verschwinden. Ein ideales Tiefpassfilter ist in der Realität nicht möglich, aber mit dem DSP (digital, FIR-Filter) können sehr steile Flanken erzeugt werden.

### 3.1.3 Beispiel für fehlerbehaftete Mischung

Für die Mischung der Signale benötigen wir zwei Signalquellen, welche dieselbe Frequenz haben und  $90^\circ$  Phasenverschoben sind. Diese beiden Quellen werden auf dem Evaluation Kit durch Phasenschiebung erzeugt. Das heisst, wir können davon ausgehen, dass die Frequenz für beide Fälle dieselbe ist. Von dieser Seite sind also keine Fehler zu erwarten. Eine mögliche Fehlerquelle wäre eher der Phasenschieber. Deshalb habe wir ein Beispiel gerechnet und simuliert, wo ein solcher Fehler vorkommt.

In diesem Beispiel ist die Phasenverschiebung zwischen oberem und unterem Pfad nicht exakt  $90^\circ$  sondern  $110^\circ$ . Das heisst, anstelle der Multiplikation mit einem Cosinus, muss mit einem um  $20^\circ$  verschobenen Cosinus gerechnet werden. In der allgemein gehaltenen Rechnung bedeutet dies, dass  $b=20^\circ$  gesetzt werden muss.

**In-Phase** (Signal wird mit einem Sinus multipliziert, also unterer Pfad):

$$a(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \{ \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t] - \cos[(\omega + \omega_0) \cdot t] \}$$

Filterung der spektralen Anteile doppelter Frequenz durch einen einfachen Tiefpass:

$$c(t) = \frac{A}{2} \cdot \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t]$$

Aufwärtsmischen:

$$\begin{aligned} e(t) &= c(t) \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) = \frac{A}{2} \cdot \cos[(\omega - \omega_0) \cdot t] \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) \\ &= \frac{A}{4} \cdot \{ \sin[(\omega_0 - \omega + \omega_0) \cdot t] + \sin[(\omega - \omega_0 + \omega_0) \cdot t] \} = \frac{A}{4} \cdot \{ \sin[(-\omega + 2 \cdot \omega_0) \cdot t] + \sin(\omega \cdot t) \} \end{aligned}$$

**Quadrature-Phase** (Signal wird mit einem Kosinus multipliziert, also oberer Pfad):

$$b(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + b) = \frac{A}{2} \cdot \{ \sin[(\omega - \omega_0) \cdot t - b] - \sin[(\omega + \omega_0) \cdot t + b] \}$$

Filterung der spektralen Anteile doppelter Frequenz durch einen einfachen Tiefpass:

$$d(t) = \frac{A}{2} \cdot \sin[(\omega - \omega_0) \cdot t - b]$$

Aufwärtsmischen:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= d(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + b) = \frac{A}{2} \cdot \sin[(\omega - \omega_0) \cdot t - b] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + b) \\
 &= \frac{A}{4} \cdot \{\sin[(\omega - \omega_0 - \omega_0) \cdot t - b - b] + \sin[(\omega - \omega_0 + \omega_0) \cdot t - b + b]\} \\
 &= \frac{A}{4} \cdot \{\sin[(\omega - 2 \cdot \omega_0) \cdot t - 2 \cdot b] + \sin(\omega \cdot t + b)\}
 \end{aligned}$$

Addition des In-Phase und des Quadrature-Phase:

$$V_{out} = e(t) + f(t) = \frac{A}{4} \cdot \{\sin(\omega \cdot t) + \sin(\omega \cdot t + b) + \sin(-\omega + 2 \cdot \omega_0 \cdot t) + \sin[(\omega - 2 \cdot \omega_0) \cdot t - 2 \cdot b]\}$$

Für  $\omega_0 = \omega$  (Mittenfrequenz = Frequenz von Vin):

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= \frac{A}{4} \cdot \{\sin(\omega \cdot t) + \sin(\omega \cdot t + b) + \sin(\omega \cdot t) + \sin[(\omega) \cdot t - 2 \cdot b]\} \\
 \Rightarrow V_{out} &= \frac{A}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t) + \frac{A}{4} \cdot \{\sin(\omega \cdot t + b) - \sin(\omega \cdot t + 2 \cdot b)\}
 \end{aligned}$$

Durch die nicht optimale Phasenverschiebung zwischen den beiden Mischerquellen erhalten wir am Ausgang neben dem gewünschten Term  $\frac{A}{2} \cdot \sin(\omega \cdot t)$  zwei weitere Terme mit derselben Frequenz aber verschiedenen Phasen. In der Simulation sieht man den dadurch entstehenden Effekt.

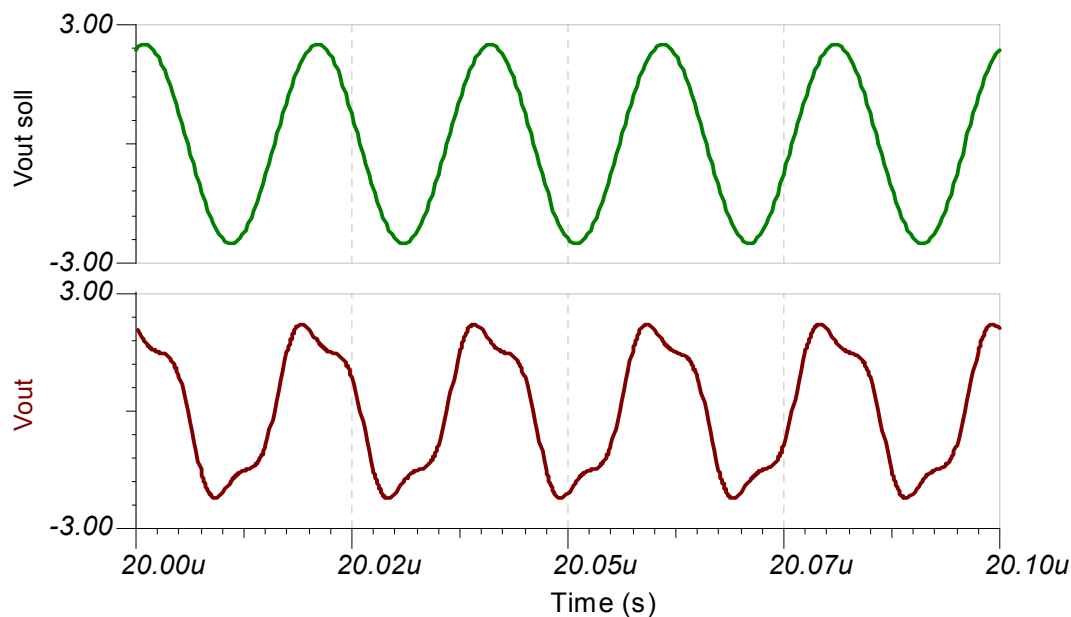


Abbildung 5: Fehlerbehaftete Mischung, Effekt bei Phasenfehler im Mischer

### 3.2 Darstellungen im Frequenzbereich

Hier beschreiben wir nochmals kurz die Grundlage für die Mischung, diesmal allerdings im Frequenzbereich. Mit dem anschliessenden Beispiel zeigen wir, wie eine Filterung mit diesem System im Frequenzbereich zu verstehen ist.

#### 3.2.1 Mischung allgemein

In Abbildung 6 sieht man den idealisierten Frequenzgang eines Bandpassfilters mit der Bandbreite  $B_B$  und der Mittenfrequenz  $f_m$ . Weil wir aber alle Signale in das Basisband mischen, kann der zu realisierende Bandpass als Tiefpass interpretiert werden.

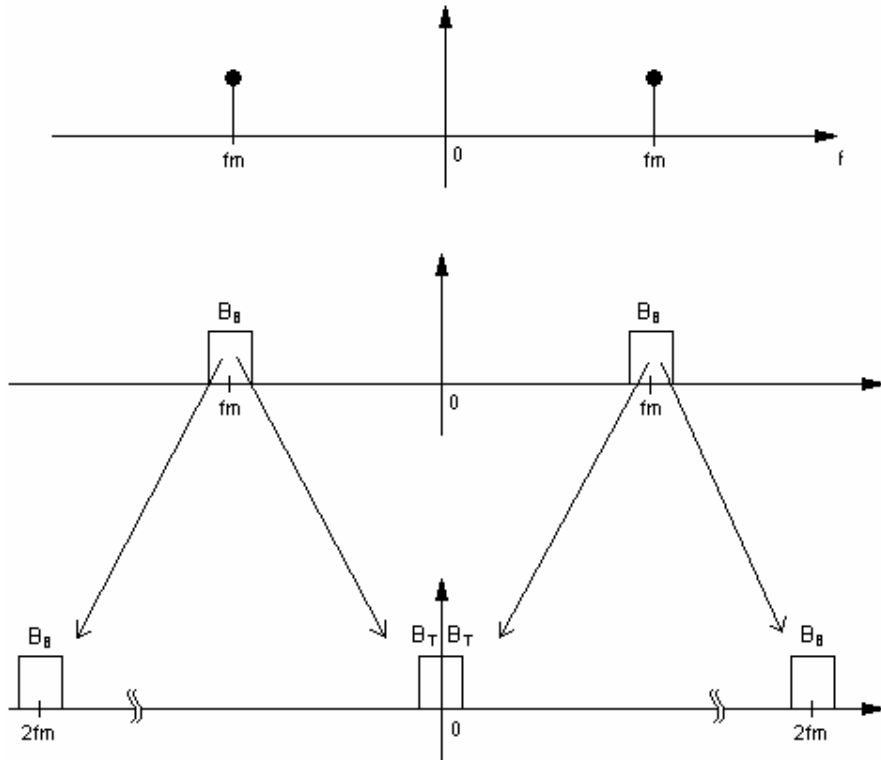


Abbildung 6: Bandpassfilter im Basisband → Tiefpass

Die Mischung wird (in der Zeit) durch eine Multiplikation mit einem Cosinus (respektive einem Sinus, was aber in der Frequenz im Betragsspektrum keine Rolle spielt) erreicht. Ein Cosinus in der Frequenz entspricht zwei Dirac-Stössen bei der Frequenz des Cosinus.

In der Frequenz wird die Multiplikation zur Faltung, was auch in diesem Bild dargestellt ist. Eine Faltung mit einem Dirac bedeutet aber ganz einfach, dass das Spektrum an die Stelle des Diracs verschoben wird. Deshalb erhalten wir beim Nullpunkt exakte Kopien der Hochpassspektren. Die anderen Kopien sind dann so weit weg, dass sie ohne weiteres entfernt werden können (siehe 3.1 Mathematisches Modell: Tiefpass).

Bei all diesen Überlegungen wurden die Amplituden vernachlässigt. Diese werden natürlich auch beeinflusst, aber das spielt für uns keine Rolle. Die analogen Bauteile verlangen so oder so eine Anpassung an den erlaubten Eingangsbereich.

Die Bandbreite eines Tiefpasses ( $B_T$ ) wird vom Nullpunkt zur Grenzfrequenz gemessen, während sie bei einem Bandpass ( $B_B$ ) von der linken zur rechten Grenzfrequenz geht. Deshalb muss der Tiefpass auf die halbe Bandbreite des Bandpasses ausgelegt werden.

$$B_T = \frac{1}{2} \cdot B_B$$

### 3.2.2 Filterung (als Beispiel)

Die Abbildung 7 zeigt eine Situation, welcher das Filter ausgesetzt werden könnte: Ein Eingangssignal aus zwei Kosinusschwingungen mit leicht unterschiedlichen Frequenzen nahe bei der Mittenfrequenz des Filters.

Bei unserer Mischmethode bilden wir jeweils die Summe sowie die Differenz zwischen Eingangsfrequenz und Mittenfrequenz des Filters (mathematischer Zusammenhang siehe Kapitel 3.1 *Mathematisches Modell*). Die Summenfrequenz ist aber nicht relevant für uns, da sie viel zu hochfrequent ist. Deshalb wird sie mit einem einfachen Tiefpassfilter gleich wieder entfernt. Dieser ist in der Abbildung nicht eingezeichnet

Nach der wirklichen Filterung im DSP wird das Signal wieder aufwärtsgemischt. Dabei entstehen wieder Summe und Differenz. Weil diese auch wegfallen müssen und nur noch das gewünschte Signal zurückbleiben soll, wird die Mischung doppelt geführt (In-Phase, Quadrature-Phase).

Hier ist auch sehr gut zu erkennen, wie einfach das Filter auf eine andere Frequenz eingestellt werden kann. Es muss lediglich die Mittenfrequenz verschoben werden, am Filter selbst sind keine Anpassungen notwendig. Wie einfach diese Frequenz geändert werden kann, sieht man im Kapitel 3.3 *Blockdiagramm und Schemas*.

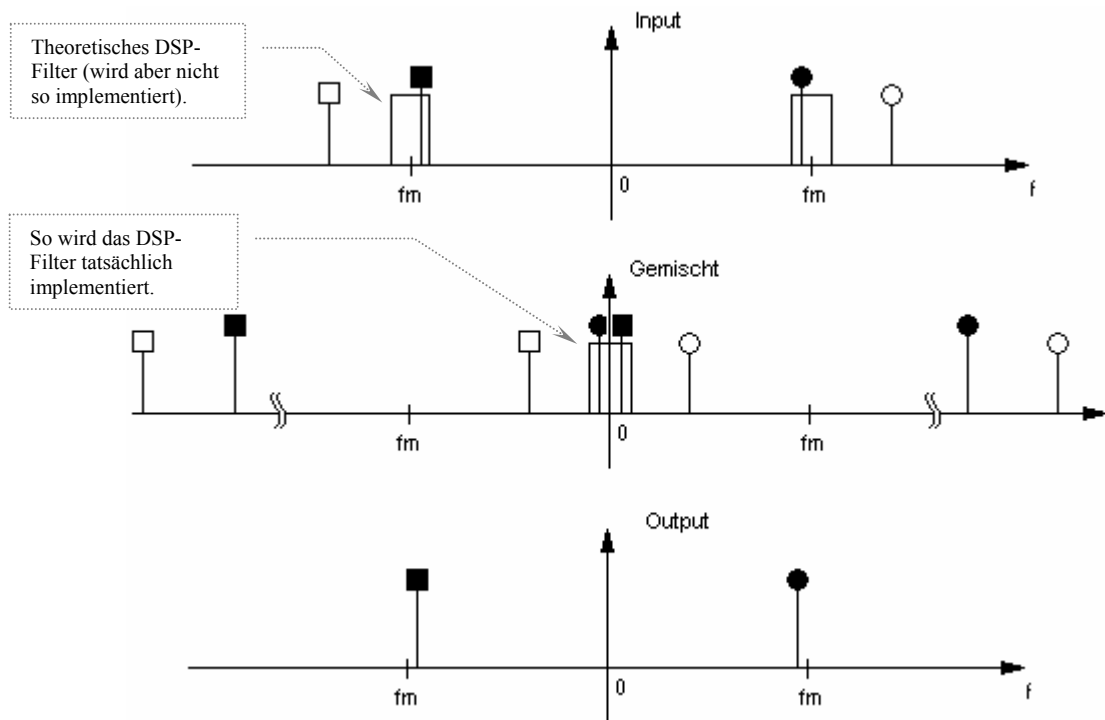


Abbildung 7: Filterung mit Mischung ins Basisband

### 3.3 Blockdiagramm und Schemas

Dieses Kapitel soll zuerst einen logischen Überblick über das realisierte System geben. Dieser wird durch Fotos ergänzt. Dann wird genauer auf die einzelnen Blöcke eingegangen.

#### 3.3.1 Blockdiagramm

Für die Beschreibung des Blockdiagramms gilt, dass die Namen die im Diagramm vorkommen in der Beschreibung in eckigen Klammern erscheinen (zum Beispiel: [Vorfilter]).

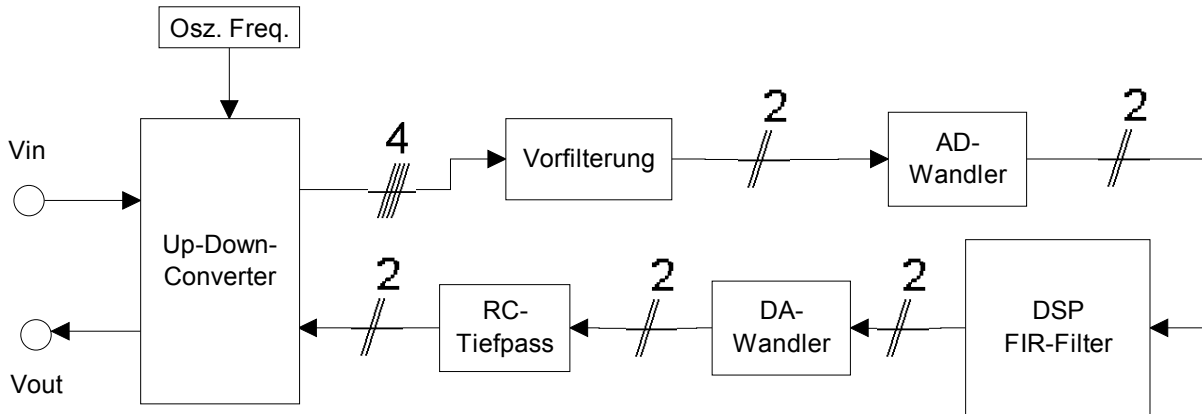
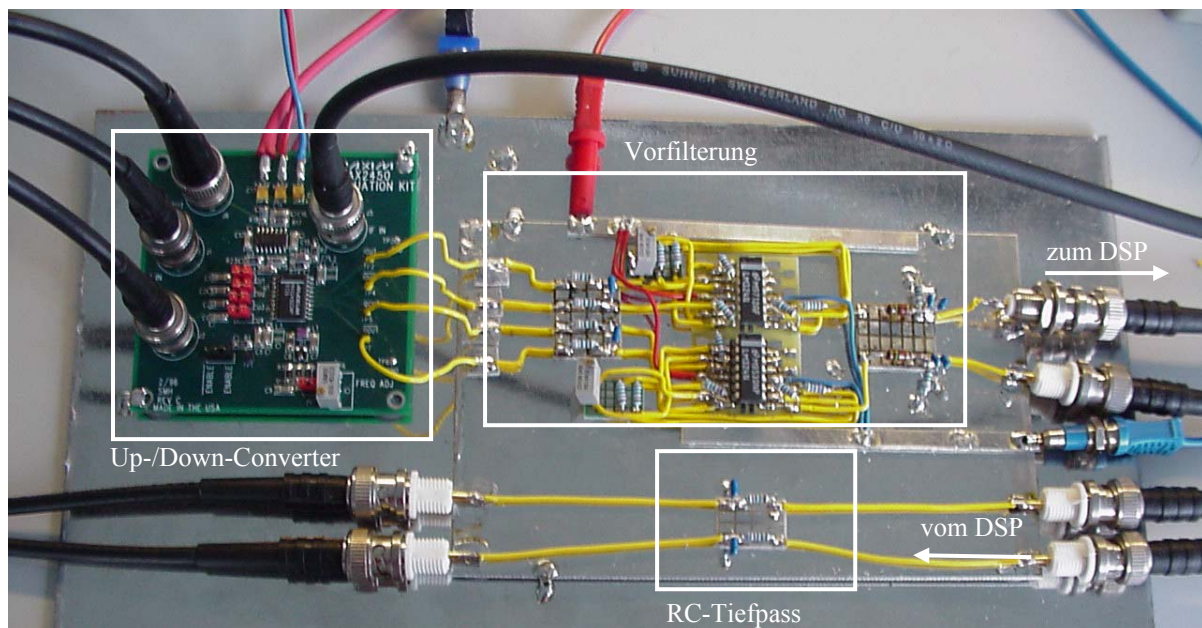


Abbildung 8: Blockdiagramm gesamt



Die Mittenfrequenz des Filters kann mit dem Block [Oszillator] eingestellt werden. Dieser Block wird im Kapitel 3.3.2 *Up-/Down-Converter* genauer beschrieben.

Das hochfrequente Eingangssignal  $[V_{in}]$  wird mittels Abwärtsmischung ins Basisband transformiert [Up-/Down-converter], indem es mit einem Sinus- und einem Cosinus-Signal der Frequenz vom Oszillator multipliziert wird. Dadurch entstehen aber zwei Signale (Real- und Imaginärteil des Originalsignals), weshalb ab hier mit zwei, resp. vier Pfaden gearbeitet werden muss.

Anschliessend werden die Signale mit einem Tiefpass gefiltert [Vorfilter], um die bei der Multiplikation entstandenen spektralen Anteile doppelter Frequenz zu unterdrücken. Gleichzeitig dient dieser Block aber auch noch

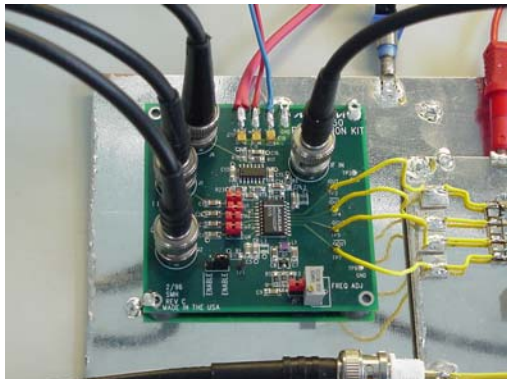
als sogenanntes "Anti-Aliasing-Filter" und sorgt dafür, dass die [AD-Wandler] möglichst gut ausgenutzt werden können.

Die folgenden Blöcke ([AD-Wandler], [DSP FIR-Filter] und [DA-Wandler]) sind nicht Bestandteil dieses Kapitels und werden deshalb nicht genauer beschrieben.

Der nachfolgende Tiefpass ([RC-Tiefpass]) dient zum Glätten des Signals nach dem D/A-Wandler.

Zum Schluss werden die vom DSP gefilterten Signale durch Aufwärtsmischung und Addition [Up-/Down-Converter] vom Basisband wieder auf die Frequenzlage des Eingangssignals gebracht. Da für die Ab- und Aufwärtsmischung genau die gleiche Quelle verwendet wird, ist auch sichergestellt, dass das Signal am Ausgang wieder auf derselben Frequenz liegt wie am Eingang.

### 3.3.2 Up-/Down-Converter



Die Abbildung 9 zeigt schematisch das für die Mischung verwendete Evaluation Kit MAX2450. Die genauen Daten können den Datenblättern im Anhang oder direkt unter [3] gefunden werden.

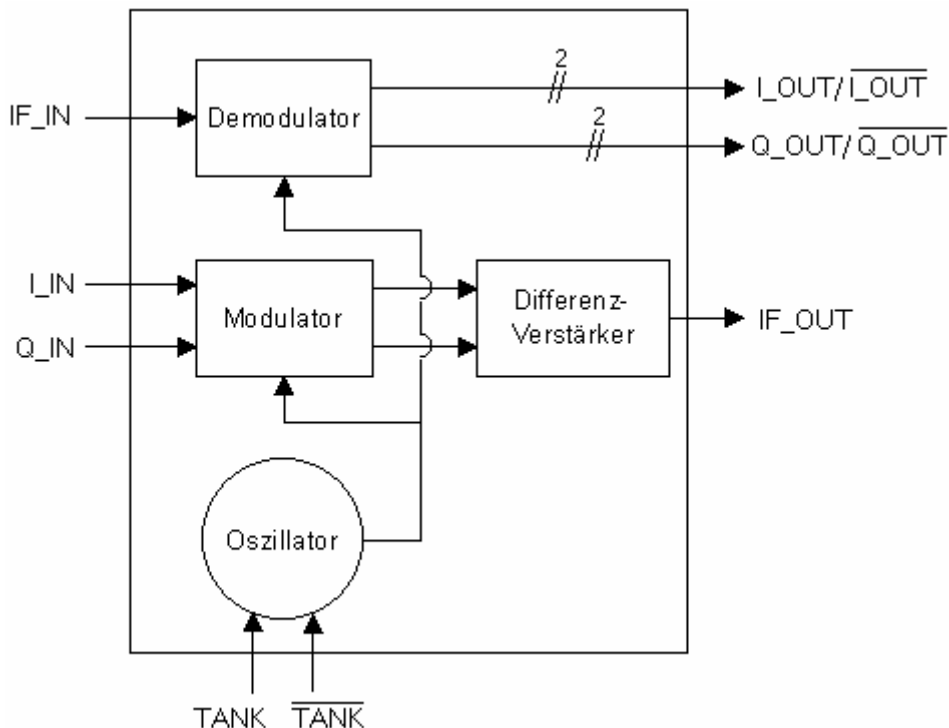


Abbildung 9: Up-/Down-Converter Blockschema

Der Baustein wird im Normalfall eigentlich genau umgekehrt verwendet, als wir das tun. Im Allgemeinen mischt man ein Signal auf eine hohe Frequenz um dies dann z.B. über ein Funknetz übertragen zu können. Beim Empfänger wird dann das Umgekehrte gemacht und das Signal liegt wieder in seiner ursprünglichen Form vor. Unser Problem ist aber, dass wir das Signal zuerst heruntermischen wollen und erst nachher wieder hinauf. Deshalb scheinen die Bezeichnungen Demodulator und Modulator eigentlich falsch angewendet, die Funktionen sind aber für unser Problem richtig benützt.

**Demodulator:**

Der Demodulator mischt das Signal ins Basisband. Dazu benützt er die Frequenz des Oszillators als Referenz. Er liefert symmetrische Signale (I\_OUT und /I\_OUT, sowie Q\_OUT und /Q\_OUT).

**Modulator:**

Der Modulator mischt das Signal vom Basisband zurück in die Ausgangsfrequenzlage.

Als Input erwartet er zwar symmetrische Signale (I\_IN und /I\_IN, Q\_IN und /Q\_IN), aber auf dem Evaluation Kit ist bereits eine Schaltung erstellt, welche mit asymmetrischen Signalen auskommt.

**Oszillator:**

Die Frequenz des Oszillators kann von aussen mittels Parallelschwingkreis und Potentiometer eingestellt werden. Im Prinzip ist die Frequenz also spannungsgesteuert. Praktisch ändert man mit dem Verstellen des Potentiometers die wirksame Kapazität des LC-Parallelschwingkreises. Die Oszillatorfrequenz entspricht der Mittenfrequenz des Bandpassfilters.

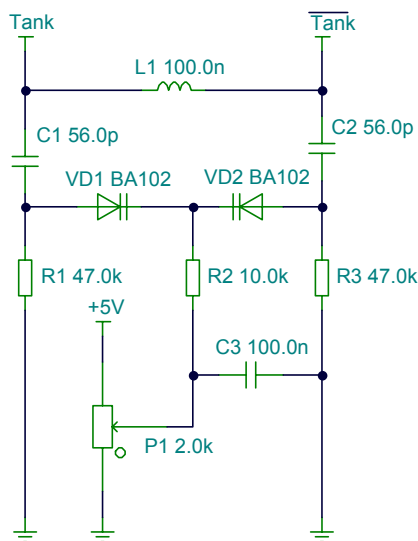


Abbildung 10: Schaltung für die Einstellung der Mittenfrequenz (Oszillator des Modulators)

Die Frequenz kann berechnet werden durch:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{EQ} \cdot C_{EQ}}}$$

dabei ist

$$L_{EQ} = L_1 + L_{STREU}$$

und

$$C_{EQ} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{2}{C_{VAR}}} + C_{STREU}$$

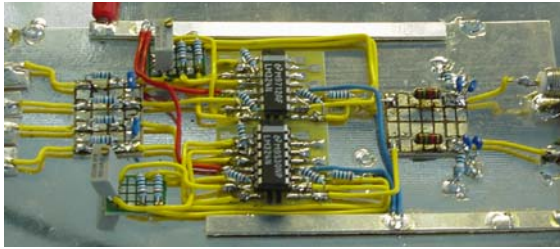
$C_{VAR}$  ist die Kapazität der Kapazitätsdioden VD1 und VD2.

Wir verwenden die Werte, die auf dem Evaluation Kit vorgeschlagen sind, denn diese sind abgestimmt auf die Möglichkeiten der IC's. Die Grenzen des Systems werden wir durch Messungen ermitteln (siehe Kapitel 5.4 *Einstellbereich der Mittenfrequenz*).

**Diff-Verstärker:**

Auch der Modulator liefert das gemischte Signal symmetrisch. Deshalb ist auf dem Evaluation Kit auch noch ein Differenzverstärker eingebaut. So bekommt man am Ausgang wieder ein asymmetrisches Signal.

### 3.3.3 Vorfilter



Dieser Block bereitet die gemischten Signale so vor, dass sie im DSP gefiltert werden können.

Mit dem Differenzverstärker verknüpfen wir die beiden Signalaare  $X_{IN}$  und  $/X_{IN}$  zu einem Signal. Dies bringt uns ein sauberes Signal auf den DSP und wir können das System so abgleichen, dass der Eingangsbereich des A/D-Wandlers möglichst gut ausgenutzt wird.

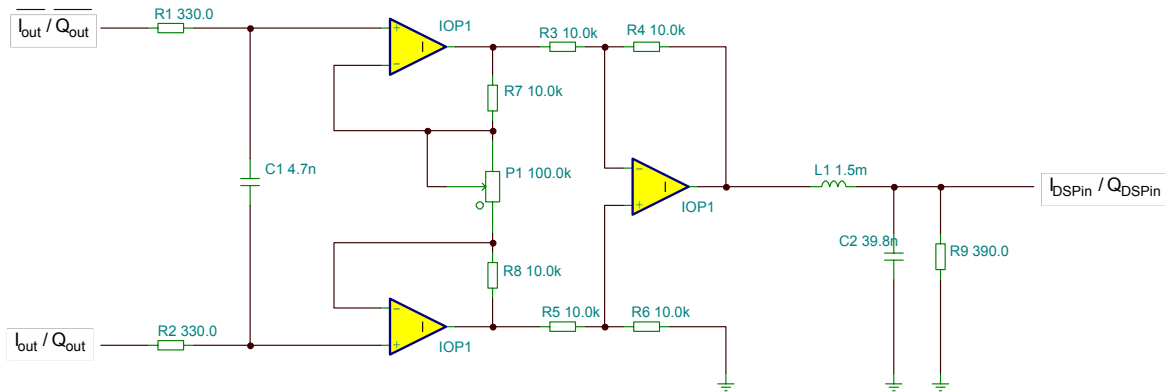


Abbildung 11: Schema eines Vorfilterpfades (ist auf dem Print zweimal vorhanden)

Das symmetrisch aufgebaute Tiefpassfilter links vom Verstärker soll nur den Differenzverstärker vor zu hochfrequenten Signalen schützen.

Der Tiefpass zweiter Ordnung rechts vom Verstärker ist hingegen unbedingt nötig. Dieses Filter wird als "Anti-Alisasing-Filter" eingesetzt. Es schützt den DSP vor zu hohen Frequenzen, welche sonst Störungen verursachen würden. Da der DSP leider etwas langsam ist, ist es nötig, hier mit einem Filter zweiter Ordnung zu arbeiten. Von der DSP-Seite her wird eine Dämpfung von mindestens  $-20\text{dB}$  gefordert und das zwischen der Knickfrequenz von  $10\text{ kHz}$  und ca.  $78\text{ kHz}$  (=Abtastfrequenz-Knickfrequenz). Dies zeigt aber die Abbildung 12 besser.

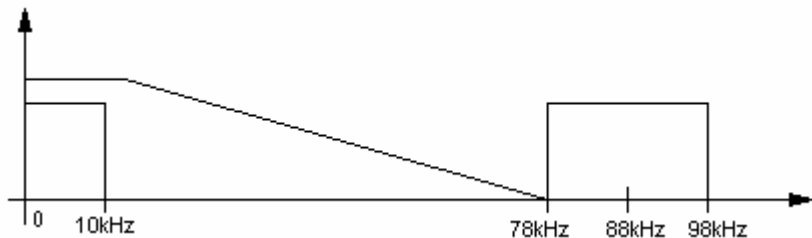


Abbildung 12: Frequenzmässige Überlegungen für das "Anti-Alisasing-Filter"

Mit den von uns gewählten Bauteilen sollten wir eigentlich eine Knickfrequenz von ungefähr  $20\text{ kHz}$  erhalten. Messungen zeigten aber, dass die Knickfrequenz aufgrund der Bauteiltoleranzen bei ungefähr  $12\text{ kHz}$  liegt.

Frequenzgang Tiefpass 2. Ordnung

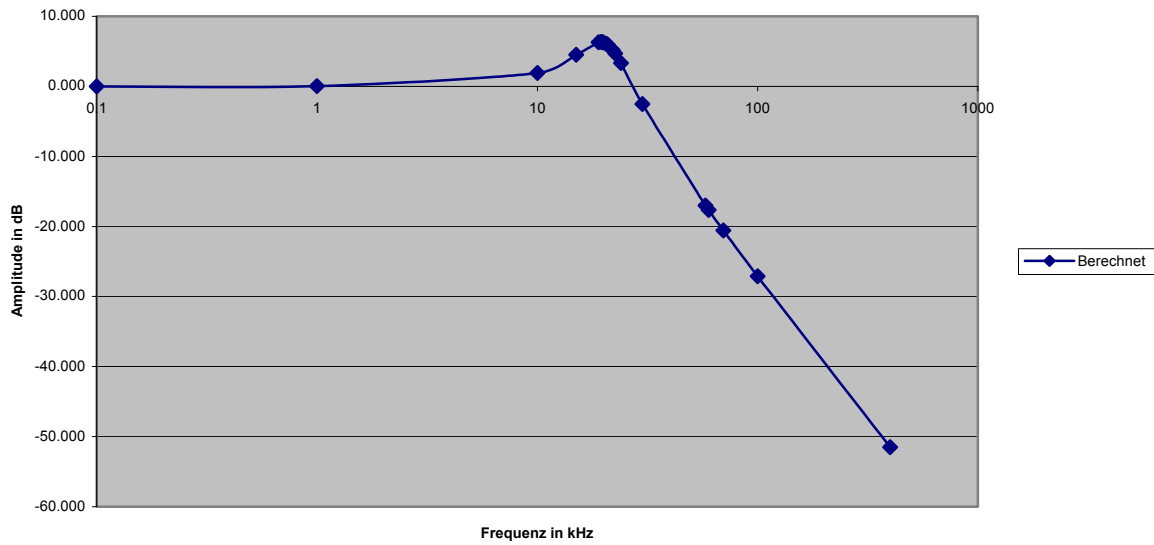
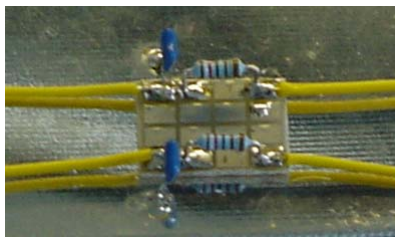


Abbildung 13: Berechneter Frequenzgang des "Anti-Aliasing-Filters"

3.3.4 RC-Tiefpass



Der D/A-Wandler erzeugt sein Ausgangssignal mit einem Zero-Order-Hold-Glied. Das heisst, an seinem Ausgang entsteht ein treppenförmiges Signal. Dieses enthält aber aufgrund der steilen Flanken sehr viele Oberwellen, welche eigentlich gar nichts mit dem wirklichen Signal zu tun haben. Dieses kann nur Frequenzen enthalten, die unterhalb der Grenzfrequenz des DSP-Tiefpasses liegen.

Wenn wir davon ausgehen, dass im DSP immer ein Tiefpass realisiert wird (was hier natürlich eine sinnvolle Annahme ist), wir aber den Benutzer des

DSP mit der Hardware nicht allzu sehr einschränken wollen, ist eine sinnvolle Wahl für die Knickfrequenz dieses RC-Tiefpasses dieselbe wie auch die des "Anti-Aliasing-Filters".

Mit diesem einfachen Filter glätten wir also das Signal vom DSP-Filter, resp. vom D/A-Wandler. Wir sorgen dafür, dass die Wandlung keine "falschen" Frequenzen in unser System einbringt.

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

# 4 Digitaler Teil

In diesem Kapitel wird nur die Problematik des digitalen Filterns angeschaut. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Signale alle schon ins Basisband transformiert wurden, so dass anstelle des Bandpassfilters ein Tiefpassfilter realisiert werden kann. Die Transformation der Signale wird aber hier nicht behandelt.

## 4.1 Theorie der FIR-Filterung

Die Filterung soll mittels FIR-Filtern (Finite Impulse Response Filtern) geschehen. Deshalb wird hier kurz das Prinzip dieses Filtertyps erklärt. Ergänzende Erklärungen finden sie in der Fachliteratur (Bsp. [1]).

### 4.1.1 Faltung analog, digital

Ausgangspunkt ist ein analoges lineares System. Dort gilt der folgende Zusammenhang:

$$\begin{array}{ccc}
 X(\omega) & \xrightarrow{\quad} & \boxed{h(t) \circ \bullet H(\omega)} & \xrightarrow{\quad} & Y(\omega) = X(\omega) \cdot H(\omega) \\
 x(t) & & & & y(t) = \int x(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau = x(t) * h(t)
 \end{array}$$

Für ein digitales System muss das Filter aber zeitdiskret sein, d.h. die Stossantwort (oder die Übertragungsfunktion) muss abgetastet werden. Dadurch kann das Faltungsintegral als Summe dargestellt werden. Es gilt:

$$\left. \begin{array}{l} \tau \rightarrow nT \\ d\tau \rightarrow T \\ \int \rightarrow \sum \end{array} \right\} \quad y_a(t) = \sum_{n=0}^N x(t - nT) \cdot h(nT) \cdot T = \sum_{n=0}^N x(t - nT) \cdot c_n$$

Prinzipiell kann diese Summe jetzt als digitales System realisiert werden. Das Problem liegt nur noch bei der Form der Übertragungsfunktion, bzw. der Stossantwort.

### 4.1.2 Übertragungsfunktion, Stossantwort

Die Stossantwort eines idealen Tiefpasses ist von der Form  $\sin(x)/x$ . (siehe Abbildung 14). Eine solche Funktion kann aber in einem DSP nicht nachgebildet werden, da auch die negative Zeitachse berücksichtigt werden muss. Der DSP müsste sozusagen in die Zukunft schauen können.

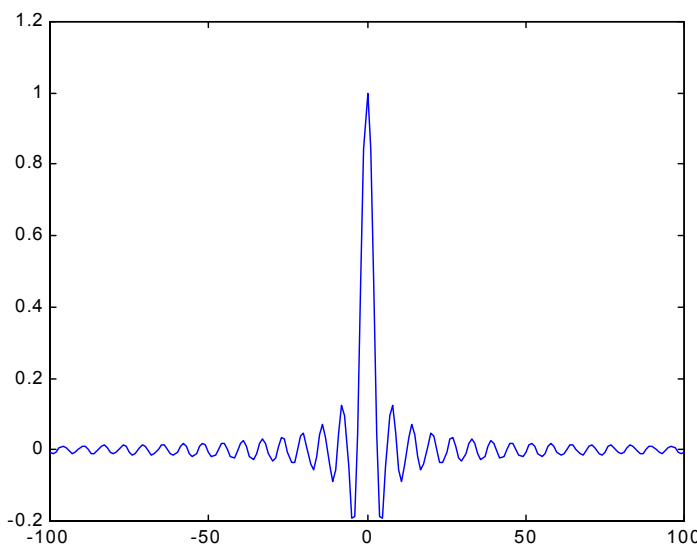
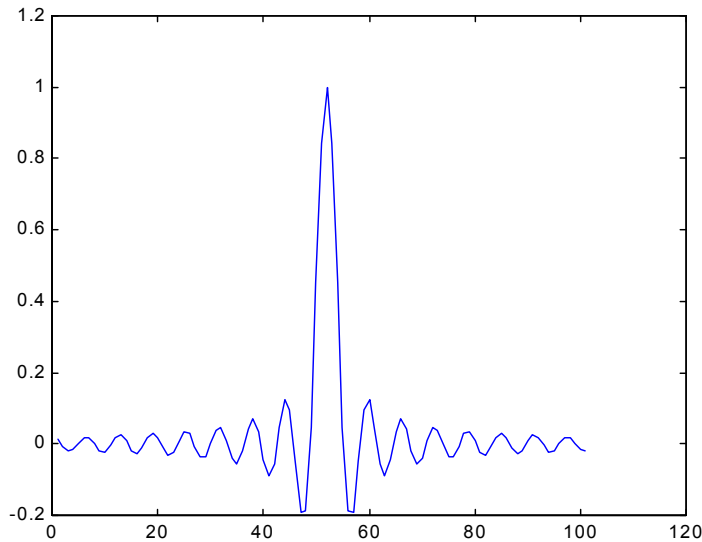


Abbildung 14: Stossantwort eines idealen Tiefpassfilters

Ein weiteres Problem ist, dass die Stossantwort nicht begrenzt, sondern nur abklingend ist. Die Faltung muss aber über die ganze Stossantwort ausgeführt werden, so dass zur Berechnung von nur einem Wert des Ausgangssignals  $y(t_i)$  unendlich viel Zeit vergehen würde.

Diese Probleme werden folgendermassen gelöst:

- Die Impulsantwort wird auf eine gewisse Zeit beschränkt, d.h. sie wird abgeschnitten. Daher kommt auch der Name des FIR-Filters. Dieses Abschneiden kann mehr oder weniger geschickt gemacht werden. Darauf möchten wir nicht weiter eingehen, sondern verweisen auf weiterführende Literatur (Beispielsweise [1], Kapitel 6.3.2: Dimensionieren nach der Fenstertechnik).
- Die abgeschnittene Stossantwort wird so verschoben, dass der Anfang des Bereiches auf die Zeit  $t = 0$  zu liegen kommt (siehe Abbildung 15)



**Abbildung 15:** Abgeschnittene und verschobene Stossantwort → realisierbar, kausal

Natürlich haben diese Veränderungen Einfluss auf die Übertragungsfunktion.

- Durch das Beschränken der Stossantwort handelt man sich einerseits eine gewisse Welligkeit im Sperr- sowie im Durchlassbereich ein, andererseits wird auch die Flanke nicht mehr so steil sein wie ohne Beschränkung. Dies ist zweifellos ein Nachteil. Bedenkt man aber, dass oft (und gerade auch in unserem Fall) auch analoge Bauteile im Spiel sind, können diese Nachteile wieder relativiert werden. Durch geeignete Filterkoeffizienten können diese "Unschönheiten" weitgehend versteckt werden.
- Das Verschieben der abgeschnittenen Stossantwort bringt keine Probleme. Die einzige Änderung die auftritt ist, dass der lineare Phasengang um den Nullpunkt gedreht wird. Da dies aber keine Verzerrungen sondern nur eine Zeitverzögerung hervorruft, ist dieser Effekt für uns nicht weiter schlimm.

### 4.1.3 Grundsätzliches zur Realisierung

Die Realisierung eines FIR-Filters in einem DSP ist eigentlich recht einfach. Die Formel

$$y(i) = \sum_{n=0}^N x(i-n) \cdot c_n$$

muss in einen möglichst zeitoptimierten Code gepackt werden. In Abbildung 16 ist dargestellt wie ein einzelner Ausgangswert berechnet werden kann. In einem Pseudocode sieht das so aus:

```
x(0) = xa //Einlesen des aktuellen Wertes vom AD-Wandler
y_intern=x(0)*c(0)+x(1)*c(1)+...+x(N-1)*c(N-1) //Berechnen der Fkt-Wertes
für i von N-1 bis 1 //Umspeichern der verzögerten Signalwerte
  x(i) = x(i-1)
ende
ya=y_intern //Resultat zum DA-Wandler schicken
```

Wie hier und in der Abbildung zu erkennen ist, sind für das Berechnen des Ausgangssignals eine Reihe von Operationen nötig, die mit "Multiplikation mit Faktor und Summenbildung" beschrieben werden können. In den meisten DSPs kann diese Aktion in einem einzigen Rechenschritt ausgeführt werden. Zusätzlich können viele Prozessoren auch gleich noch einen Zeiger auf ein Speicherelement neu setzen. Deshalb ist beim Entwurf des Algorithmus' darauf zu achten, dass diese Eigenschaften ausgenutzt werden können. Dies setzt aber auch eine entsprechende Organisation im Speicher voraus.

Der Pseudocode zeigt aber auch eine Schwäche der FIR-Filter auf: Für jeden neuen Eingangswert muss die ganze Verzögerungsleitung durchgerechnet werden. Das heisst, dass pro Abtastzyklus  $N$  (Filterordnung) Multiplikationen und Divisionen nötig sind. Wenn also ein Filter hoher Ordnung erstellt werden soll, darf die Abtastfrequenz nicht zu hoch sein.

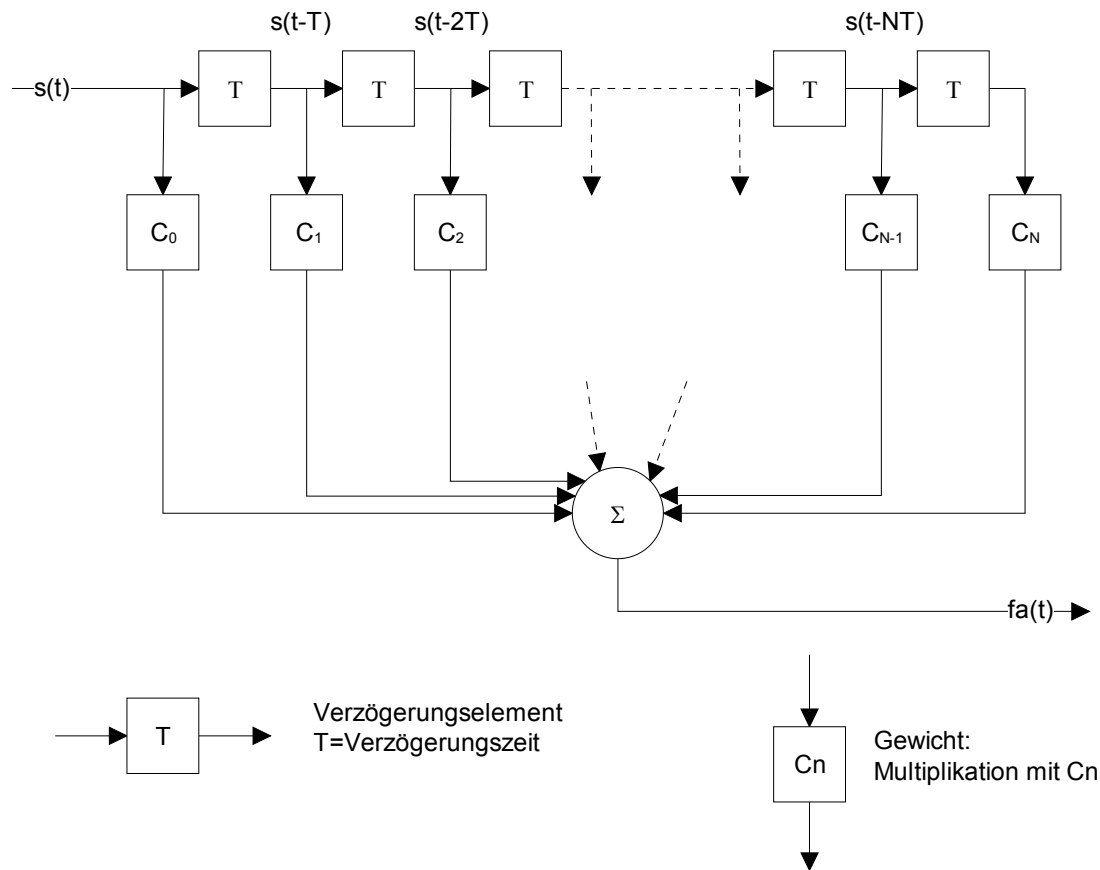


Abbildung 16: Grundsätzliche Struktur eines FIR-Filters

## 4.2 Implementierung

Eigentlich ist die Implementierung des FIR-Filters relativ einfach. Für unseren Prozessor gibt es bereits fertige Funktionen, welche die ganze Filterung möglichst zeitoptimiert erledigen. Ein Versuch, das Filter mit einem eigenen Algorithmus schneller zu machen, hatte leider nicht den gewünschten Effekt, weshalb wir darauf verzichteten.

### 4.2.1 Problem der Filterordnung

Bei der Implementierung stellten wir bald einmal fest, dass die Vorgaben im Pflichtenheft nicht eingehalten werden können. Da der verwendete Sharc-Prozessor nur mit einer Taktfrequenz von 33.3 MHz arbeitet ist es nicht möglich ein FIR-Filter von der gewünschten Ordnung und Bandbreite zu erstellen. Von der Prozessorseite her gesehen, möchten wir eine möglichst tiefe Abtastfrequenz, was weniger Samples gibt und somit mehr Zeit um den einzelnen Sample zu bearbeiten. So können Filter von hoher Ordnung erstellen werden.

Die Abbildung 17 zeigt deutlich, wo die Grenzen des Systems liegen. Sie wurde durch Messung der Dauer der Interrupt Service Routine (ISR) erstellt. Dazu wurde die ISR mit einem Timer ergänzt. Die globale Variable "et" wurde dann ausgelesen und mit den darin enthaltenen Werten die Grafik erzeugt. Die nötigen Änderungen in der ISR sind die folgenden:

```

timer_set(0xff, 0xffffffff); // Initialisiert den Timer
timer_on(); // startet den Timer

/* normale ISR */

et = 30.303e-9*(0xffffffff-timer_off()); //stoppt den Timer und berechnet die verstrichene Zeit
    
```

Da die Timerbefehle die normale ISR nur umschliessen, beeinflussen sie die Dauer nicht. Die gemessene Zeit ist also wirklich die Dauer der ISR.

Das Abtasttheorem sagt, dass die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch sein muss, wie die höchste im System vorkommende Frequenz. Dies muss mit einem analogen Filter, einem sogenannten "Anti-Aliasing-Filter", vor dem A/D-Wandler sichergestellt werden (siehe 3.3.3 *Vorfilter*). Da dieses Filter eine gewisse Bandbreite benötigt um eine genügend starke Dämpfung zu erzielen, muss die Abtastfrequenz auch nach seiner Kennlinie gewählt werden. Es muss also ein Kompromiss zwischen diversen Faktoren gemacht werden. Einige davon sind:

- Hohe Abtastfrequenz → einfaches Analoges Filter, weniger Probleme mit Aliasing (positiv).
- Hohe Abtastfrequenz → digitale Filterordnung kann nicht mehr sehr gross sein, das heisst die Flanke des digitalen Filters wird flacher (negativ).

Der von uns geschlossene Kompromiss sieht folgendermassen aus:

- Bandbreite des Filters: 10 kHz (→ Bandbreite Bandpass: 20 kHz, also wie im Pflichtenheft vorgesehen)
- Abtastfrequenz: 88 kHz
- Filterordnung N: 100 (unter den anfänglich gewünschten Anforderungen, aber wegen der nötigen Abtastfrequenz nicht anders wählbar)

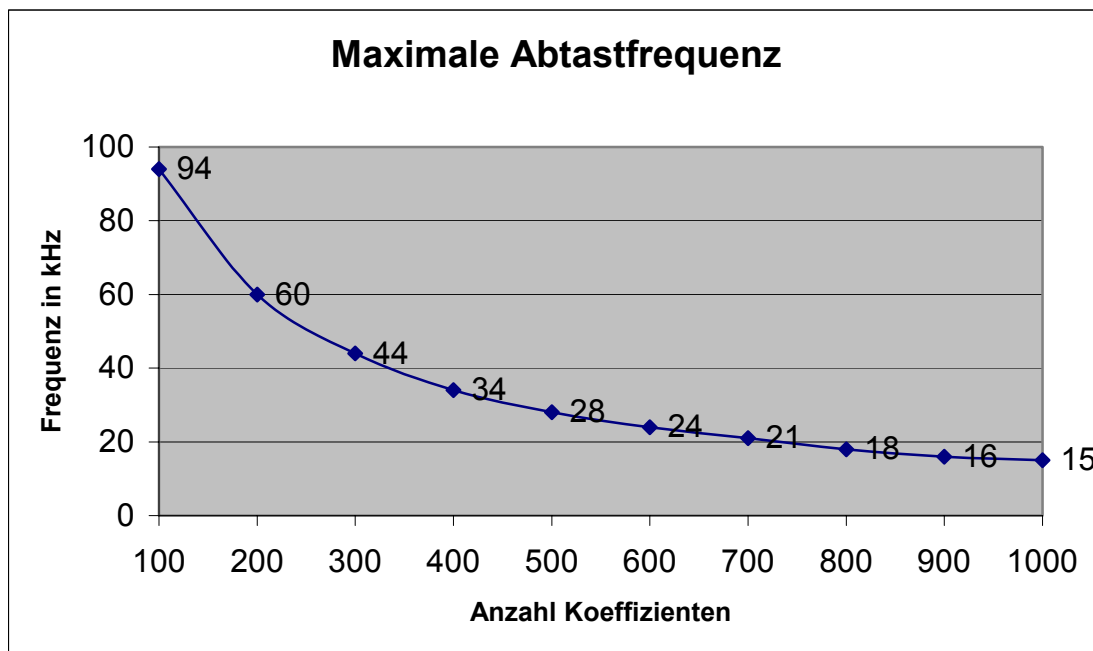


Abbildung 17: Maximale Abtastfrequenz in Abhängigkeit der Filtergrösse

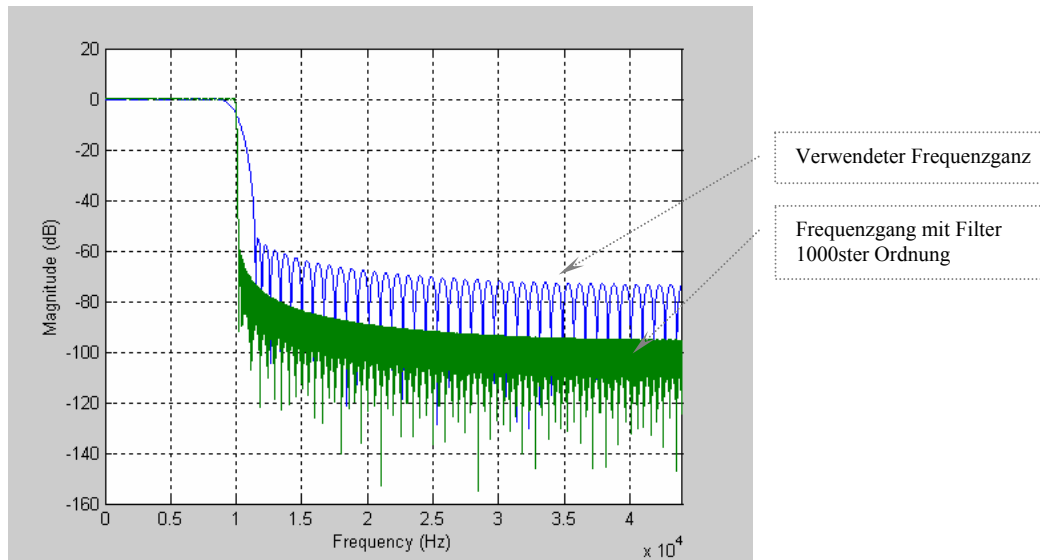
#### 4.2.2 Frequenzgang des digitalen Filters

Um das System auszumessen, muss ein Filter benutzt werden. Dazu haben wir in Matlab ein FIR-Filter berechnet, welches mit einem Kaiserfenster gewichtet wurde. Es gibt in Matlab ein praktisches Tool, um Filter zu designen. Wenn man dieses nicht verwenden möchte, sind die nötigen Befehle zum Erzeugen dieses Filters die folgenden:

```
fc=88000; % Abtastfrequenz
fg=20000; % Grenzfrequenz des Filters
N=100; % Filterordnung
h=firl(N, 2*fg/fc,kaiser(N+1,5)); % Berechnet die Koeffizienten, Kaiser:  $\beta = 5$ 
```

Der Frequenzgang ist in Abbildung 18 dargestellt.

## Einstellbares Bandpassfilter



**Abbildung 18:** Theoretischer Frequenzgang des digitalen Filters, zusätzlich Frequenzgang eines Filters höherer Ordnung

In dieser Abbildung ist neben dem benutzten auch noch ein Frequenzgang eines Filters 1000ster Ordnung sichtbar. So sieht man den Effekt, der eine Erhöhung der Filterordnung bringt. Während das von uns verwendete Filter 100ster Ordnung eine Übergangsbreite von circa 2 kHz aufweist, ist beim anderen Filter fast keine Übergangsbreite zu erkennen. Dies ist also der Effekt, den wir durch die kleinere Filterordnung in Kauf nehmen müssen.

Wie der Frequenzgang des Filters tatsächlich aussieht, ist im Kapitel 5.2 *Frequenzgänge* zu sehen.

### 4.2.3 Verwendung der Software

Wie schon in der Einleitung erwähnt, wollten wir nicht ein fixes Filter entwickeln und auf dem DSP implementieren. Deshalb werden dort auch keine Koeffizienten generiert. Diese müssen also vor der Inbetriebnahme des Filters auf den DSP geladen werden.

Dieser Prozessor kann entweder mit Matlab oder mit einem DOS-Eingabefenster bedient werden. Dadurch wird der ganze Ladevorgang der Koeffizienten aber etwas mühsam. Wir haben die nötigen Befehle für beide Bedienelemente in ein File zusammengefasst, was die Bedienung doch etwas erleichtert. Die Files hierzu sind die folgenden:

#### Matlab:

- `speichern.m`: Hilft bei der Speicherung von Filterkoeffizienten, die in Matlab berechnet wurden.
- `laden.m`: Startet den DSP mit dem angegebenen File, welches die Filterkoeffizienten enthalten muss. Ebenso muss auch die Abtastfrequenz angegeben werden. Dies wurde nicht automatisiert, damit der Benutzer mehr Freiheiten hat.

#### DOS-Eingabefenster:

- `laden.bat / laden.cmd`: Weniger zu empfehlen. Es müssen zuerst im File `filter.cmd` das zu ladende File, die Anzahl Filterkoeffizienten und die Abtastfrequenz angegeben werden.

Alle diese Files müssen sich im selben Ordner befinden wie das File "filter.21k", welches das auf dem DSP ausgeführte File ist. Die Filterkoeffizienten können an einem beliebigen anderen Ort liegen.

Beim Verwenden von Matlab muss auch der Pfad richtig gesetzt sein (auf den Ordner in dem sich alle Files befinden), damit die Files am richtigen Ort gesucht werden.

**Typischer Ablauf** (Steuerung des Systems mit Matlab):

Benötigte Files:

- filter.21k                    Ausführbares File
- speichern.m                siehe oben
- laden.m                    siehe oben

Vorbereitungen:

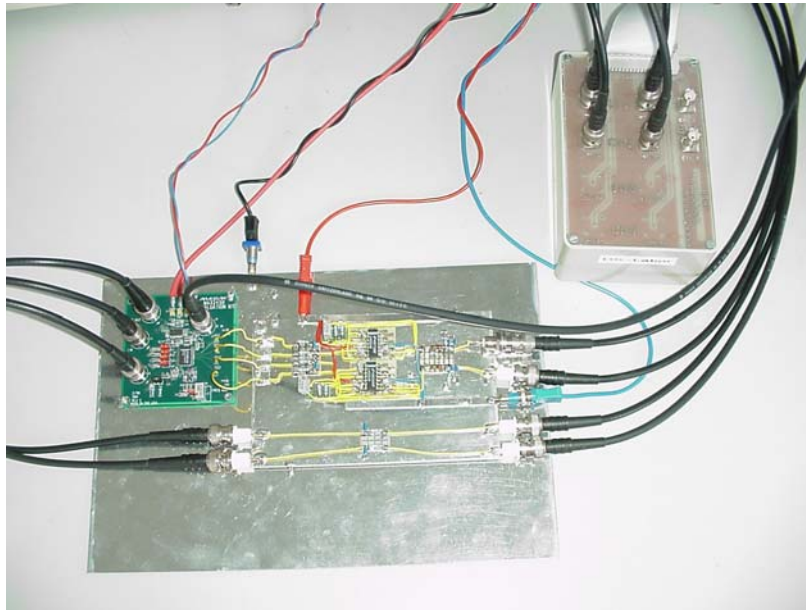
- Pfad in Matlab einstellen (aktueller Pfad!)
- Filterkoeffizienten berechnen (siehe z.B. 4.2.2 *Frequenzgang des digitalen Filters*)
- Koeffizienten speichern (File speichern.m verwenden)

Ausführung starten:

- Mit dem File laden.m werden die nötigen Schritte ausgeführt und der DSP gestartet.

## 5 Gesamtsystem, Messresultate

In diesem Kapitel werden alle Erfahrungen mit dem gesamten System, also dem analogen und dem digitalen Teil zusammen, dokumentiert. Dabei handelt es sich vorwiegend um Messungen.



### 5.1 Erfahrungen mit Messen im HF-Bereich

Beim Ausmessen des Systems durften wir auch ein bisschen HF-Luft schnuppern. Anscheinend bekam uns diese anfänglich nicht so gut, denn unsere ersten Messungen waren allesamt eine Enttäuschung. Eine kurze Einführung in die Messung im HF-Bereich durch Herrn Ehrensperger deckte jedoch unsere Probleme auf.

Wir beide hatten vorher nie viel von Signalreflexionen gehört. Aber jetzt wissen auch wir, dass besonders im HF-Bereich Abschlusswiderstände an Kabel gehören! Unsere ersten Messungen wurden durch die Signalreflexionen so verfälscht, dass sie allesamt unbrauchbar wurden. Doch mit zehnfach abschwächenden KO-Sonden und mit entsprechender Vorsicht beim Verwenden von BNC-Kabeln, konnten auch wir wirklich messen, was in unserem System abläuft. Die Resultate sind in den folgenden Kapiteln zusammengestellt.

### 5.2 Frequenzgänge

Zur besseren Übersicht haben wir neben dem Gesamtfrequenzgang auch einzelne Blöcke für sich gemessen. So sieht man auch besser, wo Störungen erzeugt und wo sie eher kompensiert werden. Die Blöcke entsprechen den im Kapitel 3.3.1 *Blockdiagramm* dargestellten, bzw. sinnvoll zusammengefassten. Beim Block Up-/Down-Converter wurde das Basisbandsignal einfach durchgeschlauft.

Die Frequenzgänge wurden mit dem HP 4395A aufgenommen. Ein paar kurze Erklärungen zu der Darstellung, resp. der Beschriftung (als Beispiel wurde die Abbildung 19 gewählt):

- Vertikale Achse: Oben in der Mitte angeschrieben.  
10dB / REF 0dB bedeutet: 10dB/Häuschen, die Referenzmarke (schwarzer Pfeil auf der linken Seite) liegt auf 0dB.
- Horizontale Achse: Unten angeschrieben.  
IF BW: Spektrale Auflösung  
CENTER: Frequenz, in der Mitte der Abbildung  
SPAN: Frequenzbereich über die ganze Abbildung  
(Frequenz/Häuschen = SPAN/10)
- Cursor: Oben rechts angeschrieben (dB und Frequenz).  
In den Bilder als weisses Dreieck sichtbar.

Die Qualität der Bilder hängt stark von der spektralen Auflösung ab. Der Network Analyzer approximiert die Werte anscheinend relativ einfach und erzeugt dadurch starke Schwingungen, welche aber nicht vom Messaufbau herkommen. Es muss deshalb darauf geachtet werden, dass keine Messungen mit einer schwachen Auflösung gemacht werden, da diese eigentlich nicht real sind.

## 5.2.1 Gesamtsystem

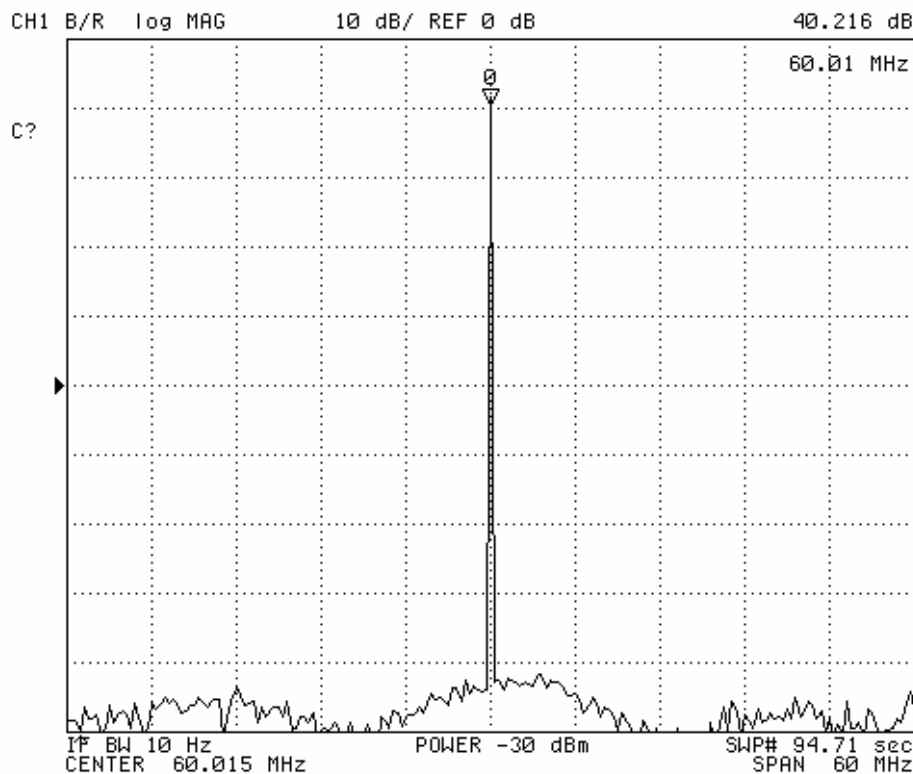


Abbildung 19: Frequenzgang des Gesamtsystems, grosser Frequenzbereich

Beim Betrachten des ganzen Frequenzbereiches kann man durchaus zufrieden sein mit dem Ergebnis der Messung. Die sichtbaren 80 dB Dämpfung sind durchaus ansprechend und eigentlich weit über unseren Erwartungen. Vor allem wenn man den theoretischen Frequenzgang des digitalen Filters in Betracht zieht (siehe Abbildung 18), nach welchem wir von einer maximalen Dämpfung von ca. 60 dB ausgehen mussten. Wie man aber weiter unten sieht (Abbildung 26), erreicht auch das digitale Filter bessere Werte. Anscheinend spielen die Komponenten relativ gut zusammen.

Auch bei einer ersten Einschränkung des Blickfeldes können wir mit dem Resultat zufrieden sein. Die Flanken des Filters sind ziemlich genau so steil wie erwartet, d.h. der digitale Teil hat den grössten Einfluss auf das System. Hier sieht man auch besser, dass die Rippel im Sperrbereich des Filters mit höheren Frequenzen leicht abfallen.

Bei noch kleinerem Ausschnitt der Frequenzachse kann man bei der Mittenfrequenz des Filters einen Einbruch im Amplitudengang erkennen. Dieser Einbruch ist schnell erklärt, entfernen konnten wir ihn aber nicht (siehe auch Kapitel 7 Ansätze für Verbesserungen).

Der Einbruch liegt genau bei der Mittenfrequenz des Filters. Wird das Signal ins Basisband gemischt, ist dies also der DC-Pegel des Basisbandsignals. Um ein System an den Up-/Down-Converter ankoppeln zu können, müssen die DC-Level des Signals und die Vorspannungspiegel des Converters gleich sein. Da dies nicht garantiert werden kann, wird ein Koppelkondensator dazwischengeschaltet. Der DC-Pegel des Signals kommt also gar nie zum Converter. Deshalb entsteht dort ein Einbruch in der Übertragungsfunktion.

In Abbildung 22 ist der Phasengang des Systems sichtbar. Dieser ist eigentlich nur im Durchlassbereich interessant, wo er dank der FIR-Filterung schön linear ist (siehe auch beim Phasengang des digitalen Filters). In dieser Abbildung sieht er zwar nicht linear aus. Aber der Network Analyzer macht dasselbe, was viele andere Systeme auch tun. Er addiert an bestimmten Stellen  $360^\circ$  zum eigentlichen Phasenwert, was zwar zu einer sägezahnförmigen Darstellung führt, dafür aber die Steilheit des Phasenganges sichtbar macht.

Einstellbares Bandpassfilter

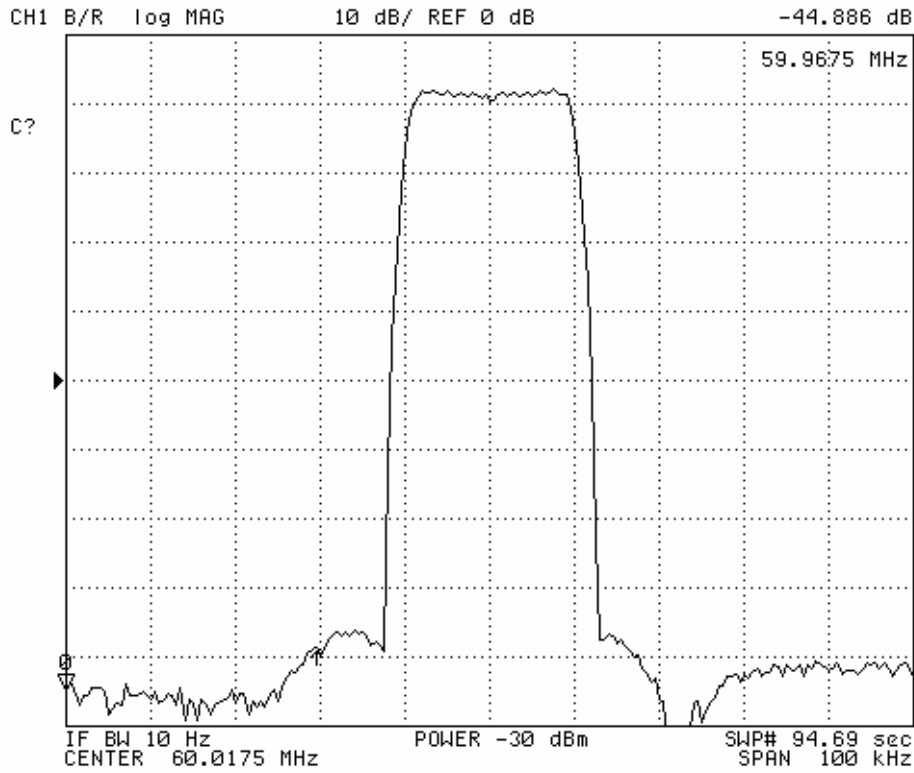


Abbildung 20: Frequenzgang des Gesamtsystems, mittlerer Frequenzbereich

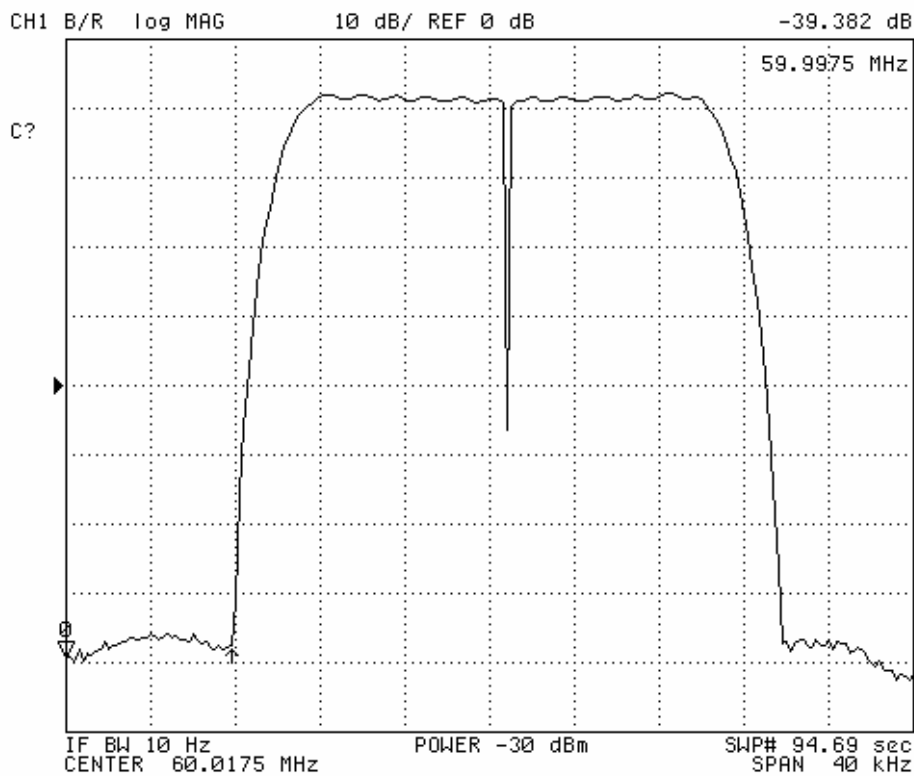


Abbildung 21: Frequenzgang des Gesamtsystems, kleiner Frequenzbereich

Einstellbares Bandpassfilter

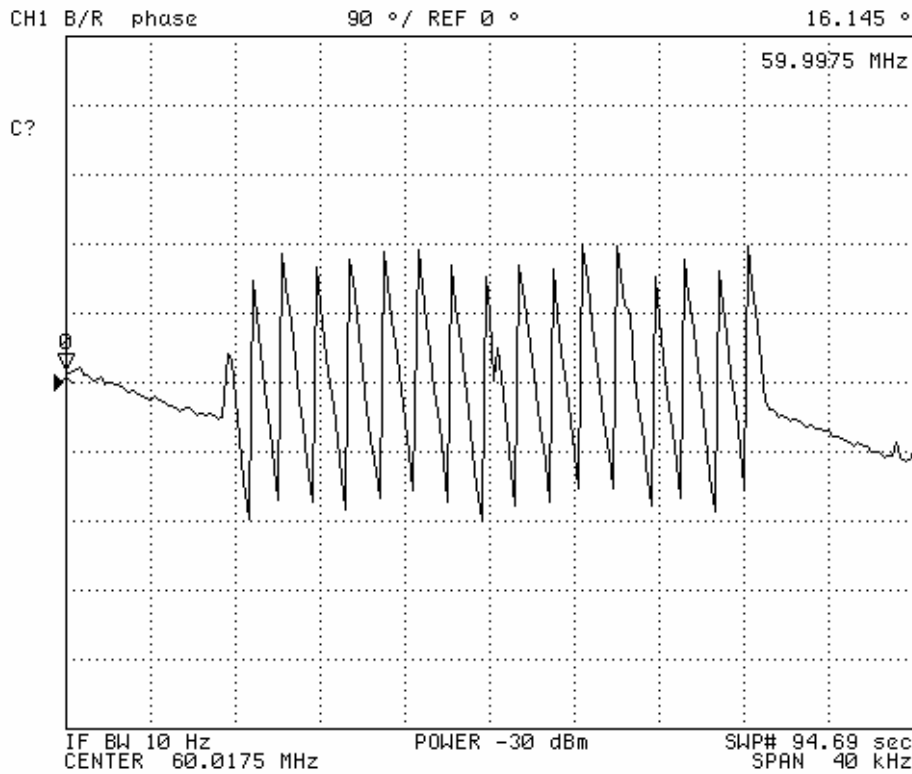


Abbildung 22: Phasengang des Gesamtsystems, Durchlassbereich

### 5.2.2 Up-/Down-Converter

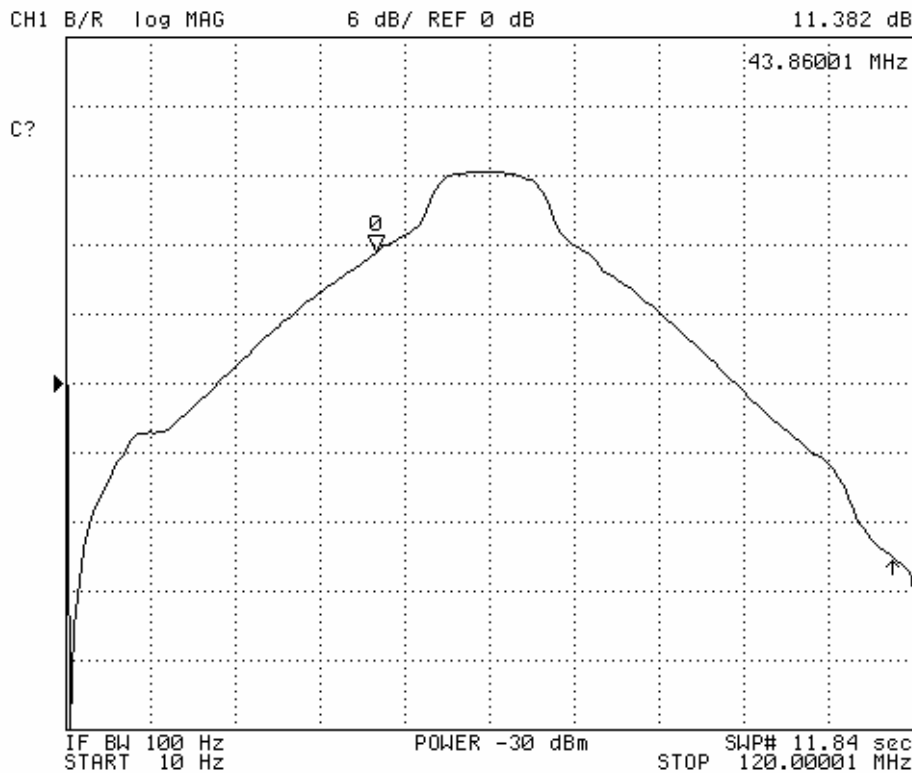


Abbildung 23: Amplitudengang Up-/Down-Converter, ganzer Frequenzbereich.

Diese Abbildung macht deutlich, in welchem Bereich das Evaluation Kit verwendet werden kann. Wenn die maximale Verstärkung gewünscht ist, muss sich die Mittenfrequenz im Bereich  $60 \pm 7$  MHz liegen. Daneben nimmt zwar die Verstärkung ab, die Eigenschaften des Kits ändern sich sonst aber nicht. Das System kann also immer noch

Einstellbares Bandpassfilter

verwendet werden. Es müssten höchstens Massnahmen getroffen werden, welche eine konstante Verstärkung erzeugen würden.

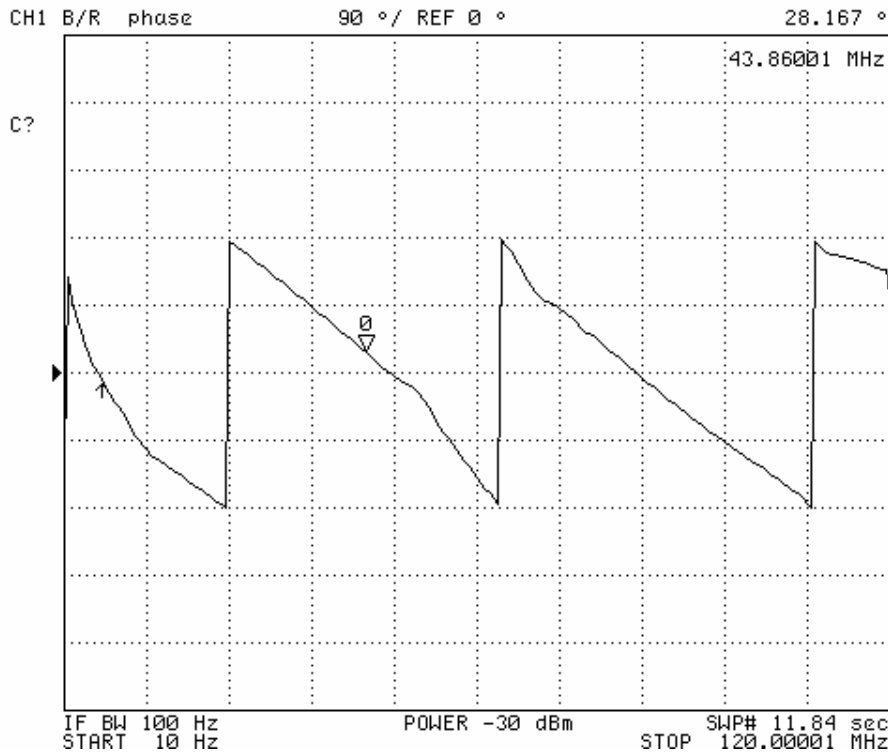


Abbildung 24: Phasengang Up-/Down-Converter, ganzer Frequenzbereich

Dass der Phasengang dieses Bausteins auch eine so schöne, beinahe lineare Charakteristik hat, ist natürlich ein grosses Plus für unser Gesamtsystem. Denn die Phasengänge der einzelnen Blöcke (wie auch die Amplitudengänge) dürfen, wenn sie in der Bodedarstellung sind, addiert werden, wenn der Gesamtphasengang gesucht ist. Wäre dieser Phasengang also nicht annähernd linear, würde der Effekt des linearen Phasengangs des digitalen Filters wieder verloren gehen.

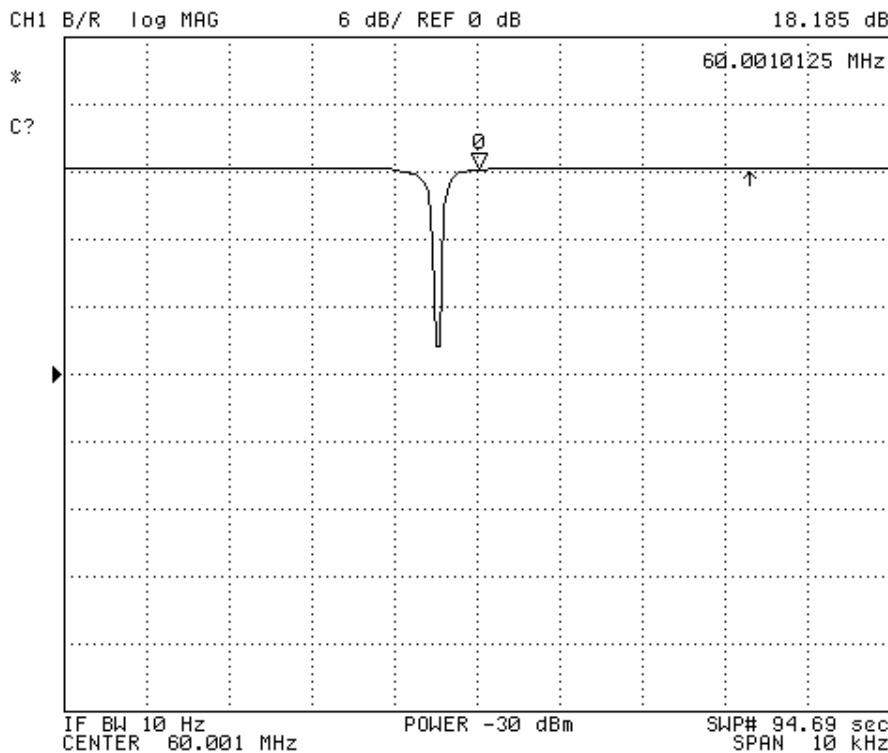


Abbildung 25: Amplitudengang Up-/Down-Converter, bei der Mittenfrequenz → Einbruch in der Übertragung.

Wie beim Gesamtfrequenzgang erklärt, hat der Up-/Down-Converter einen Einbruch in seiner Übertragungsfunktion. Aufgrund der Schaltung muss dieser Einbruch eine unendliche Dämpfung aufweisen, aber wegen der Auflösung sieht es im Bild so aus, als ob es sich nur um eine Dämpfung von knapp 20 dB handelt.

### 5.2.3 DSP mit Tiefpass

Weil der D/A-Wandler ein Treppenstufensignal erzeugt, kann der DSP nur mit dem nachfolgenden RC-Tiefpass zusammen ausgemessen werden. Deshalb wurden diese beiden Blöcke zusammengefasst. Der Einfachheit halber wird in diesem Kapitel nur vom DSP oder digitalen Filter geredet. Dabei ist aber immer die Kombination "DSP – Tiefpass" gemeint.

Auf den ersten Blick übertrifft der Amplitudengang des digitalen Filters die Erwartungen. Aufgrund der theoretischen Werte aus Abbildung 18 erwarteten wir eine Dämpfung von rund 60 dB. Tatsächlich erreichen wir aber eher rund 75 dB. Den genauen Grund dafür haben wir bis jetzt noch nicht herausgefunden. Wir vermuten aber, dass einerseits die Komponenten gut zusammenwirken und andererseits auch die Wandlerbausteine eine gewisse konstante Dämpfung haben. Dies ist durchaus möglich, wenn man berücksichtigt, dass der Amplitudengang im Durchlassbereich des Filters eine Abschwächung von ca. 22 dB aufweist, wo ja eigentlich keine Dämpfung sein sollte. Wenn man diese konstante Abschwächung den Wandlern zuschiebt, ergibt sich für den DSP eine Dämpfung von rund 53 dB, was also den normalen Verhältnissen von Theorie und Praxis entspricht.

Der Phasengang des digitalen Filters hält auch, was ein normales FIR-Filter-Design verspricht. Er ist, soweit es den Durchlassbereich betrifft, schön linear.

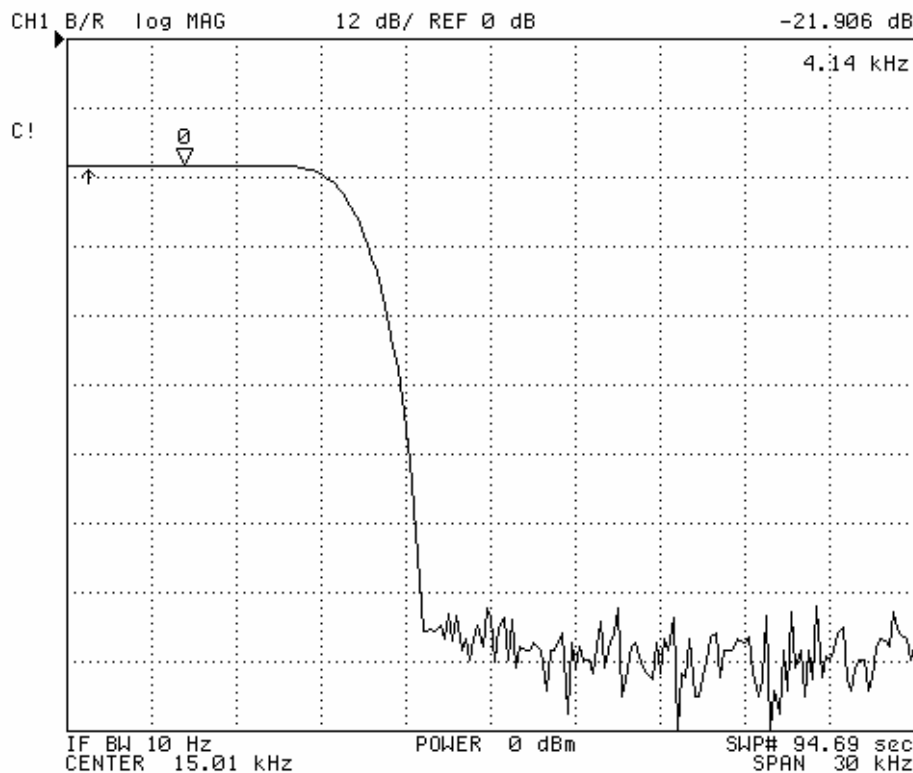


Abbildung 26: Amplitudengang des digitalen Filters

## Einstellbares Bandpassfilter

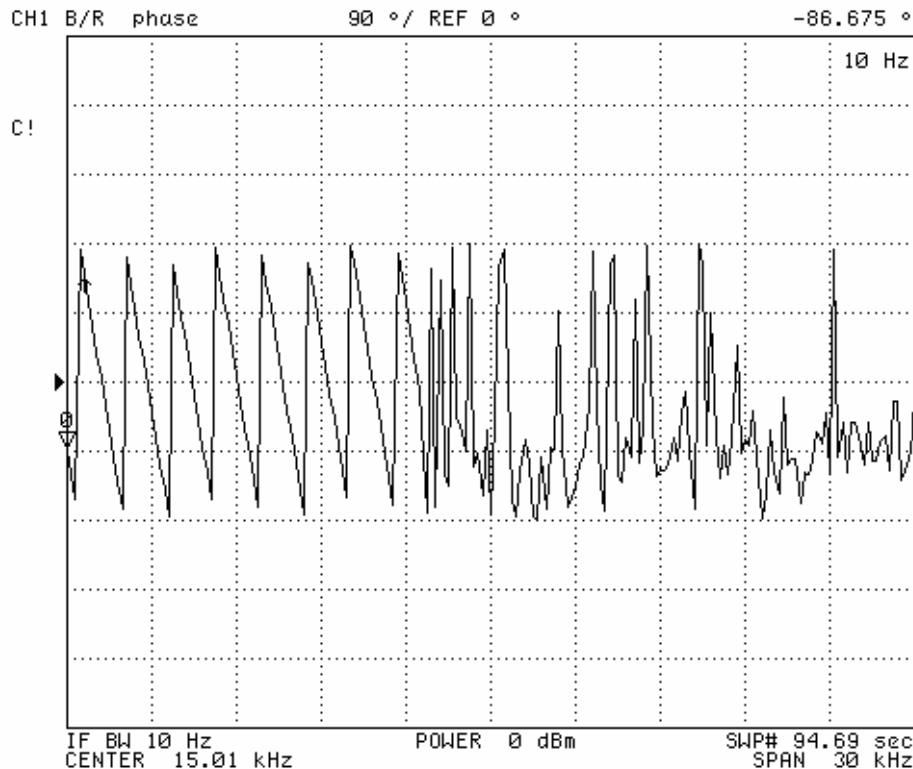


Abbildung 27: Phasengang des digitalen Filters

### 5.3 Spektren

Die Spektren wurden bei einer Mittenfrequenz von rund 60 MHz aufgenommen. Die Angabe unter den Abbildungen bezieht sich auf diese Frequenz. Ein  $\Delta f$  von 2 kHz bedeutet also, dass die Eingangsfrequenz 2 kHz über der Mittenfrequenz lag.

*Achtung:* Die dB-Werte in den Spektren entsprechen nicht den wirklichen Werten vom System! Ein Abgleich zwischen Signalgenerator und Analyzer (auch wenn nur der interne Generator des Analyzers verwendet wird) ist nur im Modus "Network Analyzer" möglich, nicht aber bei der Verwendung als "Spectrum Analyzer". Zum Vergleich innerhalb der Spektren können die Werte aber (als Relativwerte) benützt werden.

Kein Spektrumanalyzer kann ein periodisches Signal wirklich so darstellen wie es sein sollte. Dies liegt daran, dass eine unendliche Zeitspanne ausgemessen werden müsste. Deshalb erscheinen zum Beispiel von einem Cosinus, wo ja eigentlich im einseitigen Spektrum nur eine Linie sein sollte, auch Vielfache seiner Frequenz mehr oder weniger stark abgeschwächt im Spektrum. Dieser Effekt wird in [1] im Kapitel 5.6 "Leakage und der Einsatz von Fensterfunktionen" beschrieben.

Es wäre allerdings falsch, unsere Spektren mit diesem Effekt zu erklären. Was man bei diesem Spektrum gut sieht, sind einerseits die Vielfachen der Differenzfrequenz und andererseits der Einfluss des digitalen Filters.

#### Vielfache der Differenzfrequenz:

Der Down-Converter erzeugt nicht ein perfektes Signal, sondern auch Anteile mit dem Vielfachen der zu erzeugenden Frequenz. Diese sind natürlich schwächer als das Hauptsignal, aber eben doch vorhanden. Auch diese werden also weiter verarbeitet, das heisst gefiltert und wieder zurückgemischt. Deshalb erscheinen sie auch im Spektrum. Da sie aber rund 40 dB stärker gedämpft sind, dürfen wir damit zufrieden sein.

#### Einfluss des digitalen Filters:

Auch im Spektrum kann man sehr gut die Bandbreite unseres Filters erkennen. Die Absenkung des gesamten Spektrums bei  $\pm 10$  kHz um die Mittenfrequenz ist dem Filter zuzuschreiben. Deshalb sind anschliessend auch keine Vielfachen der Differenzfrequenz mehr zu sehen. Sie werden vom Filter zu stark gedämpft.

Einstellbares Bandpassfilter

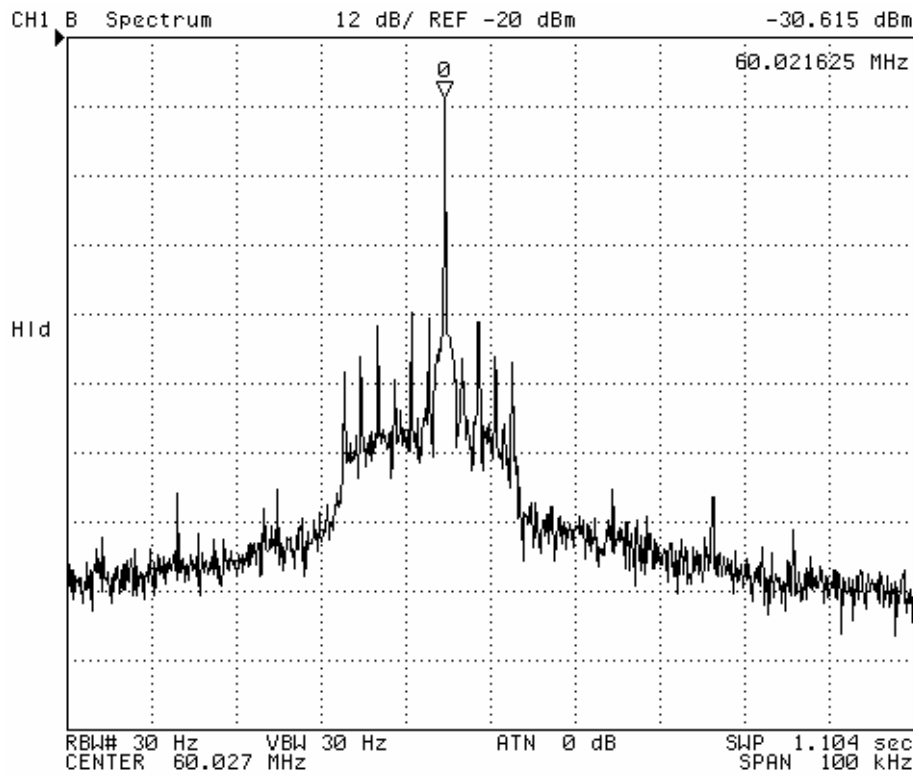


Abbildung 28: Spektrum mit  $\Delta f = 2$  kHz

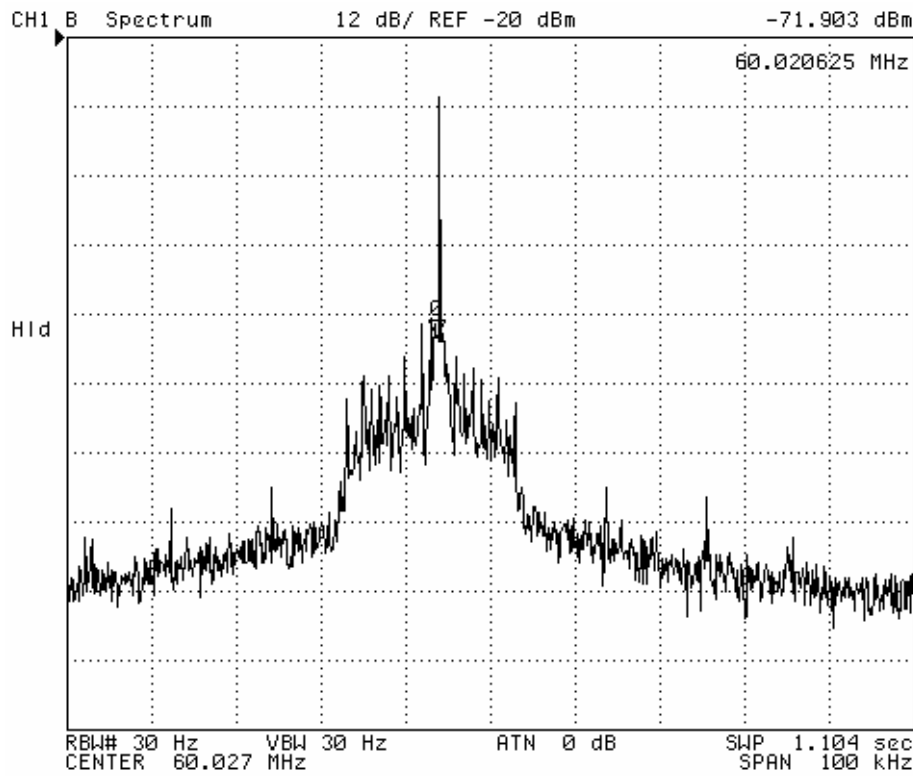


Abbildung 29: Spektrum mit  $\Delta f = 1$  kHz

Einstellbares Bandpassfilter

In Abbildung 30 und Abbildung 31 sieht man den Einfluss des Einbruchs im Amplitudengang des Systems. Wenn die Eingangsfrequenz genau auf der Mittenfrequenz zu liegen kommt, ist die Dämpfung rund 34 dB stärker als bei einem Signal das nur gerade 100 Hz daneben liegt.

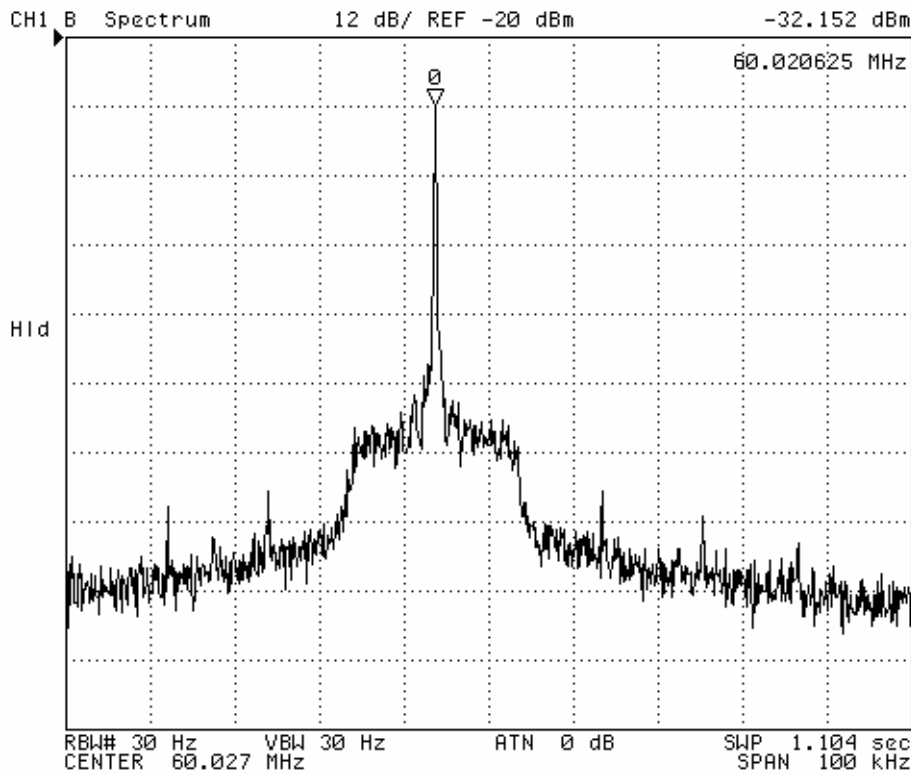


Abbildung 30: Spektrum mit  $\Delta f = 100$  Hz

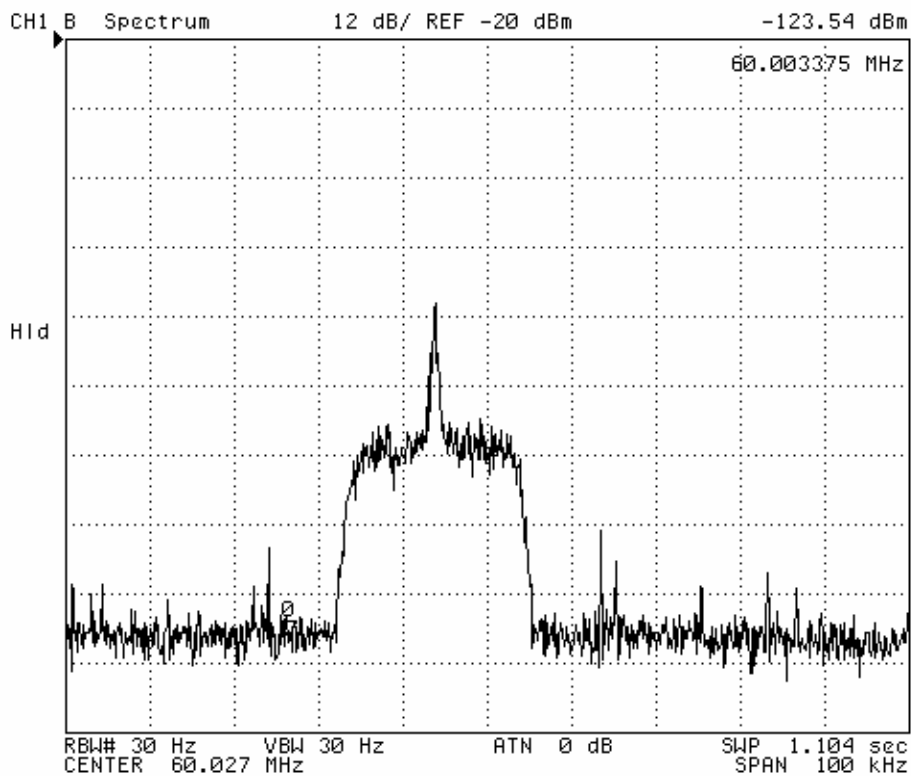


Abbildung 31: Spektrum mit  $\Delta f \approx 0$  Hz

## 5.4 Einstellbereich der Mittenfrequenz

Da der Oszillator auf dem Evaluation Kit bereits aufgebaut ist, wurden diejenigen Elemente verwendet, welche auf dem Board vorhanden sind:

- $C_1=C_2=56\text{pF}$
- $L_1=100\text{nH}$
- $C_{\text{var}}$  Typ: MA4ST080CK-287

Weil die Streukapazitäten und –induktivitäten, die in den Formeln (siehe Kapitel 3.3.2 *Up-/Down-Converter*) vorkommen, nicht genau bestimmt werden können, haben wir den Einstellbereich messtechnisch erfasst:

- $f_{m\_min}$ : ~59MHz
- $f_{m\_max}$ : ~117MHz

Ganz allgemein ist zur Mittenfrequenz zu sagen, dass sie nicht immer ganz stabil ist. Vor allem beim Einschalten des Systems muss eine Zeit lang gewartet werden, bis die Bauteile etwas "warm" geworden sind. In dieser Zeit kann sich die Mittenfrequenz durchaus um einige Kilohertz verschieben. Aber auch bei längerem Betrieb sind Schwankungen von bis zu 300 Hz festzustellen.

### 5.4.1 Verstärkung in Abhängigkeit der Mittenfrequenz

Wie schon in Kapitel 5.2.2 *Up-/Down-Converter* erwähnt, ist die Verstärkung nicht konstant über den ganzen Frequenzbereich. In der Abbildung 32 sieht man dies noch einmal, diesmal aber über das ganze System gemessen.

Der ideale Frequenzbereich liegt also auch hier an der unteren Grenze des Einstellbereiches der Mittenfrequenz. Dort erreichen wir eine Verstärkung von rund 41.5 dB.

Doch auch an der oberen Grenze ist die Gesamtverstärkung noch nicht sehr stark abgefallen. Sie liegt immer noch bei etwa 33 dB.

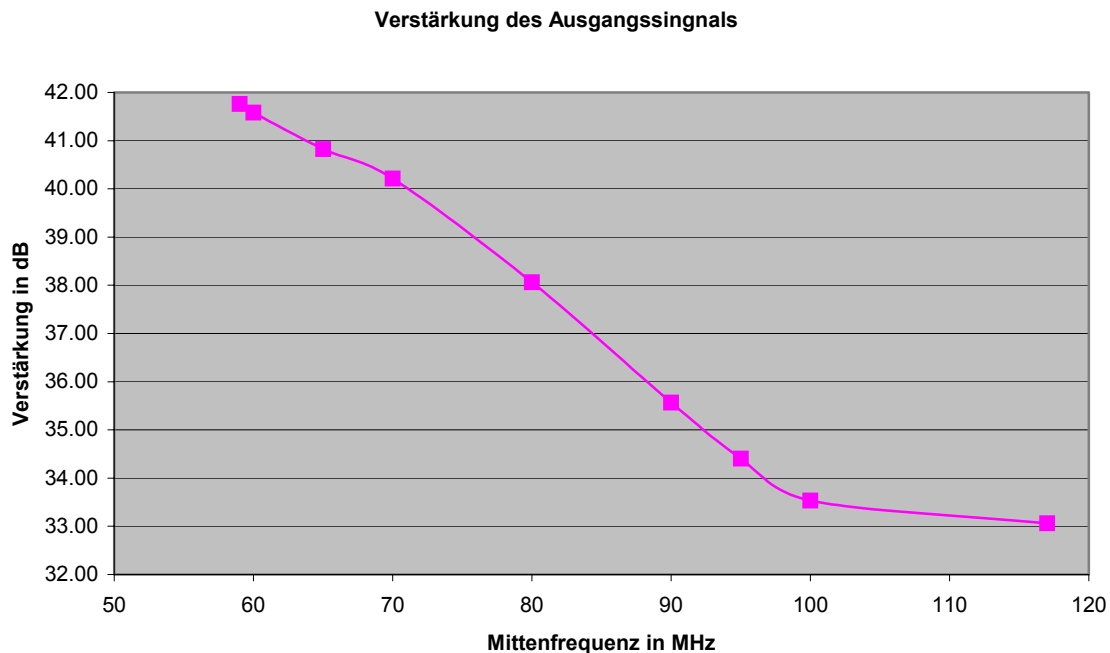


Abbildung 32: Verstärkung in Abhängigkeit der Mittenfrequenz

## 6 Zusammenfassung der Resultate

### 6.1 Bilanz

*Im Kapitel 1.1 Pflichtenheft legten wir einige Punkte fest, die mit unserem System erreicht werden sollten. Hier ziehen wir jetzt Bilanz.*

Es ist uns gelungen ein gutes Filter für den Hochfrequenzbereich zu erstellen. Die meisten Anforderungen konnten eingehalten werden oder können jetzt angegeben werden.

#### 6.1.1 Frequenzbereich

Im Prinzip gibt es für das Eingangssignal frequenzmässig keine Begrenzungen. Allerdings haben wir alle unsere Tests im Bereich <120 MHz durchgeführt. Ob also Störungen von sehr hohen Frequenzen unterdrückt würden, kann nicht gesagt werden.

Die Forderung einer verstellbaren Mittenfrequenz konnte erfüllt werden. Allerdings ist der Frequenzbereich nicht genau derselbe wie gewünscht. Die Forderung lag bei ca. 40-75 MHz. Die tatsächlich einstellbaren Werte sind 59-117 MHz. Wir sind jedoch der Meinung, dass die Forderung mit entsprechenden Änderungen der Bauteile durchaus erreichbar wäre.

#### 6.1.2 Filtercharakteristik

Die Bandbreite des Bandpasses beträgt rund 24 kHz. Eine Anpassung nach unten kann sehr einfach erreicht werden, indem man die Filterkoeffizienten für den DSP ändert. Nach oben ist das System durch das "Anti-Aliasing-Filter" beschränkt, welches seine Knickfrequenz bei gut 12 kHz hat, was also einer Beschränkung der Bandpassbandbreite auf eben diese 24 kHz entspricht.

Die Filterordnung ist ein Punkt, wo wir unter den Anforderungen bleiben. Aufgrund der aufwändigen Berechnungen in der FIR-Filterung kann der DSP bei dieser Abtastfrequenz nicht viel mehr Koeffizienten verarbeiten. Dies ist sicher ein Nachteil, wenn man den Einfluss auf die Steilheit des Filters in Betracht zieht (siehe Abbildung 18).

### 6.2 Zusammenstellung

*Hier stellen wir noch einmal die Werte zusammen, die für den Betrieb wichtig sind.*

- |             |                        |  |
|-------------|------------------------|--|
| • $V_{in}$  | 0..5 mV <sub>p-p</sub> | Input-Spannung                         |
| • $f_{in}$  | 0..120 MHz             | Eingangsfrequenz                       |
| • $f_m$     | 59..117 MHz            | Mittenfrequenz                         |
| • $B_{max}$ | 24 kHz                 | Maximaler Durchlassbereich des Filters |

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

# 7 Ansätze für Verbesserungen

## 7.1 Analoge Seite

Ein Ansatzpunkt kann natürlich der Mischer sein. Da dieser Block einen Einbruch im Durchlassbereich des Filters verursacht, müssten vor allem dort Lösungen gesucht werden.

Vielleicht müssten auch Methoden gesucht werden, welche die Verstärkung unabhängig von der eingestellten Mittenfrequenz auf den gleichen Wert bringen könnten.

Zudem könnte man die analogen Filter noch besser auf das digitale Filter abstimmen. Hier sollte allerdings immer eine gewisse Sicherheit eingebaut sein, da die Bauteile teilweise sehr grosse Toleranzen aufweisen können.

## 7.2 Digitale Seite

Was kann an einem FIR-Filter überhaupt entscheidend beeinflusst werden? Dies sind zwei Faktoren, nämlich die Flankensteilheit (oder die Übergangsbandsbreite) und die Dämpfung.

Die Dämpfung wird durch die Wahl des Fensters beeinflusst. Auf diese Einflüsse möchte ich aber weiterhin nicht genauer eingehen. Wichtig ist vor allem, dass eine höhere Dämpfung (bei gleicher Filterordnung) die Flanke des Filters meistens flacher werden lässt. Diesen Effekt kann man nur ausgleichen, indem man die Filterordnung erhöht. Da uns dies nicht möglich ist, bleibt mit der FIR-Filtertechnik keine Optimierungsmöglichkeit mehr offen.

Also bleibt nur die Möglichkeit das FIR-Filter durch ein anderes digitales Filter zu ersetzen. Hier bieten sich das IIR-Filter (Infinite-Impulse-Response-Filter) oder aber der Weg über den Frequenzgang an.

Der Frequenzgangweg ist eine Option die häufig vergessen wird. Dafür müssen alle Signale und auch die Übertragungsfunktion in den Frequenzbereich transformiert werden, dort gefiltert und anschliessend muss das Ausgangssignal wieder in den Zeitbereich transformiert werden. In einem DSP geschieht dies mit der DFFT (Diskret-Fast-Fourier-Transform). Da diese aber blockbasierend ist (d.h. es wird nicht jeder Wert vom A/D-Wandler direkt verarbeitet, sondern mehrere Samples zusammen als Block), kann das Verfahren nur angewendet werden, wenn die entstehende Zeitverzögerung keine Rolle spielt. Der Vorteil ist, dass im Frequenzbereich die Filterung viel einfacher ist. Die Faltung in der Zeit wird in der Frequenz zur einfachen Multiplikation. Allerdings müssen dabei Effekte beachtet werden, die durch die Abtastung und die damit verbundene periodische Fortsetzung in der Frequenz entstehen. Auf eine genauere Analyse dieser Methode wird hier verzichtet.

Was aber in einem DSP (und zwar auch mit der FIR-Filtermethode) möglich ist, wäre die Einflüsse der analogen Bauteile ein Stück weit zu kompensieren. Dazu müssten die Filterparameter nach Ausmessen des Systems ohne DSP entsprechend angepasst werden.

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

## 8 Schlusswort

### Beurteilung der Arbeit:

Als wir das Thema der Semesterarbeit (Verstellbares Bandpassfilter mit möglichst steiler Flanke) aussuchten, konnten wir uns noch nicht vorstellen, wie wir dies realisieren sollten. Es tönnte allerdings interessant, da wir bis anhin nur mit analogen Filter gearbeitet haben, welche im Vergleich zu den digitalen Filtern sehr flache Flanken besitzen.

Nachdem uns unser Betreuer die Idee der Auf-/Abwärtsmischung kombiniert mit dem FIR-Tiefpassfilter anschaulich näher brachte, stand eigentlich bereits das Grundgerüst unserer Semesterarbeit. Es galt nun, das System zu berechnen, sich in die Filtertheorie einzuarbeiten und geeignete Bauteile für die Auf-/Abwärtsmischung und die Vorfilterung zu finden. Dies verlief mehr oder weniger reibungslos, wobei wir auch hier auf die gute Unterstützung von unserem Betreuer zählen konnten. Somit konnten wir die Arbeit entsprechend unseren Erwartungen abschliessen.

Der Schwierigkeitsgrad der Arbeit war unserer Meinung nach optimal für die erste Studienarbeit. Er war nicht zu hoch, so dass wir schnell zu ersten Resultaten kamen, aber auch nicht zu tief, dass wir das Gefühl bekamen, eine sinnlose Arbeit zu machen.

Interessant war auch, mit Theorien umzugehen, die im Unterricht noch nicht behandelt wurden. Inzwischen ist es aber soweit, dass wir auch im Unterricht hier angelangt sind. Für uns ist das ein sehr grosser Vorteil, haben wir doch einen grossen Wissensvorsprung auf die Mitstudenten. Allerdings merkt man auch einmal wie viel der Unterricht wirklich bringen kann. Viele Probleme die während unserer Arbeit aufgetaucht sind, hätten wir bestimmt nicht gehabt, wenn die Arbeit erst zum jetzigen Zeitpunkt begonnen hätte.

Dank dem Zeitplan hatten wir eine gute Orientierungshilfe, so dass wir jederzeit wussten, wo wir standen. Wir gerieten nie in Zeitdruck, da der Zeitplan grösstenteils eingehalten werden konnte. Allerdings werden wir bei der nächsten Arbeit zuerst einen Plan erstellen, der nicht schon bis zum Ende der Arbeit geht, sondern einige Wochen vorher endet. Dies bringt den Vorteil, eventuell entstehende Probleme sauber lösen zu können ohne in Zeitnot zu geraten.

### Probleme und Erfahrungen von C. Dürst:

Die Hochfrequenztechnik stellte für mich ein neues Gebiet dar. Deshalb kam ich mit dem Projekt anfangs nur langsam voran, da vor allem messtechnisch bedingte Probleme auftraten. Durch die Benutzung von KO-Sonden (Abschlusswiderstände) bekam ich diese Probleme in den Griff.

Zusätzlich war das Eingangssignal zu hoch, so dass das System übersteuert war. Dadurch waren die Spektren verzerrt und die gemessenen Signale dem Rechteck näher als einem Sinussignal. Mit Hilfe des Betreuers wurde auch dieses Problem gemeistert.

Somit konnte die Vorfilterung nun auf die Auf-/Abwärtsmischung und den DSP angepasst werden. Aus einem RC-Tiefpass erster Ordnung wurde ein Differenzverstärker mit nachgeschaltetem RCL-Tiefpass zweiter Ordnung (siehe Kapitel 3.3.3 *Vorfilter*).

### Probleme und Erfahrungen von R. Zingg:

Durch den Umstand, dass wir die FIR-Theorie im Unterricht noch nicht gehabt haben, unterschätzte ich die Mächtigkeit dieser Filter gewaltig. Für diese Arbeit spielte es zum Glück keine so grosse Rolle, da nicht ein perfektes Filter gesucht war. Während des Implementierens erhielt ich aber immer wieder neue Ideen und Möglichkeiten aus dem Unterricht. Ab und zu wollte ich meine ganze Arbeit auf den Kopf stellen um eine dieser Ideen einzubauen. Doch kaum eine Woche später lernte ich, dass dies für eine solche Anwendung keinen Sinn machte. So kam ich vor allem in der Schlussphase öfters ins Zweifeln, ob ich hier eine gute Arbeit abliefern werde oder nicht.

Was mich von der Laborseite her etwas enttäuschte, ist das kein Assistent wirklich gute Erfahrung hatte mit den DSPs aus dem Labor. Einmal in der Woche kam zum Glück ein ehemaliger Assistent ins Labor, der mir einige Dinge erklären konnte. Ich bin zwar nicht der Meinung, dass ich meine Probleme nicht selbst lösen muss. Aber man geht einfach ganz anders an ein Problem heran, wenn man schon von Grund auf weiss, dass man Betreuung erhalten wird oder eben nicht.

### Dank:

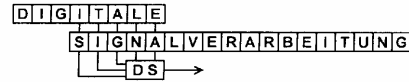
Insgesamt konnten wir auf eine sehr gute Betreuung zählen. Gerade Herr Ehrensperger hat uns den Einstieg sicher vereinfacht, aber auch die Laborassistenten nahmen sich immer Zeit, wenn wir mit Problemen zu ihnen kamen. Dafür möchten wir uns herzlich bedanken.

**Einstellbares Bandpassfilter**

---

# 9 Anhang

## 9.1 Aufgabenstellung Original



WS-2001-02

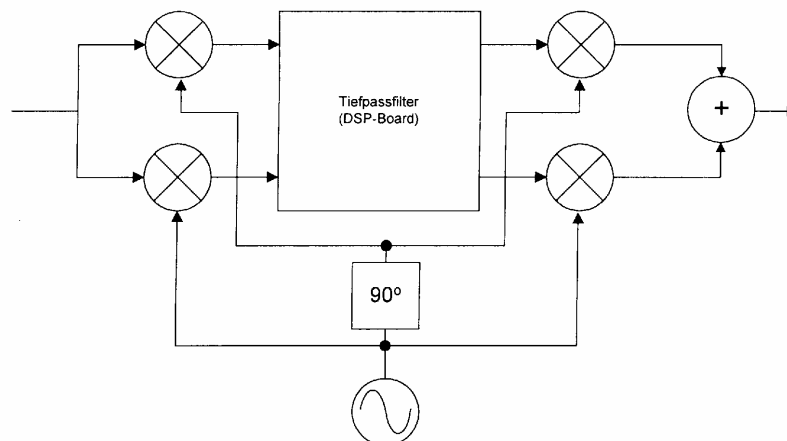
Schuljahr 2001/2002

**Studienarbeit** für Herrn Dürst und Herrn Zingg

### Einstellbares Bandpassfilter

#### Einleitung

Mit der Kombination von analogen I/Q-Down- und Up-Konvertern und Digitalen Signalprozessoren, können hochwertige, Bandpassfilter für den Hochfrequenzbereich realisiert werden. Mit der Frequenz des Lokaloszillators kann zudem die Mittenfrequenz sehr einfach verstellt werden.



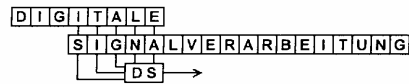
#### Aufgabe

Mit den folgenden Komponenten soll ein nach dem oben beschriebenen Prinzip aufgebautes Bandpassfilter für den Hochfrequenzbereich realisiert werden:

- Analoger Down-Konverter
- Analoger Up-Konverter
- Analog-Digital-Wandler
- Digital-Analog-Wandler
- Signalprozessor-Board. Zur Auswahl stehen: SHARC DSP-Board in den DS-Labor PC's oder TMS320C6711 DSK.

Der Frequenzbereich in dem das realisierte Filter einsetzbar ist, ist zu spezifizieren. Er soll aber oberhalb von 10MHz liegen. Die Lokaloszillatorfrequenz kann über einen externen Generator eingespiessen oder direkt auf dem Prototypboard generiert werden.

Der realisierte Prototyp soll anhand von Messungen charakterisiert werden. Es ist wichtig, dass die gesamte Arbeit umfassend dokumentiert wird und sämtliche Resultate (positive wie auch negative) im Bericht diskutiert werden!



### Vorgehen

1. Einarbeitung in die Thematik
2. Auswahl einer geeigneten Realisierungs-Plattform (Signalprozessor-Board)
3. Erarbeitung des Konzepts sowie Erstellung eines kurzen Pflichtenhefts, das alle wesentlichen Anforderungen an den zu realisierenden Prototyp festlegt.
4. Evaluation und Beschaffung der benötigten Bauteile.
5. Aufbau des Prototyp-Boards
6. Ausarbeitung der Filter-Algorithmen. Verifikation z.B. durch Simulation mit MATLAB
7. Implementierung der DSP-Software
8. Durchführung von eingehenden Tests und Messungen zur Überprüfung der korrekten Funktionsweise sowie zur Charakterisierung des realisierten Prototypen.

### Literatur

- [1] Sanjit K. Mitra, James F. Kaiser, Digital Signal Processing  
John Wiley and Sons 1993, ISBN 0-471-61995-7
- [2] Erich Pehl, Digitale und analoge Nachrichtenübertragung  
Hüthig-Verlag Heidelberg 1998, ISBN 3-7785-2469-0
- [3] Bernard Sklar, Digital communications, fundamentals and applications  
Prentice Hall 1988, ISBN 0-13-212713-X 025

### Bericht

Über die Arbeit ist ein Bericht zu verfassen. Dabei sind die Richtlinien der Abteilung für Elektrotechnik für das Erstellen von Berichten einzuhalten. Alle verwendeten Quellen sind im Literaturverzeichnis des Berichts anzugeben (Hinweise im Text). Der Bericht ist in doppelter Ausführung abzugeben; ein Exemplar verbleibt am Labor für digitale Signalverarbeitung der HSR, das Doppel erhalten die Verfasser nach der Korrektur und der Bewertung zurück. Die erstellten Programme und der Text des Berichtes sind auf Diskette(n) (mit Nummer der Studienarbeit) beizulegen.

### Termine, Bedingungen

Gemäss Vorgaben und Terminplan des Vorstandes der Abteilung für Elektrotechnik.

Ausgabe der Aufgabenstellung: 5. November 2001  
 Ende 1. Teil, Abgabe eines Zwischenberichts: 21. Dezember 2001  
 Beginn 2. Teil, Bezug der Laborplätze: 07. Januar 2002  
 Abgabe des Berichts, Ende der Arbeit: 01. März 2002

Arbeitsplatz im 2. Teil: DS-Labor (zuständig: P. Roffler, Laborassistent)

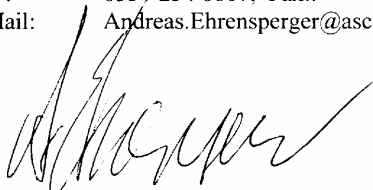
Die Korrektur durch den Betreuer, die anschliessende Besprechung der Arbeit mit den Studenten sowie die Bekanntgabe der ungerundeten Bewertung erfolgt vor dem 5. April 2002

Diese Studienarbeit entspricht einer Semesterprüfung.

**Assistenz:** A. Rüegg

**Betreuer:** A. Ehrensperger, Ascom Systec AG, Abt. DEEE, H43407  
 CH-8634 Hombrechtikon  
 Tel.: 055 / 254 6607, Fax.: 055 / 254 6764  
 E-Mail: Andreas.Ehrensperger@ascom.ch

Grüt, 18.11.2001



2

## 9.2 Zeitplan

### Zeitplan für die erste Semesterarbeit

| Aktion                                  | 46     | 47     | 48     | 49     | 50     | 51     | 52     | 1      | 2      | 3      | 4      | 5      | 6      | 7      | 8      | 9          |
|---|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|------------|
| Allg. Informationen sammeln, bearbeiten | Yellow | Yellow | Yellow |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| Aufteilen der Arbeit                    |        |        |        | Yellow |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| Mischer-Theorie bearbeiten              |        |        |        |        | Blue   | Blue   | Blue   |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| FIR-Theorie bearbeiten                  |        |        |        |        | Green  | Green  | Green  |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| Dokumentation erstellen                 |        |        |        |        | Yellow | Yellow | Yellow |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| Dokumentation führen                    |        |        |        |        |        |        |        | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow | Yellow     |
| Hardware-Aufbau erstellen               |        |        |        |        |        |        |        | Blue   | Blue   | Blue   | Blue   |        |        |        |        |            |
| DSP-Filter entwickeln                   |        |        |        |        |        |        |        | Green  | Green  | Green  | Green  |        |        |        |        |            |
| Testphase: Hardware (ohne DSP)          |        |        |        |        |        |        |        |        |        | Blue   | Blue   | Blue   |        |        |        |            |
| Testphase: DSP (ohne Hardware)          |        |        |        |        |        |        |        |        |        | Green  | Green  | Green  |        |        |        |            |
| Verbesserungen an den Systemen          |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        | Yellow |        |        |            |
| Gemeinsame Testphase                    |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        | Yellow | Yellow |            |
| System fertig erstellt & getestet       |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |            |
| Dokumentation abschliessen              |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        | Yellow     |
| Abgabetermin                            |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        |        | 01.03.2002 |

Farblegende:

- Christian Dürst
- Raffael Zingg
- beide

Einstellbares Bandpassfilter

### 9.3 Schema und Stückliste

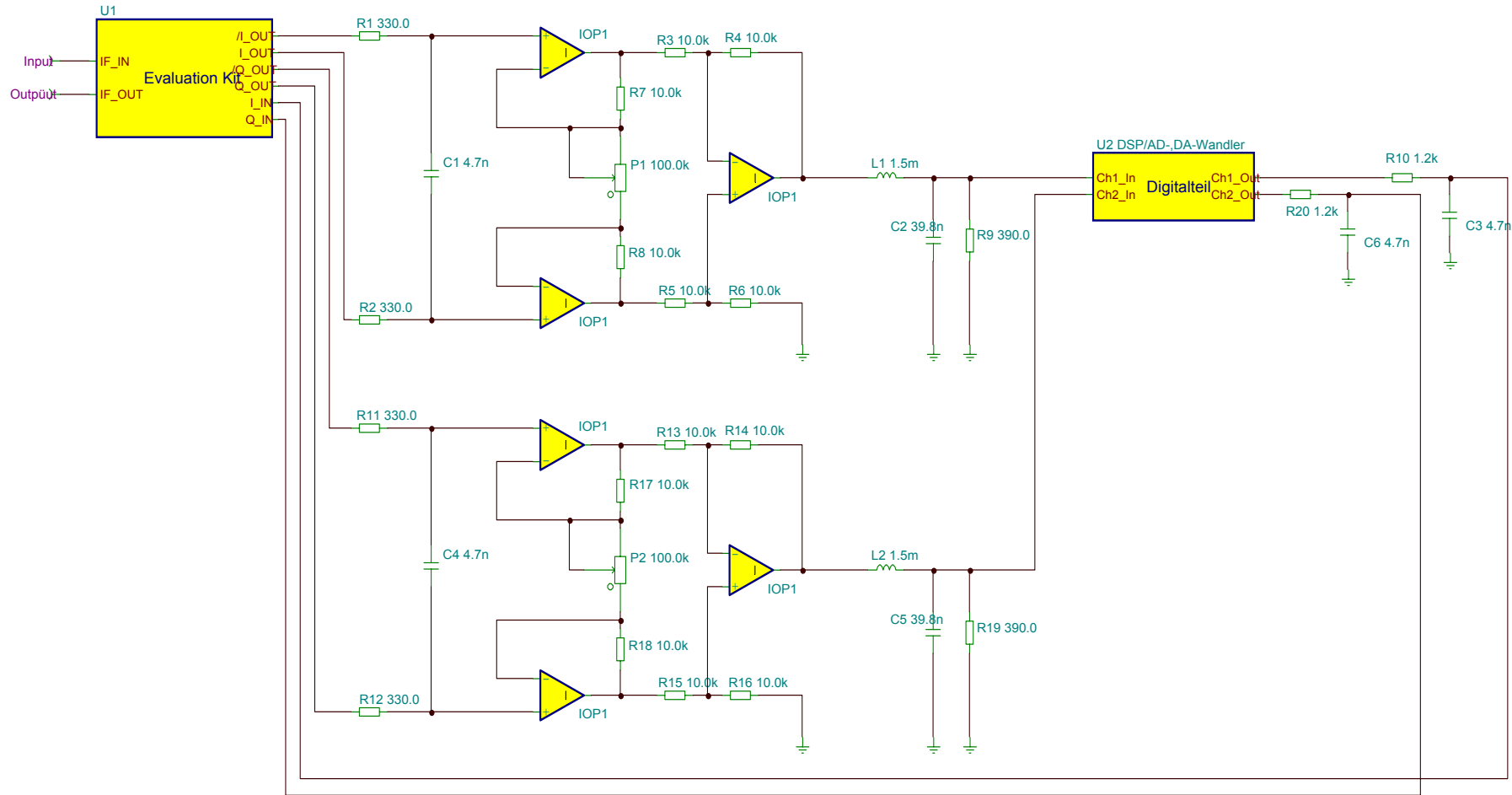


Abbildung 33: Gesamtschema

# Stückliste

| Bezeichnung            | Wert  | Stückzahl | Artikel              |
|------------------------|-------|-----------|----------------------|
| R <sub>1,2,11,12</sub> | 330   | 4         | Widerstand           |
| R <sub>9,19</sub>      | 390   | 2         | Widerstand           |
| R <sub>10,20</sub>     | 1.2k  | 2         | Widerstand           |
| R <sub>3-8,13,18</sub> | 10k   | 12        | Widerstand           |
| P <sub>1,2</sub>       | 100k  | 2         | Potentiometer        |
| C <sub>1,3,4,6</sub>   | 4.7n  | 4         | Kondensator          |
| C <sub>2,5</sub>       | 39.8n | 2         | Kondensator          |
| L <sub>1,2</sub>       | 1.5m  | 2         | Spule                |
| IOP <sub>1,2</sub>     | LM324 | 2         | Operationsverstärker |

## 9.4 Verwendete Messgeräte

- HP 4395A                      Hewlett Packard Network/Spectrum/Impedance Analyzer
- HP 8648C                     Hewlett Packard Signal Generator
- HP 54600A                    Hewlett Packard 100 MHz Oscilloscope 2 Channel

## 9.5 Messanordnungen

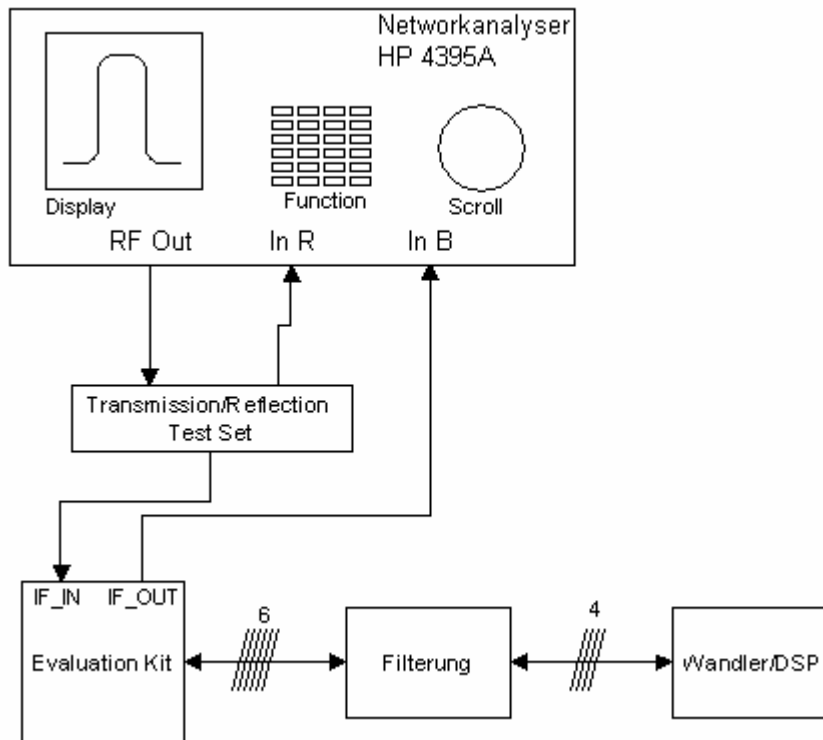


Abbildung 34: Aufbau für Messung der Frequenzgänge

Mit diesem Messaufbau wurden die Phasen- und Amplitudengänge aus Kapitel 5.2 *Frequenzgänge* aufgenommen. Das "Transmission/Reflection Test Set" ist ein Zubehör des HP 4395A. Die Beschreibung dazu, sowie auch die notwendigen Einstellungen am Gerät findet man in den Bedienungsanleitungen der Geräte.

Für die Spektren aus Kapitel 5.3 *Spektren* mussten wir mit einem speziellen Funktionsgenerator arbeiten. Die Grafiken entstanden aber auf demselben Gerät, wie die Frequenzgänge.

Einstellbares Bandpassfilter

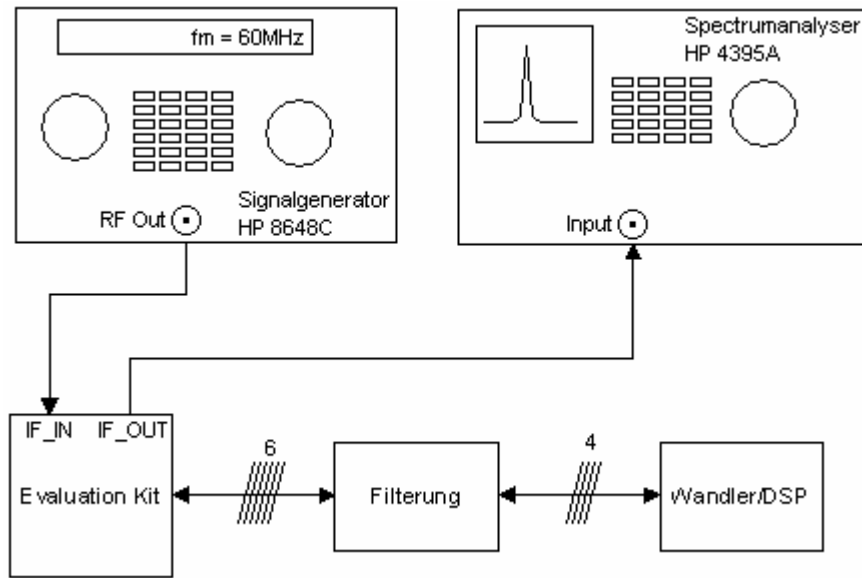


Abbildung 35: Aufbau für Messung der Spektren

## 9.6 Datenblätter (Auszüge)

### 9.6.1 MAX2450

19-0455; Rev 1; 9/98



# MAXIM 3V, Ultra-Low-Power Quadrature Modulator/Demodulator

### General Description

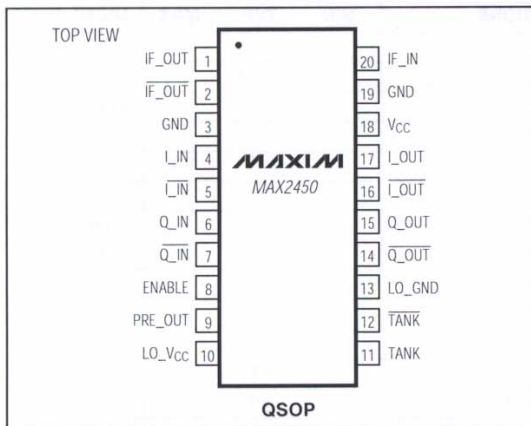
The MAX2450 combines a quadrature modulator and quadrature demodulator with a supporting oscillator and divide-by-8 prescaler on a monolithic IC. It operates from a single +3V supply and draws only 5.9mA. The demodulator accepts an amplified and filtered IF signal in the 35MHz to 80MHz range, and demodulates it into I and Q baseband signals with 51dB of voltage conversion gain. The IF input is terminated with a 400Ω thin-film resistor for matching to an external IF filter. The baseband outputs are fully differential and have 1.2Vp-p signal swings. The modulator accepts differential I and Q baseband signals with amplitudes up to 1.35Vp-p and bandwidths to 15MHz, and produces a differential IF signal in the 35MHz to 80MHz range.

Pulling the CMOS-compatible ENABLE pin low shuts down the MAX2450 and reduces the supply current to less than 1μA. To minimize spurious feedback, the MAX2450's internal oscillator is set at twice the IF via external tuning components. The oscillator and associated phase shifters produce differential signals exhibiting low amplitude and phase imbalance, yielding modulator sideband rejection of 38dB. The MAX2450 comes in a QSOP package.

### Applications

- Digital Cordless Phones
- GSM and North American Cellular Phones
- Wireless LANs
- Digital Communications
- Two-Way Pagers

### Pin Configuration



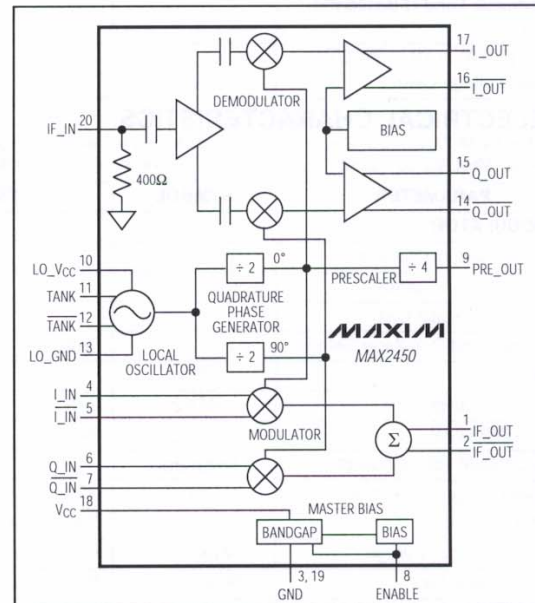
### Features

- ◆ Combines Quadrature Modulator and Demodulator
- ◆ Integrated Quadrature Phase Shifters
- ◆ On-Chip Oscillator (Requires External Tuning Circuit)
- ◆ On-Chip Divide-by-8 Prescaler
- ◆ Modulator Input Bandwidth Up to 15MHz
- ◆ Demodulator Output Bandwidth Up to 9MHz
- ◆ 51dB Demodulator Voltage Conversion Gain
- ◆ CMOS-Compatible Enable
- ◆ 5.9mA Operating Supply Current  
1μA Shutdown Supply Current

### Ordering Information

| PART       | TEMP. RANGE  | PIN-PACKAGE |
|------------|--------------|-------------|
| MAX2450CEP | 0°C to +70°C | 20 QSOP     |

### Functional Diagram



MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.  
For small orders, phone 1-800-835-8769.

**MAX2450**

# 3V, Ultra-Low-Power Quadrature Modulator/Demodulator

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

|   |                                   |   |                 |
|---|-----------------------------------|---|-----------------|
| V <sub>CC</sub> , LO_V <sub>CC</sub> to GND.....                          | -0.3V to +4.5V                    | Continuous Power Dissipation (T <sub>A</sub> = +70°C) |                 |
| ENABLE, TANK, TANK, I <sub>IN</sub> , I <sub>IN</sub> , Q <sub>IN</sub> , |                                   | QSOP (derate 9.1mW/°C above +70°C).....               | 727mW           |
| Q <sub>IN</sub> to GND.....   | -0.3V to (V <sub>CC</sub> + 0.3V) | Operating Temperature Range.....                      | 0°C to +70°C    |
| IF <sub>IN</sub> to GND.....  | -0.3V to +1.5V                    | Storage Temperature Range.....                        | -65°C to +165°C |
|   |                                   | Lead Temperature (soldering, 10sec).....              | +300°C          |

Stresses beyond those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V<sub>CC</sub> = LO\_V<sub>CC</sub> = TANK = 2.7V to 3.3V, ENABLE = V<sub>CC</sub> - 0.4, GND = LO\_GND = 0V, I<sub>IN</sub> = I<sub>IN</sub> = Q<sub>IN</sub> = Q<sub>IN</sub> = IF<sub>IN</sub> = TANK = OPEN, T<sub>A</sub> = 0°C to +70°C, unless otherwise noted.)

| PARAMETER   | SYMBOL   | CONDITIONS               | MIN                   | TYP                   | MAX  | UNITS |
|---|--|--------------------------|-----------------------|-----------------------|------|-------|
| Supply Voltage Range  | V <sub>CC</sub> , LO_V <sub>CC</sub>   |                          | 2.7                   |                       | 3.3  | V     |
| Supply Current  | I <sub>CC(ON)</sub>  |                          |                       | 5.9                   | 8.2  | mA    |
| Shutdown Supply Current   | I <sub>CC(OFF)</sub>   | ENABLE = 0.4V            |                       | 2                     | 20   | µA    |
| Enable/Disable Time   | t <sub>ON/OFF</sub>  |                          |                       | 10                    |      | µs    |
| ENABLE Bias Current   | I <sub>EN</sub>  | ENABLE = V <sub>CC</sub> |                       | 1                     | 3    | µA    |
| ENABLE High Voltage   | V <sub>ENH</sub>   |                          | V <sub>CC</sub> - 0.4 |                       |      | V     |
| ENABLE Low Voltage  | V <sub>ENL</sub>   |                          |                       |                       | 0.4  | V     |
| I <sub>IN</sub> , I <sub>IN</sub> , Q <sub>IN</sub> , Q <sub>IN</sub><br>Self-Bias DC Voltage Level | V <sub>I<sub>IN</sub>/I<sub>IN</sub></sub> ,<br>V <sub>Q<sub>IN</sub>/Q<sub>IN</sub></sub>     |                          | 1.25                  | 1.5                   | 1.75 | V     |
| Modulator Differential Input Impedance  | Z <sub>I<sub>IN</sub>/I<sub>IN</sub></sub> ,<br>Z <sub>Q<sub>IN</sub>/Q<sub>IN</sub></sub>     |                          | 35                    | 44                    |      | kΩ    |
| IF <sub>OUT</sub> , IF <sub>OUT</sub> DC Bias Voltage   | V <sub>IF<sub>OUT</sub>/IF<sub>OUT</sub></sub>   |                          |                       | V <sub>CC</sub> - 1.5 |      | V     |
| Demodulator IF Input Impedance  | Z <sub>IF<sub>IN</sub></sub>   |                          | 320                   | 400                   | 480  | Ω     |
| Demodulator I and Q Baseband DC Offset  |  |                          |                       | ±11                   | ±50  | mV    |
| I <sub>OUT</sub> , I <sub>OUT</sub> , Q <sub>OUT</sub> , Q <sub>OUT</sub><br>DC Bias Voltage Level  | V <sub>I<sub>OUT</sub>/I<sub>OUT</sub></sub> ,<br>V <sub>Q<sub>OUT</sub>/Q<sub>OUT</sub></sub> |                          |                       | 1.2                   |      | V     |

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(MAX2450 EV kit, V<sub>CC</sub> = LO\_V<sub>CC</sub> = ENABLE = 3.0V, f<sub>LO</sub> = 140MHz, f<sub>I<sub>IN</sub>/I<sub>IN</sub></sub> = f<sub>Q<sub>IN</sub>/Q<sub>IN</sub></sub> = 600kHz, V<sub>I<sub>IN</sub>/I<sub>IN</sub></sub> = V<sub>Q<sub>IN</sub>/Q<sub>IN</sub></sub> = 1.2V<sub>p-p</sub>, f<sub>IF<sub>IN</sub></sub> = 70.1MHz, V<sub>IF<sub>IN</sub></sub> = 2.82mV<sub>p-p</sub>, T<sub>A</sub> = +25°C, unless otherwise noted.)

| PARAMETER                         | SYMBOL                          | CONDITIONS   | MIN | TYP     | MAX  | UNITS            |
|-----------------------------------|---------------------------------|--|-----|---------|------|------------------|
| <b>DEMODULATOR</b>                |                                 |  |     |         |      |                  |
| I and Q Amplitude Balance         |                                 |  |     | < ±0.45 |      | dB               |
| I and Q Phase Accuracy            |                                 |  |     | < ±1.3  |      | degrees          |
| Voltage Conversion Gain           |                                 |  |     | 51      |      | dB               |
| Allowable I and Q Voltage Swing   |                                 | (Note 1)   |     |         | 1.35 | V <sub>p-p</sub> |
| Noise Figure                      | NF                              |  |     | 18      |      | dB               |
| I and Q IM3 Level                 | IM3 <sub>I/Q</sub>              | (Note 2)   |     | -44     |      | dBc              |
| I and Q IM5 Level                 | IM5 <sub>I/Q</sub>              | (Note 2)   |     | -60     |      | dBc              |
| I and Q Signal 3dB Bandwidth      | BW <sub>DEM</sub>               |  |     | 9       |      | MHz              |
| Oscillator Frequency Range        | f <sub>LO</sub>                 | (Notes 1, 3)   | 70  |         | 160  | MHz              |
| LO Phase Noise                    |                                 | 10kHz offset   |     | -80     |      | dBc/Hz           |
| PRE <sub>OUT</sub> Output Voltage | V <sub>PRE<sub>OUT</sub></sub>  | R <sub>L</sub> = 10kΩ, C <sub>L</sub> < 6pF              |     | 0.35    |      | V <sub>p-p</sub> |
| PRE <sub>OUT</sub> Slew Rate      | SR <sub>PRE<sub>OUT</sub></sub> | R <sub>L</sub> = 10kΩ, C <sub>L</sub> < 6pF, rising edge |     | 60      |      | V/µs             |

# 3V, Ultra-Low-Power Quadrature Modulator/Demodulator

MAX2450

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

(MAX2450 EV kit,  $V_{CC} = LO\_V_{CC} = ENABLE = 3.0V$ ,  $f_{LO} = 140MHz$ ,  $f_{I\_IN/I\_IN} = f_{Q\_IN/Q\_IN} = 600kHz$ ,  $V_{I\_IN/I\_IN} = V_{Q\_IN/Q\_IN} = 1.2V_{p-p}$ ,  $f_{IF\_IN} = 70.1MHz$ ,  $V_{IF\_IN} = 2.82mV_{p-p}$ ,  $T_A = +25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)

| PARAMETER                               | SYMBOL                             | CONDITIONS   | MIN  | TYP | MAX  | UNITS      |
|---|------------------------------------|--|------|-----|------|------------|
| <b>MODULATOR</b>                        |                                    |  |      |     |      |            |
| Allowable Differential Input Voltage    | $V_{I\_IN/I\_IN}, V_{Q\_IN/Q\_IN}$ | (Note 1)   |      |     | 1.35 | $V_{p-p}$  |
| Input Common-Mode Voltage Range         |                                    |  | 1.25 |     | 1.75 | V          |
| I and Q Signal 3dB Bandwidth            | $BW_{MOD}$                         |  |      | 15  |      | MHz        |
| IF Differential Output Voltage          | $V_{IF\_OUT/IF\_OUT}$              | $V_{I\_IN/I\_IN} = V_{Q\_IN/Q\_IN} = 1.2V_{p-p}$ ,<br>$R_L = 200k\Omega$ differential,<br>$C_L < 5pF$ differential |      | 65  |      | $mV_{p-p}$ |
| IF Output IM3 Level                     | $IM3_{IF}$                         | $V_{I\_IN/I\_IN} = 1.35V_{p-p}$ composite<br>(Note 4)  |      | -60 |      | dBc        |
| IF Output IM5 Level                     | $IM5_{IF}$                         | $V_{I\_IN/I\_IN} = 1.35V_{p-p}$ composite<br>(Note 4)  |      | -60 |      | dBc        |
| Sideband Rejection                      |                                    |  |      | 38  |      | dBc        |
| Carrier Suppression at Modulator Output |                                    |  |      | -36 |      | dBc        |

**Note 1:** Guaranteed by design, not tested.

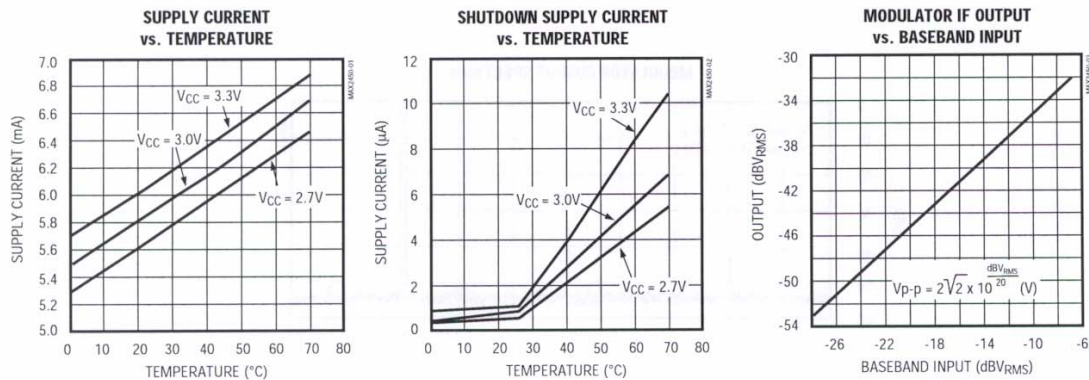
**Note 2:**  $f_{IF\_IN} = 2$  tones at 70.10MHz and 70.11MHz.  $V_{IF\_IN} = 1.41mV_{p-p}$  per tone.

**Note 3:** The frequency range can be extended in either direction, but has not been characterized. At higher frequencies, the modulator IF output amplitude may decrease and distortions may increase.

**Note 4:**  $Q\_IN/Q\_IN$  ports are terminated.  $f_{I\_IN/I\_IN} = 2$  tones at 550kHz and 600kHz.

## Typical Operating Characteristics

(MAX2450 EV kit,  $V_{CC} = LO\_V_{CC} = ENABLE = 3.0V$ ,  $f_{LO} = 140MHz$ ,  $f_{I\_IN/I\_IN} = f_{Q\_IN/Q\_IN} = 600kHz$ ,  $V_{I\_IN/I\_IN} = V_{Q\_IN/Q\_IN} = 1.2V_{p-p}$ ,  $f_{IF\_IN} = 70.1MHz$ ,  $V_{IF\_IN} = 2.82mV_{p-p}$ ,  $T_A = +25^{\circ}C$ , unless otherwise noted.)



## 9.6.2 MAX2450 Evaluation Kit

19-0454; Rev 1a; 3/96



# MAX2450 Evaluation Kit

### General Description

The MAX2450 evaluation kit (EV kit) simplifies evaluation of the MAX2450 3V, ultra-low-power quadrature modulator/demodulator. It enables testing of all MAX2450 functions, with no additional support circuitry. The MAX2451 (demodulator) and MAX2452 (modulator) function as subsets of the MAX2450, and can also be evaluated using this EV kit.

### Component List

| DESIGNATION                   | QTY | DESCRIPTION   |
|-------------------------------|-----|---|
| C1–C6, C9, C11, C12, C15, C16 | 11  | 0.1 $\mu$ F, 10% ceramic capacitors<br>Vitramon VJ1206Y104MXX                         |
| C7, C8                        | 2   | 56pF, 5% ceramic capacitors<br>Vitramon VJ1206A330JXA                                 |
| C13, C14                      | 2   | 0.01 $\mu$ F ceramic capacitors<br>Vitramon VJ1206103MXX                              |
| C17, C18, C19                 | 3   | 10 $\mu$ F, 10V, 20% tantalum capacitors<br>Sprague 293D106X001B or<br>AVX TAJB106010 |
| L1                            | 1   | 100nH, 10% inductor<br>CoilCraft 1008CS-101XKBC                                       |
| L2, L3                        | 0   | Not included. Use 1 $\mu$ H for additional<br>power-supply rejection, if needed.      |
| Q_IN, L_IN,<br>IF_OUT, IF_IN  | 4   | BNC connectors  |
| R1, R4                        | 2   | 10k $\Omega$ , 5% resistors   |
| R2                            | 1   | 56 $\Omega$ , 5% resistor   |
| R3, R5                        | 2   | 47k $\Omega$ , 5% resistors   |
| R6                            | 1   | 2k $\Omega$ potentiometer   |
| R17                           | 1   | 5.6k $\Omega$ , 5% resistor   |
| R18                           | 1   | 49.9 $\Omega$ , 1% resistor   |
| R19                           | 1   | 200 $\Omega$ , 5% resistor  |
| R23, R24                      | 2   | 100k $\Omega$ , 5% resistors  |
| JU10                          | 1   | 3-pin header  |
| D1                            | 1   | Varactor Diode<br>M/A-COM MA4ST080CK-287  |
| U1                            | 1   | Maxim MAX2450CWP  |
| U3                            | 1   | Maxim MAX436CSD   |

### Features

- ◆ 130MHz to 160MHz VCO (2x the IF frequency)
- ◆ Single-Ended Modulator I and Q Inputs
- ◆ Single-Ended 50 $\Omega$  Modulator Output
- ◆ Single-Ended 50 $\Omega$  Demodulator Input
- ◆ CMOS-Compatible Enable Input
- ◆ Single-Ended or Differential Demodulator I and Q Outputs
- ◆ Fully Assembled and Tested

### Ordering Information

| PART            | TEMP. RANGE  | BOARD TYPE    |
|-----------------|--------------|---------------|
| MAX2450EVKIT-SO | 0°C to +70°C | Surface Mount |

### Component Suppliers

| SUPPLIER        | PHONE          | FAX            |
|-----------------|----------------|----------------|
| AVX             | (803) 946-0690 | (803) 626-3123 |
| Coilcraft       | (708) 639-6400 | (708) 639-1469 |
| M/A-COM         | (617) 564-3100 | (617) 564-3050 |
| Sprague         | (603) 224-1961 | (603) 224-1430 |
| Vishay/Vitramon | (203) 268-6261 | (203) 452-5670 |

### Quick Start

The MAX2450 EV kit is fully assembled and factory tested. Follow the instructions in the *Connections and Setup* section.

### Test Equipment Required

- Dual-output function generator capable of generating quadrature signals
- Signal generator up to 100MHz
- Dual-channel oscilloscope with a 100MHz minimum bandwidth
- Low capacitance (<3.0pF) oscilloscope probes (example: Tektronix P6201)
- Spectrum analyzer with range  $\geq$  500MHz
- Power supplies with  $\pm$ 5V and +3V outputs



Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800

Evaluates: MAX2450/MAX2451/MAX2452

# MAX2450 Evaluation Kit

**Evaluates: MAX2450/MAX2451/MAX2452**

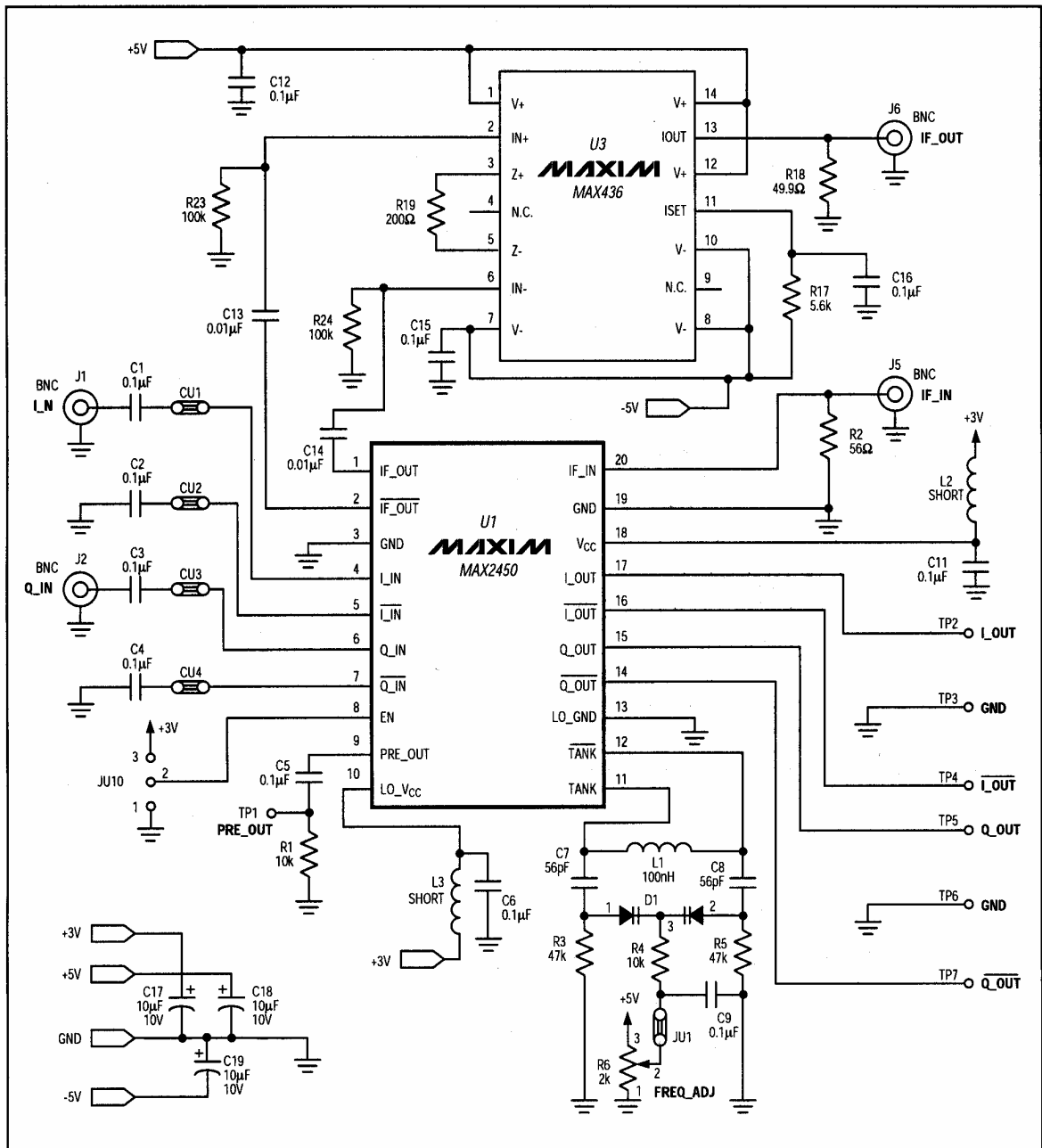


Figure 1. MAX2450 EV Kit Schematic

## 9.7 Literaturverzeichnis

- [1] Dr. A. Schüeli, "Digitale Signalverarbeitung – Autografie zum Vertiefungsfach Digitale Signalverarbeitung (Ds) an der HSR", 2002
- [2] Lothar Papula, "Mathematische Formelsammlung", Viewegs Fachbücher der Technik, 5. Auflage 1998
- [3] <http://www.maxim-ic.com>
- [4] <http://www.bib.uni-wuppertal.de/elpub/fb13/diss2001/schuchert/fl30104.pdf>