

Die approbierte Originalversion dieser Diplom-/Masterarbeit ist an der Hauptbibliothek der Technischen Universität Wien aufgestellt (<http://www.ub.tuwien.ac.at>).

The approved original version of this diploma or master thesis is available at the main library of the Vienna University of Technology (<http://www.ub.tuwien.ac.at/englweb/>).

## Diplomarbeit

# Entwicklung von HF - Baugruppen für ein Echtzeit - MIMO - Übertragungssystem

Ausgeführt zum Zwecke der Erlangung des akademischen Grades eines  
Diplom-Ingenieurs unter Leitung von

Werner Keim und Arpad L. Scholtz

E389

Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik

eingereicht an der Technischen Universität Wien  
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von

**Robert Langwieser**

9326403

Wurmsergasse 11/8, 1150 Wien

Wien, April 2004

Ich danke Herrn Dr. Werner Simbürger, Infineon Technologies AG, CPR HF, für Unterstützung bei der Hardware-Umsetzung der vorliegenden Arbeit. Weiters möchte ich Werner Keim und Prof. Arpad L. Scholtz für ihre Betreuung und die aufmunternden Worte während meiner Diplomarbeit danken. Auch bei meinen Kollegen Sebastian Caban, Lukas Mayer und Christian Mehlführer bedanke ich mich für die gute Zusammenarbeit. Besonderer Dank gebührt auch meiner Familie, die mir stets vertraute, und mir immer einen sicheren Rückhalt gab.

# Kurzfassung

Die effiziente Nutzung der Bandbreite ist ein wichtiges Anliegen in der mobilen Kommunikation. Von einem neuen Konzept, welches mehrere Antennen auf der Sender- und auch der Empfängerseite verwendet (MIMO - multiple input multiple output), verspricht man sich eine wesentliche Erhöhung der spektralen Effizienz gegenüber den heute verwendeten Übertragungssystemen (SISO - single input single output).

Diese Diplomarbeit gehört zu einer Reihe von Arbeiten, die die Realisierung eines echtzeitfähigen MIMO - Übertragungssystems zum Ziel haben. Das System wird aus einem digitalen Basisbandteil und einem Hochfrequenzteil bestehen.

Im Folgenden wird ein modulares Systemkonzept für den Hochfrequenzteil des Übertragungssystems erstellt, und daraus die Schlüsselkomponenten auch praktisch realisiert. Das System ist für eine Funkübertragung mit 4 Sende- und 4 Empfangsantennen bei einer Frequenz von 2450 MHz und einer Sendeleistung von +20 dBm konzipiert. Die Zwischenfrequenz des Systems liegt bei 70 MHz und die Bandbreite beträgt 20 MHz. Optional zum Funkkanal kann die Übertragung auch über Kanalemulatoren erfolgen. Während durch die Verwendung von Kanalemulatoren das Testen von MIMO - Algorithmen unter definierten und reproduzierbaren Kanalbedingungen ermöglicht wird, können mit der Funkübertragung die in den Simulationen angenommenen Kanalmodelle auf ihre Richtigkeit überprüft werden.

Die Aufgaben der HF - Baugruppen liegen in der Filterung, Frequenzumsetzung und Verstärkung, beziehungsweise Pegelanpassung. Mit den Versuchsaufbauten des Aufwärts- und Abwärtsumsetzers wurde ein Funktionstest der Kanalemulatoren erfolgreich durchgeführt. Mittels Bitfehlermessungen unter Einbeziehung des Basisbandteils wurde die hervorragende Qualität der HF - Übertragungsstrecke innerhalb des Gesamtsystems verifiziert.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>Schnittstellen</b>	<b>6</b>
2.1	ICS-Karten . . . . .	6
2.2	Kanalemulator . . . . .	9
2.3	Funkkanal . . . . .	10
2.4	Frequenzplan . . . . .	11
<b>3</b>	<b>Systemkonzept</b>	<b>12</b>
<b>4</b>	<b>Einzelkomponenten</b>	<b>16</b>
4.1	Sender . . . . .	16
4.1.1	Aufwärtskonverter . . . . .	16
4.1.2	Leistungsverstärker . . . . .	22
4.2	Empfänger . . . . .	23
4.2.1	Rauscharmer Verstärker . . . . .	23
4.2.2	Abwärtskonverter . . . . .	28
4.2.3	Regelbarer Verstärker . . . . .	30
4.3	Lokaler Oszillator . . . . .	31
4.4	Antennen . . . . .	32
<b>5</b>	<b>Versuchsaufbauten</b>	<b>35</b>
5.1	Aufwärtskonverter . . . . .	35
5.2	Abwärtskonverter . . . . .	40
<b>6</b>	<b>Messungen am System</b>	<b>42</b>
	<b>Schlussfolgerungen</b>	<b>50</b>
<b>A</b>	<b>Lieferantenverzeichnis</b>	<b>51</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>53</b>

# Kapitel 1

## Einleitung

Seit einigen Jahren wird sehr intensiv an MIMO (multiple input multiple output) Systemen und Algorithmen geforscht. Das Charakteristikum von MIMO-Systemen ist die Verwendung von mehreren Sende- und Empfangsantennen, welche bei der gleichen Sendefrequenz (bzw. Empfangsfrequenz) betrieben werden. Die in der Literatur berichtete bessere spektrale Effizienz von MIMO-Systemen gegenüber den heute verwendeten SISO (single input single output) Systemen wird fast immer aus Simulationsergebnissen abgeleitet. Zum Testen von Algorithmen und Prüfen der Simulationsergebnisse ist aber ein Echtzeit-MIMO-Funkübertragungssystem erforderlich.

Im Rahmen mehrerer Diplomarbeiten wird ein  $4 \times 4$  (4 Sendeantennen und 4 Empfangsantennen) Übertragungssystem entwickelt. Mit diesem Funkübertragungssystem kann die Richtigkeit der in den Simulationen angenommenen Kanalmodelle überprüft werden. Alternativ zur Funkübertragung kann die Übertragung auch über Kanalemulatoren erfolgen. Durch die Verwendung von Kanalemulatoren wird das Testen von MIMO-Algorithmen unter definierten und reproduzierbaren Funkkanalbedingungen ermöglicht.

Das Gesamtsystem ist in einen Digitalteil, welcher bis zur Zwischenfrequenz (ZF) von 70 MHz die Signalverarbeitung übernimmt, und in einen Hochfrequenzteil gegliedert. Die Schnittstelle zwischen Digital- und Hochfrequenzteil ist auf der Sender- und Empfängerseite jeweils ein Modul der Firma ICS (Interactive Circuits and Systems Ltd.). Die Module besitzen für jeweils 4 Kanäle Digital-Analog-Konverter (DAC) bzw. Analog-Digital-Konverter (ADC) und digitale Frequenzumsetzer.

Meine Diplomarbeit hatte die Entwicklung von HF-Baugruppen für dieses Übertragungssystem zum Ziel. Die Sendefrequenz liegt mit 2450 MHz innerhalb eines für die Forschung freigegebenen Frequenzbereiches (ISM-Band, Industrial, Scientific, Medical). Die Sendeleistung beträgt +20 dBm je Kanal und die Bandbreite des Systems ist 20 MHz. Das vom Digitalteil gelieferte ZF-Signal wird in einem Schritt auf die Sendefrequenz umgesetzt. Ein wesentlicher Teil der Arbeit bestand auch darin, Hersteller bzw. Lieferanten zu finden die die nur geringen Stückzahlen (Muster) der Bauteile für die Realisierungen lieferten bzw.

zur Verfügung stellen.

In Kapitel 2 charakterisiere ich die Schnittstellen des Systems. Dieses Kapitel ist die Grundlage für die Planung des Gesamtkonzeptes und der einzelnen Baugruppen. In weiterer Folge wird in Kapitel 3 ein Gesamtkonzept erstellt. Es werden Funktionsgruppen definiert und deren Aufgaben beschrieben. Die Planung bzw. Realisierungsvorschläge der einzelnen Baugruppen folgt in Kapitel 4. Die Baugruppen zur Frequenzumsetzung und die Filter stellen dabei die Schlüsselkomponenten des Systems dar. In Kapitel 5 beschreibe ich den erfolgreichen Aufbau dieser Schlüsselkomponenten. Den Abschluss der Arbeit bilden die in Kapitel 6 dargestellten Ergebnisse der erfolgreichen Kombination der Versuchsaufbauten mit dem digitalen Basisbandteil zu einem Übertragungssystem.

# Kapitel 2

## Schnittstellen

Die Grundlage für die Erstellung eines Systemkonzeptes mit Frequenzplan und Pegelplanung ist die genaue Kenntnis der Schnittstellen.

### 2.1 ICS-Karten

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, stellen die ICS-Karten sowohl auf der Sender- wie auch Empfängerseite die Schnittstelle zum digitalen Basisbandteil des Systems dar. Die Karten sind in einen Sender- bzw. Empfängercomputer eingebaut. Für den Anschluss an die HF - Baugruppen stehen 3,5 mm SMA - Buchsen zur Verfügung. In der Senderkarte (ICS - 564) wird ein komplexes Basisbandsignal durch digitale Frequenzumsetzung in die ZF - Lage gebracht und anschließend über einen Digital-Analog-Konverter ausgegeben. Die Empfängerkarte (ICS - 554) erfüllt sinngemäß die selben Aufgaben.

Die Senderkarte (ICS - 564) legt durch ihre maximale Ausgangsleistung den Startwert für die Pegelplanung auf der Senderseite fest. Gleichsam bestimmt die Empfängerkarte (ICS - 554) durch ihre maximale Eingangsleistung den Endpegel des HF - Empfängers. Im Wesentlichen werden durch die Module der Firma ICS auch der ZF - Bereich und die Bandbreite des Systems festgelegt.

Die für die Planung notwendigen technischen Daten der Sender- und Empfängerkarte wurden aus [ICS 564] und [ICS 554] entnommen, und in den Tabellen 2.1 und 2.2 zusammengefasst.

Anzahl der analogen Ausgänge	4
Ausgangsimpedanz	50 $\Omega$
max. Ausgangsleistung	0 dBm
Frequenzbereich	1 MHz - 100 MHz
max. Bandbreite	40 MHz
max. Taktrate	200 MHz

Tabelle 2.1: Schnittstellenparameter der Senderkarte ICS - 564

Anzahl der analogen Eingänge	4
Eingangsimpedanz	50 $\Omega$
max. Eingangsleistung	+5,5 dBm
Frequenzbereich	2 MHz - 200 MHz
max. Bandbreite	10 MHz
max. Abtastrate	105 MHz

Tabelle 2.2: Schnittstellenparameter der Empfängerkarte ICS - 554

Das Bild 2.1 stellt das Ausgangsspektrum der Senderkarte ohne externe Filterung über den Frequenzbereich von 0 Hz bis 2 GHz dar. Die periodische Fortsetzung des Spektrums ist durch die Rekonstruktion eines digitalen Signals bedingt. Eine genaue Beschreibung der Digital-Analogwandlung kann zum Beispiel in [Patzelt 96] nachgelesen werden.

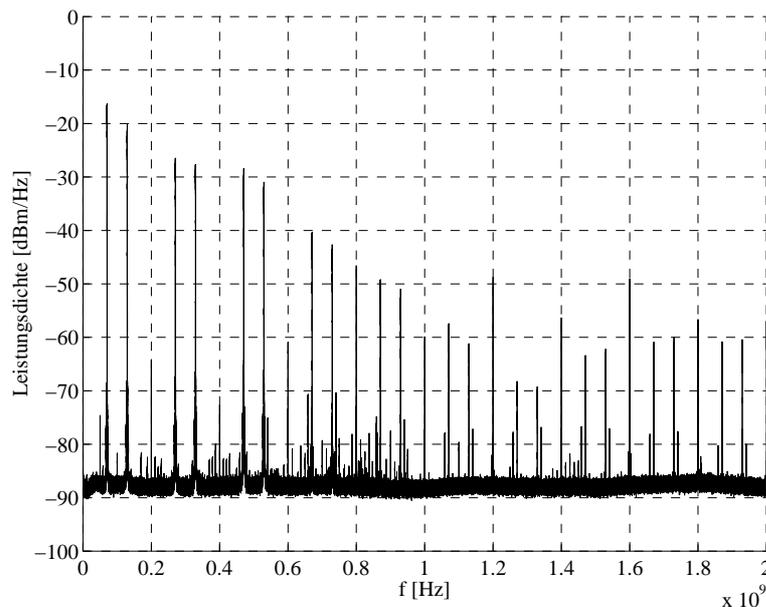


Abbildung 2.1: Ausgangsspektrum der Senderkarte ICS - 564 von 0 Hz bis 2 GHz

Die Abbildung 2.2 zeigt das Ausgangsspektrum noch einmal in einem kleineren Ausschnitt. Die Spektrallinie bei 50 MHz wird durch den internen Referenzoszillator verursacht. Je nach Lage der Kanalausgänge zum Oszillatorausgang variiert der Pegel dieser Spektrallinie. Der Maximalwert wurde an Kanal 3 mit -53 dBm gemessen. Die Spektrallinie bei 200 MHz entspricht der Taktrate der Karte.

Als Testsignal wurde ein 16 QAM - (Quadratur Amplituden Modulation) Signal mit maximaler Ausgangsleistung der Sendekarte und einer Bandbreite von 1,6 MHz gewählt. Zur Formung des Nutzspektrums wurde ein RRC (root raised

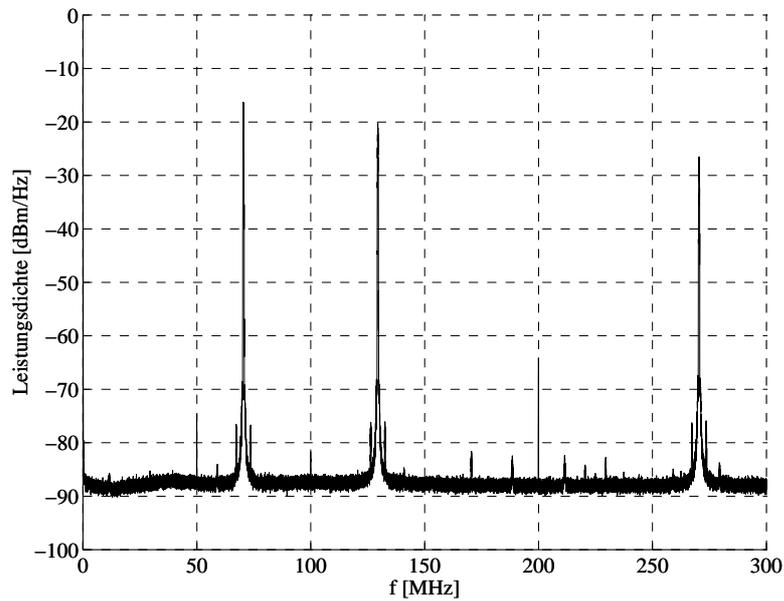


Abbildung 2.2: Ausgangsspektrum der Senderkarte ICS-564 von 0 Hz bis 300 MHz

cosine) - Filter mit einem roll off - Faktor von 0,22 verwendet. Um einen Überblick über einen großen Bereich des Spektrums geben zu können, wurden einzelne Messungen, jeweils über einen Bereich von 20 MHz, durchgeführt und aneinander gereiht.

Diese Messungen erfolgten in Zusammenarbeit mit meinem Kollegen Sebastian Caban, welcher im Rahmen seiner Diplomarbeit mit dem Arbeitstitel DEVELOPMENT AND SETTING-UP OF THE BASE-BAND PROCESSING FOR A 4X4 MIMO SYSTEM den Digitalteil des Übertragungssystems konfiguriert.

## 2.2 Kanalemulator

Wie in der Einleitung erwähnt, kann und soll die Übertragung auch über Kanalemulatoren erfolgen. Es handelt sich dabei um zwei Stück Kanalemulatoren Typ TAS 4500 der Firma Spirent Communications. Die für die Planung notwendigen technischen Daten wurden aus [TAS 02] entnommen und in der Tabelle 2.3 zusammengefasst.

Anzahl der Kanäle	2
Eingangsimpedanz	50 $\Omega$
Eingangsleistung	+5 dBm bis -30 dBm
Frequenzbereich	800 MHz bis 3000 MHz
Zwischenfrequenz	140 MHz
Bandbreite	26 MHz
typische Einfügedämpfung	20,5 dB
max. Einfügedämpfung	26,5 dB
Einfügedämpfung Bypass	2 dB
Ausgangsabschwächer	0 dB bis 80 dB
Eingangsleistung für ext. LO	+12 dBm bis +15 dBm
Eingangsimpedanz für ext. LO	50 $\Omega$

Tabelle 2.3: Schnittstellenparameter des Kanalemulators TAS 4500

Der Frequenzbereich der Kanalemulatoren ermöglicht keine direkte Verbindung mit den Sende- und Empfangskarten von ICS, beinhaltet jedoch die Sendefrequenz von 2450 MHz. Mit den integrierten Ausgangsabschwächern der Kanalemulatoren läßt sich der Ausgangspegel in einem weiten Bereich einstellen, wobei die dem Kanalemulator eigene Einfügedämpfung (siehe Tabelle 2.3) dem eingestellten Abschwächerwert hinzu gerechnet werden muss. Zu beachten ist, dass der Kanalemulator direkt durchgeschaltet (Bypass) werden kann. In diesem Modus erfolgt keine Frequenzumsetzung im Kanalemulator und die Einfügedämpfung beträgt 2 dB.

Bild 2.3 stellt die Übertragungsfunktion für einen Kanal eines Kanalemulators dar. Die Einstellungen wurden so gewählt, dass nur eine Frequenzumsetzung aus der HF - Lage in die ZF - Lage und wieder in die HF - Lage erfolgte.

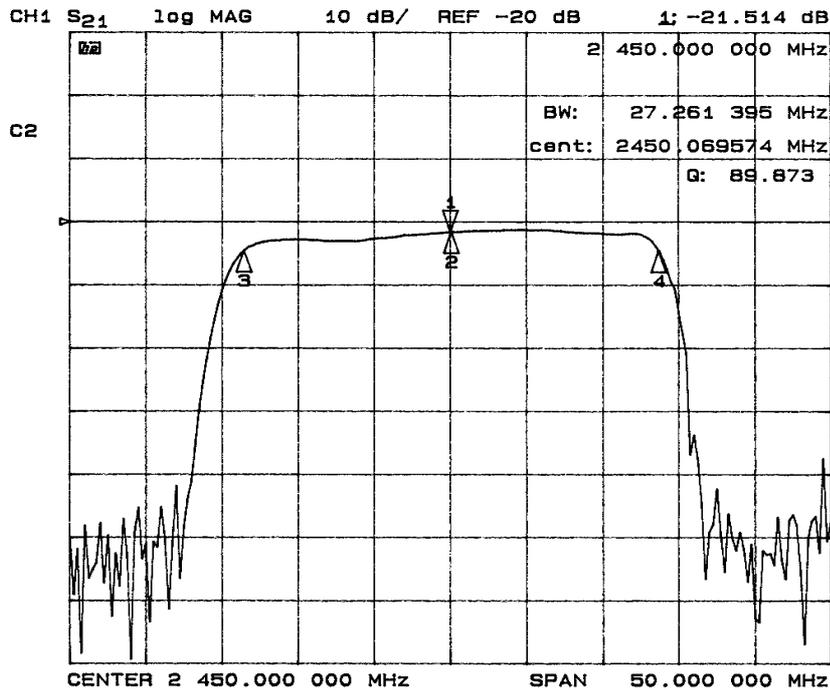


Abbildung 2.3: Übertragungsfunktion eines Kanalemulators

## 2.3 Funkkanal

Das System soll für ein Ausbreitungsszenario in Gebäuden ohne direkter Sichtverbindung (NLOS, no line of sight) zwischen Sender und Empfänger ausgelegt werden. Die Streckendämpfung wird, wie im Mobilfunk üblich, mit dem Potenzgesetz  $d^{-n}$  angenommen. Für den Koeffizienten  $n$  wurden die Werte aus [Gahleitner 94] übernommen. Eine Zusammenstellung der Parameter ist in der Tabelle 2.4 enthalten.

Ausbreitungs - Szenario	NLOS
Sendefrequenz	2450 MHz
Streckendämpfung	$\propto d^{-n}$
$n$	$\approx 3,3 \dots 5$
Strecke	10 m
Antenne	$\lambda/4$ - Monopol
Antennengewinn (G)	$\approx 0$ dBi
Rauschtemperatur der Antenne	295 K
Rauschleistungsdichte	-174 dBm/Hz

Tabelle 2.4: Funkkanal

Die Rauschtemperatur des  $\lambda/4$ -Monopols ist gleich seiner Umgebungstemperatur. Die Rauschleistung der Antenne ergibt sich mit  $P_E = kTB$  (k...Boltzmannkonstante, T...absolute Temperatur, B...Bandbreite) zu -174 dBm bei einer Bandbreite von 1 Hz und einer Umgebungstemperatur von 295 K.

## 2.4 Frequenzplan

Die Bandbreite für das System wurde mit 20 MHz festgelegt. Begrenzend bezüglich der Zwischenfrequenz (ZF) erwies sich die Senderkarte von ICS, mit welcher eine maximale ZF von 90 MHz bei einer Bandbreite von 20 MHz möglich ist. Die ZF wurde aufgrund dieser Einschränkung und der Verfügbarkeit von Komponenten mit 70 MHz festgelegt. Mit der Festlegung der ZF und Sendefrequenz ergeben sich für eine lineare Frequenzumsetzung in nur einem Schritt die Frequenzen 2380 MHz und 2520 MHz als mögliche Frequenzen für den lokalen Oszillator (LO). Für den LO des Übertragungssystem wurde die Frequenz 2380 MHz gewählt. Die Abbildung 2.4 gibt einen Überblick über die auftretenden Frequenzen im Hochfrequenzteil, für einen LO mit einer Frequenz von 2380 MHz.

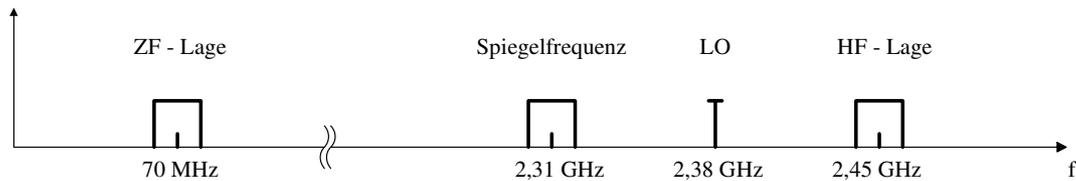


Abbildung 2.4: Frequenzplan

# Kapitel 3

## Systemkonzept

Das Konzept für das 4 x 4 MIMO - Übertragungssystem sieht vor, dass für jeden Kanal eine eigenständige Sende- beziehungsweise Empfangseinheit aufgebaut wird. Eine Ausnahme bildet sender- wie auch empfängerseitig jeweils ein zentraler LO, welcher alle vorhandenen Frequenzumsetzer versorgt. Jeder einzelne Kanal ist wiederum in Einzelmodule aufgeteilt. Durch diese Aufteilung wird ein hoher Grad an Flexibilität in der Entwicklung erreicht.

Auf der Senderseite sind zwei Module vorgesehen, ein Aufwärtsumsetzer gefolgt von einem Sendeverstärker. Zu den zentralen Aufgaben des Aufwärtsumsetzers gehören:

- Filterung des ZF - Signals
- Frequenzumsetzung
- Pegelanpassung für die Kanalemulatoren
- Filterung des HF - Signals

Zu den zentralen Aufgaben des Sendeverstärkers gehören:

- Verstärkung auf die Sendeleistung
- Filterung des Sendesignals

Auf der Empfängerseite sind drei Module geplant, ein rauscharmer Vorverstärker, ein Abwärtsumsetzer und ein steuerbarer Verstärker. Die Anforderungen an den rauscharmen Vorverstärker sind:

- Spiegelfrequenzunterdrückung
- kleine Rauschzahl
- Verstärkung
- hohe Dynamik

Die Aufgaben des nachfolgenden Abwärtsumsetzers sind:

- Frequenzumsetzung
- Filterung im ZF - Bereich
- Verstärkung

Der regelbare Verstärker als abschließendes Modul der Empfängerseite dient zur Pegelanpassung an die Empfängerkarte von ICS und soll vom Empfängercomputer gesteuert werden.

Die Abbildung 3.1 bietet einen Überblick über das Gesamtsystem in der Konfiguration für eine 4 x 4 MIMO - Funkübertragung. Abbildung 3.2 zeigt das Gesamtsystem mit den Kanalemulatoren für eine 4 x 1 MISO (multiple input single output) Übertragung. In der Konfiguration mit den Kanalemulatoren bilden sender- wie auch empfängerseitig die frequenzumsetzenden Module die Schnittstelle zum restlichen System. Die Leistung am Empfangsort wurde mit der Formel

$$P_E = P_S G_S G_E \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 d^{-n} \quad (3.1)$$

( $P_E$ ...Empfangsleistung,  $P_S$ ...Sendeleistung,  $G_S$ ...Gewinn der Sendeantenne,  $G_E$ ...Gewinn der Empfangsantenne,  $\lambda$ ...Wellenlänge) abgeschätzt. In der Tabelle 3.1 ist eine Zusammenfassung der für die Planung benötigten Pegelbereiche gegeben.

max. Ausgangsleistung ICS - 564	0 dBm
Eingangsleistung für Kanalemulatoren	-30 dBm bis +5 dBm
Sendeleistung	+20 dBm
Leistung am Empfangsort (n=5)	-70 dBm
Leistung am Empfangsort (n=2, LOS)	-40 dBm
max. Ausgangsleistung der Kanalemulatoren	Eingangsleistung - 20 dB
max. Eingangsleistung ICS - 554	+5,5 dBm

Tabelle 3.1: Pegelbereiche

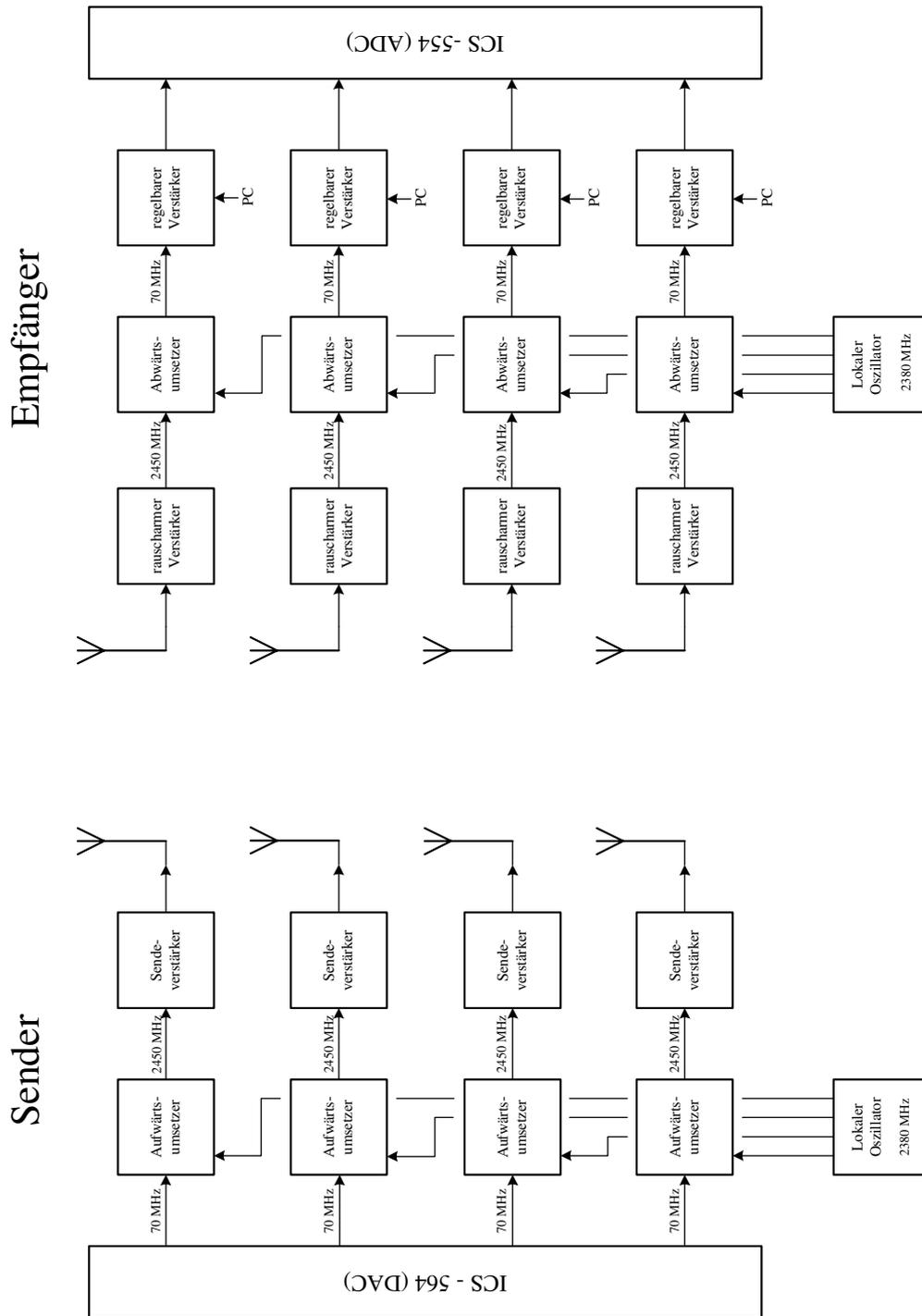


Abbildung 3.1: Blockschaltbild des 4 x 4 MIMO - Funkübertragungssystems

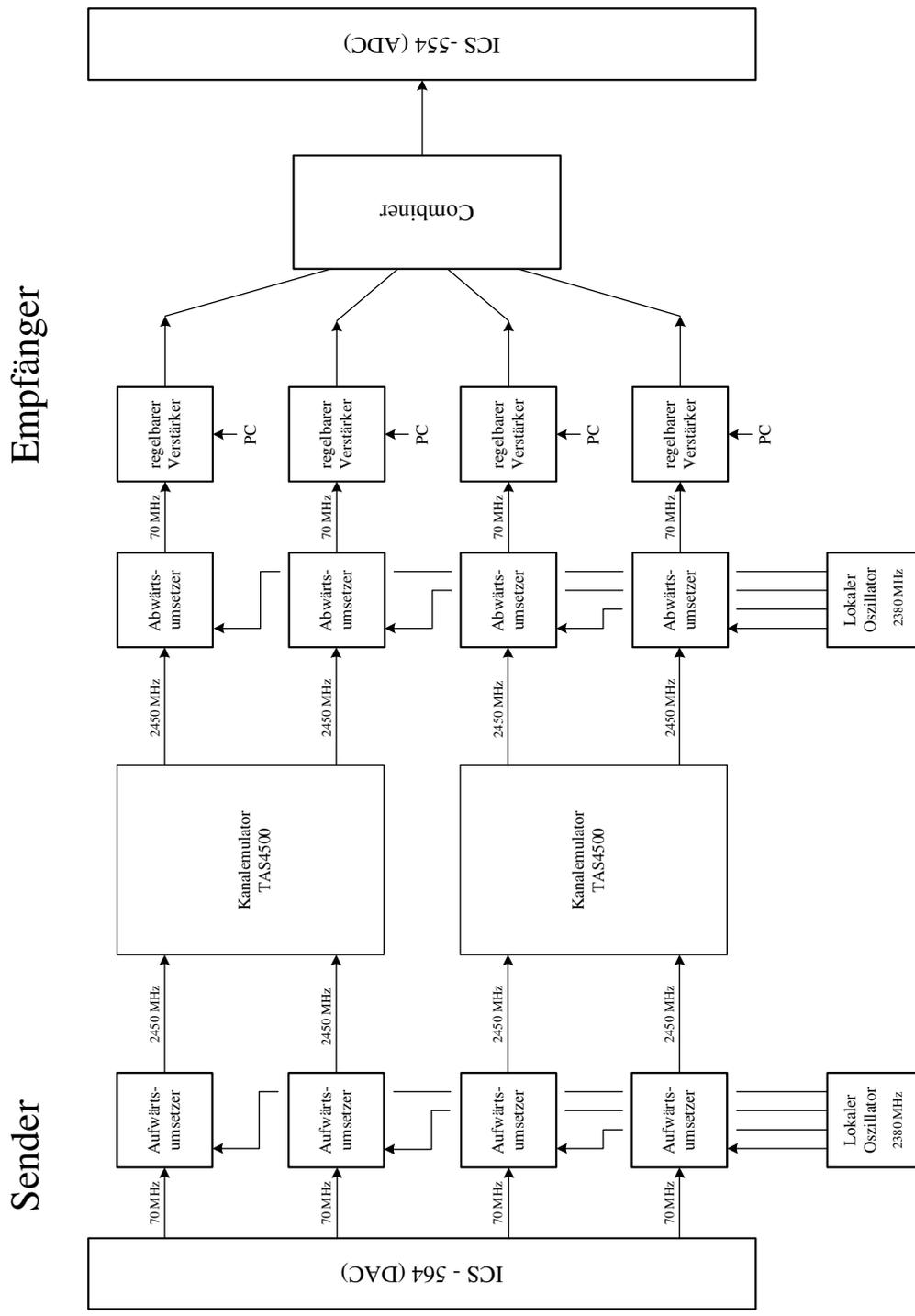


Abbildung 3.2: Blockschaltbild des 4 x 1 MISO - Übertragungssystems mit Kanalemulatoren

# Kapitel 4

## Einzelkomponenten

### 4.1 Sender

#### 4.1.1 Aufwärtskonverter

Die Abbildung 4.1 zeigt ein Blockschaltbild des Aufwärtsumsetzers.

Die erste Aufgabe des Aufwärtsumsetzers ist die Bandbegrenzung des von der Senderkarte (ICS - 564) gelieferten Ausgangsspektrums (siehe Abbildung 2.1). Damit auch die Spektrallinie bei 50 MHz, die je nach Ausgang der Sendekarte unterschiedlich stark ist, unterdrückt werden kann, ist ein Bandpassfilter mit der Systembandbreite von 20 MHz vorgesehen. Die Wahl fiel auf ein SAW - Filter der Firma Amplitronix. Die Daten des Filters (ABFF015C) sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst.

Einfügedämpfung	12,8 dB
- 1 dB Bandbreite	19,5 MHz
-3 dB Bandbreite	20,2 MHz
-40 dB Bandbreite	23,5 MHz
Welligkeit im Durchlassbereich	0,7 dB
max. Leistung	10 dBm

Tabelle 4.1: Spezifikationen des ZF - Filters ABFF015C

Da die Nebenlinien im Spektrum erst ab einer Frequenz von 1000 MHz 40 dB unter dem Nutzsignal liegen, wurde das gewählte Filter zuerst auf seine Sperrdämpfung in diesem Frequenzbereich untersucht (siehe Abschnitt 5.1).

Vor und nach dem ZF - Filter befindet sich je ein  $\Pi$ -Abschwächer-Glied. Die Abschwächer dienen sowohl zur Entkoppelung der ICS - Senderkarte vom Aufwärtsumsetzer als auch zur Pegelanpassung. Für einen ersten Aufbau wurde der Wert für beide Abschwächer unter Berücksichtigung des nachfolgenden Mischerbausteins mit 10 dB gewählt. Der genaue Wert kann erst mit der Inbetriebnahme des Aufwärtsumsetzers ermittelt werden, denn einerseits sollen die In-

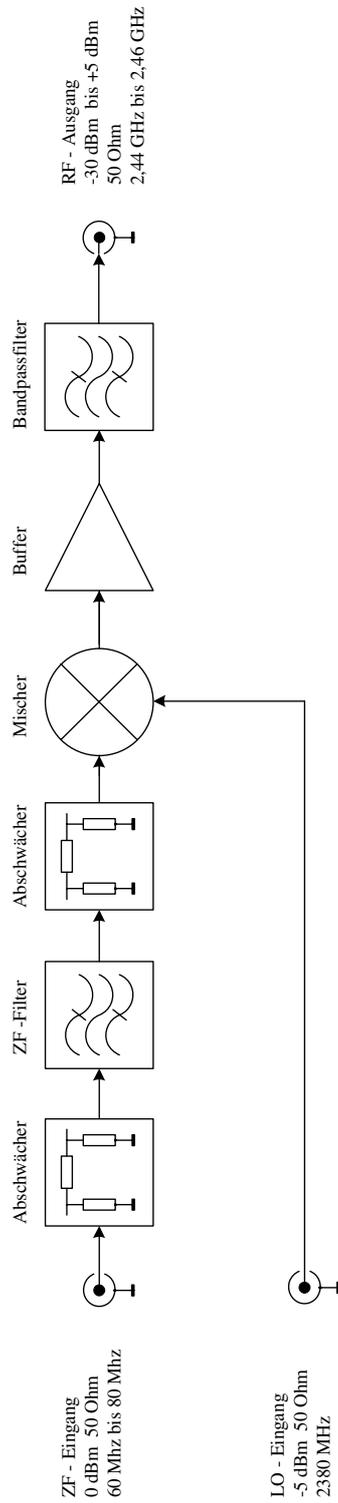


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des Aufwärtsumsetzers

termodulationsprodukte der nachfolgenden aktiven Bauteile so klein wie möglich sein, und auf der anderen Seite sollte das Nutzsignal so wenig wie möglich abgeschwächt werden. Der endgültige Wert der Abschwächer wird durch Messung des Intermodulationsabstandes beziehungsweise der Bitfehlerrate (BER) des gesamten Aufwärtsumsetzers ermittelt.

Als nächster Schritt erfolgt die Frequenzumsetzung mit einem aktiven Mischer. Neben der Aufgabe das ZF - Signal auf die Sendefrequenz umzusetzen, ist vor allem die Intermodulationsfestigkeit das maßgebliche Kriterium bei der Wahl des Mischerbausteins. Nach der Filterung und Pegelanpassung ergibt sich ein Eingangspegel von -33 dBm für den Mischerbaustein. Gewählt wurde der Baustein MAX2671 der Firma Maxim Integrated Products. Dieser Baustein verfügt für den ZF - und LO -Eingang über integrierte Buffer-Verstärker, dadurch entfällt die Notwendigkeit externer Buffer-Verstärker für diese Eingänge. Durch den beschränkten Eingangsfrequenzbereich des Mischerbausteins kann eine zusätzliche Filterung des Ausgangsspektrums der Senderkarte entfallen. Für die Anpassung des Ein- und Ausgangs wurden Vorschläge aus dem Datenblatt des Mixers übernommen. Die Tabelle 4.2 enthält einen auf die Anwendung bezogenen Auszug des Datenblattes.

Eingangsfrequenzbereich	40 MHz bis 500 MHz
Ausgangsfrequenzbereich	400 MHz bis 2,5 GHz
Ausgangs - IP3	9 dBm
Verstärkung	9 dB
Ausgangs 1 dB Kompressionspunkt	-6 dBm
LO - Leistung	-10 dBm bis +5 dBm
LO to RF Isolation	25 dB

Tabelle 4.2: Spezifikationen des Mischerbausteins MAX2671

Der Verstärker HMC308 der Firma Hittite MICROWAVE CORPORATION soll den Signalpegel von -24 dBm auf -8 dBm erhöhen. Der HMC308 ist ein MESFET MMIC Verstärker mit integrierten Blockkondensatoren und kann als Breitbandverstärker ohne externe Anpasselemente betrieben werden. Ein Auszug des Datenblattes ist in Tabelle 4.3 gegeben.

Frequenzbereich	1,3 GHz bis 3 GHz
typ. Verstärkung	16 dB
Ausgangs - IP3	24 dBm
Ausgangs 1 dB Kompressionspunkt	12 dBm
Variation der Verstärkung	$\pm 1$ dB

Tabelle 4.3: Spezifikationen des Verstärkerbausteins HMC308

Für diese Anwendung wurden aber sowohl für den Eingang als auch für den Ausgang Anpassnetzwerke vorgesehen. Mit Anpassung wurde in der Simulation eine Verstärkung von 17 dB erzielt. Die Abbildung 4.2 zeigt einen Vergleich der Frequenzgänge im angepassten und unangepassten Zustand. Die Änderung der Verstärkung im Nutzfrequenzband liegt in der Simulation unter 0,1 dB und ist in Abbildung 4.3 dargestellt.

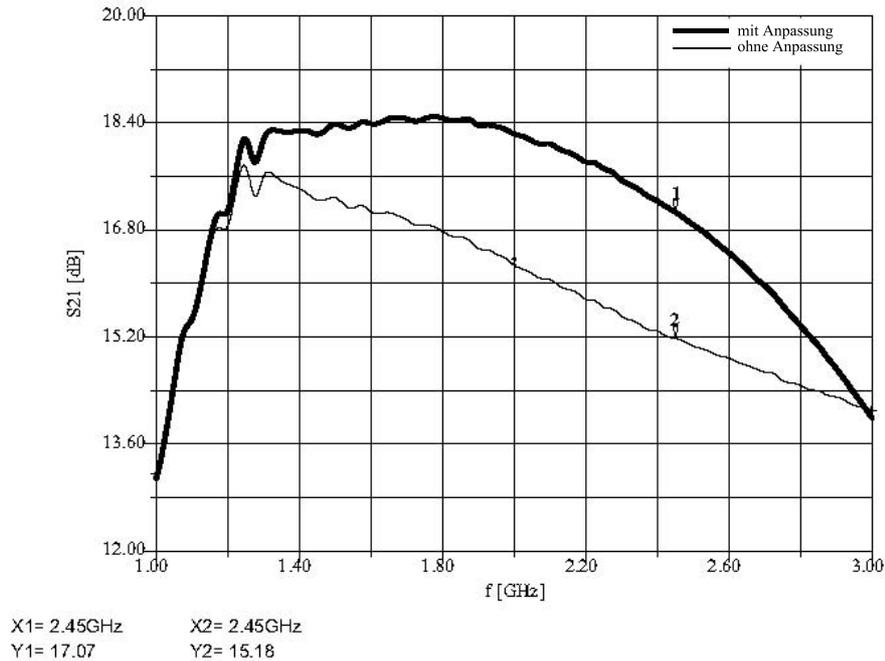


Abbildung 4.2: Simulierter Frequenzgang des Verstärkerbausteins HMC308

Die Realisierung der Anpassnetzwerke erfolgt durch Mikrostreifenleitungen. Abbildung 4.4 zeigt die Simulationsschaltung mit den optimalen Leitungslängen.

Das nachfolgende Filter soll die durch die Frequenzkonversion unerwünscht entstandenen Frequenzen unterdrücken. Durch den relativ geringen Abstand der LO - Frequenz zur Sendefrequenz, festgelegt durch die ZF, sind die Anforderungen an das abschließende Bandpassfilter bezüglich Flankensteilheit und Genauigkeit der Mittenfrequenz sehr hoch. Der Abstand des LO zum Nutzfrequenzband beträgt 60 MHz und der Abstand des Spiegelfrequenzbandes beträgt 120 MHz, das entspricht 2,4 % bzw. 4,9 % bezogen auf die Sendefrequenz von 2450 MHz. Da im Bereich der Mittenfrequenz eines Bandpassfilters die wenigsten Verzerrungen zu erwarten sind, sollte sie mit der Mittenfrequenz des Nutzfrequenzbandes übereinstimmen.

Im Handel erhältliche keramische Bandpassfilter mit einer Mittenfrequenz von 2450 MHz weisen eine Bandbreite von 100 MHz auf, und die Sperrdämpfung im Bereich der Spiegelfrequenz ist meist kleiner als 10 dB. Um die nötige Dämpfung der Spiegelfrequenz und des LO - Signals zu erreichen, ist ein Bandpass mit

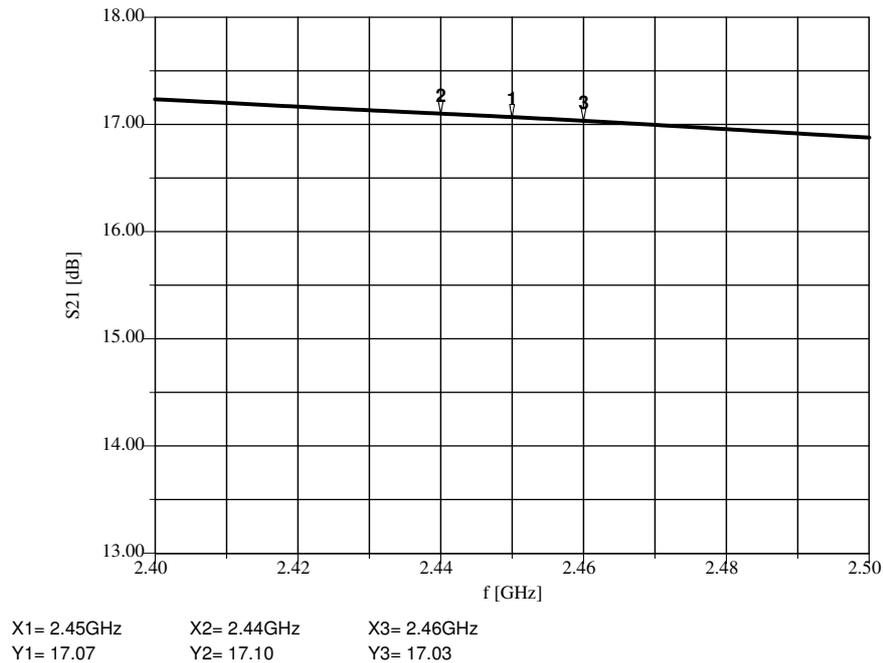


Abbildung 4.3: Simulierter Frequenzgang des HMC308 im Nutzfrequenzband

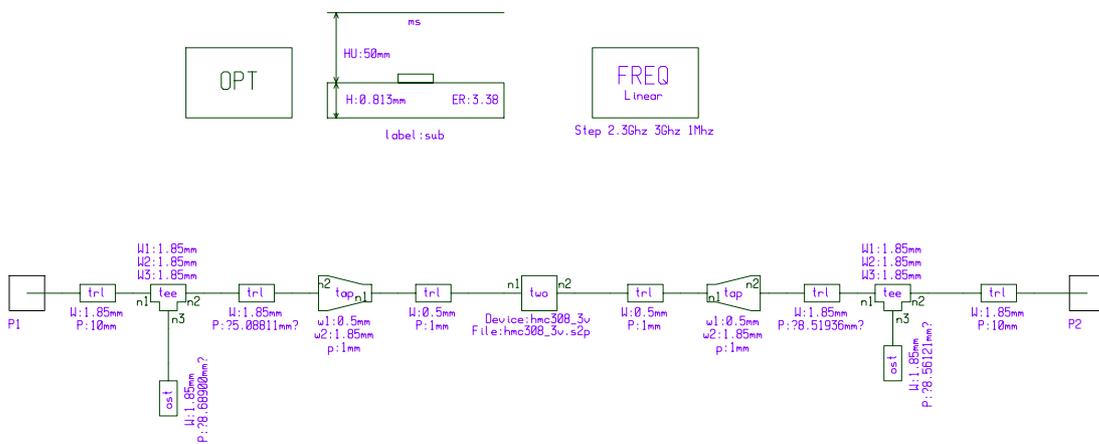


Abbildung 4.4: Simulationsschaltung des Verstärkers HMC308

gekoppelten  $\lambda/2$  Mikrostripleitungen vorgesehen. Die Abbildung 4.5 zeigt das Layout.

Bei der Wahl der Filterordnung und Bandbreite musste ein Kompromiss zwischen aufgewendeter Substratfläche, Sicherheit gegenüber Toleranzen bei der Herstellung und Simulation, und benötigter Dämpfung im Bereich der Spiegelfrequenz gefunden werden. In [Zinke-Brunswig 99] ist die untere Grenze der Bandbreite für diesen Filtertypen mit ca. 5% der Mittenfrequenz des Filters angegeben.

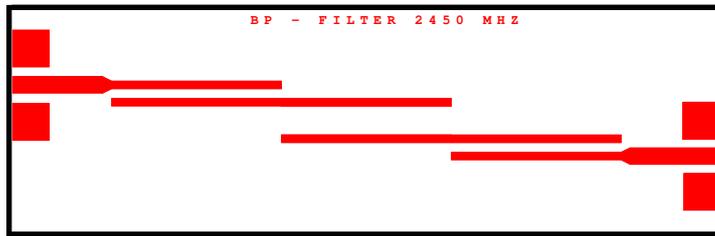


Abbildung 4.5: Layout des Mikrostripbandpasses

Mit dieser Bandbreite von 122 MHz ist allerdings keine ausreichende Sperrdämpfung erreichbar. Die Bandbreite wurde mit 60 MHz festgelegt, das entspricht 2,4% der Mittenfrequenz. Die Abbildung 4.6 zeigt den simulierte Frequenzgang des Filters.

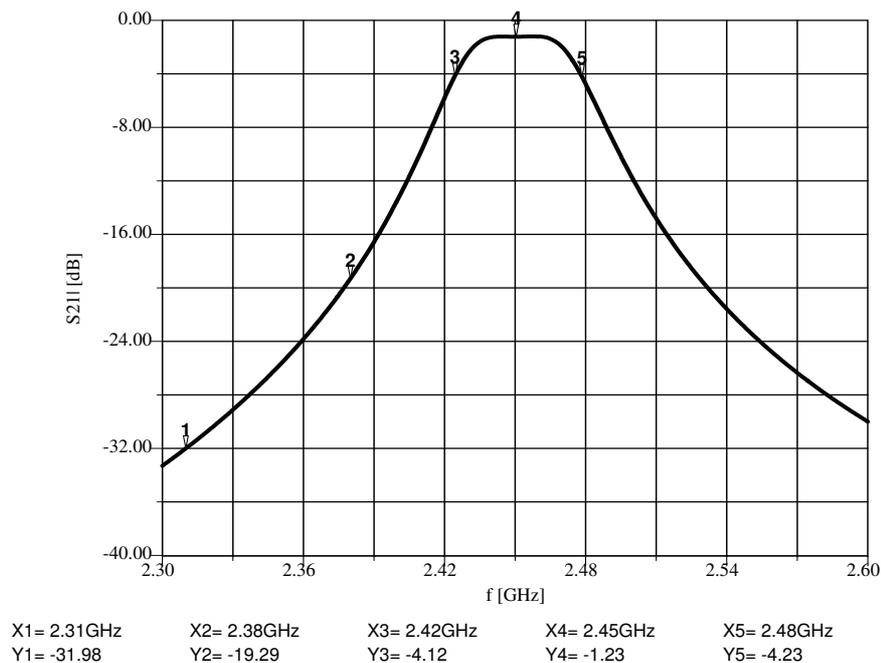


Abbildung 4.6: Simulierter Frequenzgang des Mikrostripbandpasses

Eine Zusammenfassung der Einfügedämpfung bzw. Verstärkung der einzelnen Stufen des Aufwärtsumsetzers ist in Tabelle 4.4 gegeben, und in Abbildung 4.7 ist der dazugehörige Pegelplan zu sehen.

1	ICS - 564	0 dBm
2	Abschwächer	-10 dB
3	ZF - Filter (ABFF015C)	-13 dB
4	Abschwächer	-10 dB
5	Mischer (MAX2671)	+9 dB
6	Verstärker (HMC308)	+17 dB
7	Mikrostripfilter	-1,3 dB

Tabelle 4.4: Pegelplanung für den Aufwärtsumsetzer

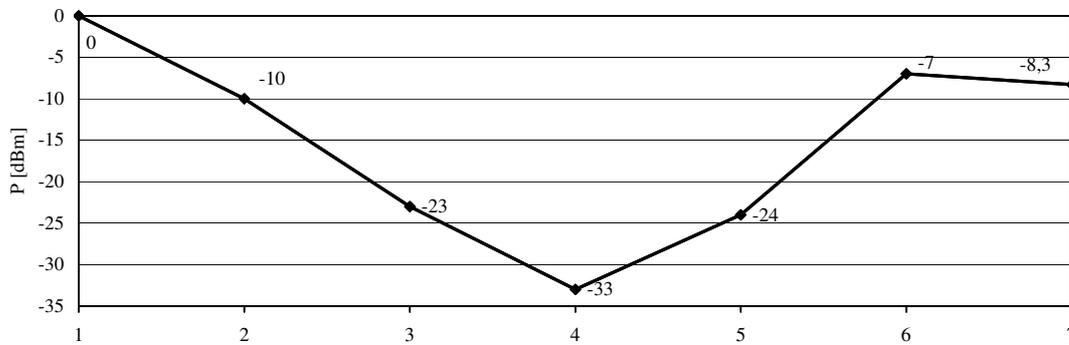


Abbildung 4.7: Pegelplan des Aufwärtsumsetzers

### 4.1.2 Leistungsverstärker

Aufgrund der möglichen Pegelverschiebungen bei der Optimierung des aufzubauenden Aufwärtsumsetzers erfolgte keine detaillierte Planung des Sendeverstärkers. In Abbildung 4.8 ist ein Blockschaltbild eines möglichen Sendeverstärkers zu sehen.

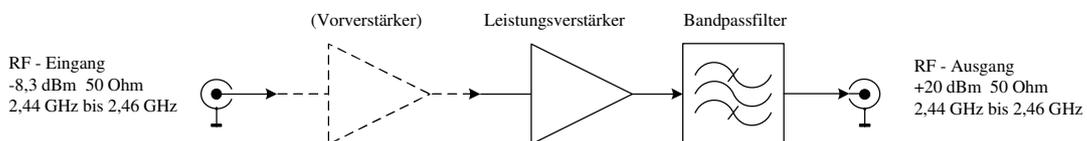


Abbildung 4.8: Blockschaltbild des Sendeverstärkers

Die Wahl des Vorverstärkers sollte erst nach der Inbetriebnahme des Aufwärtsumsetzers erfolgen.

Für den Endverstärker wurde der Baustein HMC414MS8G der Firma Hittite MICROWAVE CORPORATION gewählt. In Tabelle 4.5 sind dessen Daten zusammengefasst.

Frequenzbereich	2,2 GHz bis 2,8 GHz
typ. Verstärkung	20 dB
max. Verstärkung	25 dB
Ausgangs - IP3	39 dBm
Ausgangs 1 dB Kompressionspunkt	27 dBm

Tabelle 4.5: Spezifikationen des Verstärkerbausteins HMC414MS8G

Als abschließendes Sendefilter kommt das in Abschnitt 4.1.1 beschriebene Mikrostripfilter zum Einsatz.

## 4.2 Empfänger

### 4.2.1 Rauscharmer Verstärker

Der Empfänger soll das ihm angebotene Verhältnis von Signal- und Rauschleistung (SNR, signal to noise ratio) so wenig wie möglich verschlechtern. Die Rauschzahl  $F$  eines Zweitores ist der Quotient aus Signal- Rauschabstand am Eingang zu Signal- Rauschabstand am Ausgang des Zweitores, und damit ein direktes Maß für die vom Zweitor verursachte Verschlechterung des SNR. Für die Gesamtrauschzahl in einer Kettenschaltung sind die Rauschzahlen der ersten Elemente der Kette bestimmend. Vorausgesetzt alle Zweitore haben die gleiche Bezugstemperatur, kann die Berechnung der Rauschzahl für  $n$  in Kette geschaltete Zweitore mit der Formel

$$F_{ges} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (4.1)$$

erfolgen, wobei  $G_n$  der Gewinn und  $F_n$  die Rauschzahl der jeweiligen Zweitore ist. Damit bestimmt im Wesentlichen das erste Modul die Rauschzahl des Empfängers. Die Abbildung 4.9 zeigt das Blockschaltbild des rauscharmen Verstärkers, welcher wiederum eine Kettenschaltung von Zweitoren darstellt.

Für das Eingangsfilter ist wieder das in Abschnitt 4.1.1 beschriebene Mikrostripfilter vorgesehen.

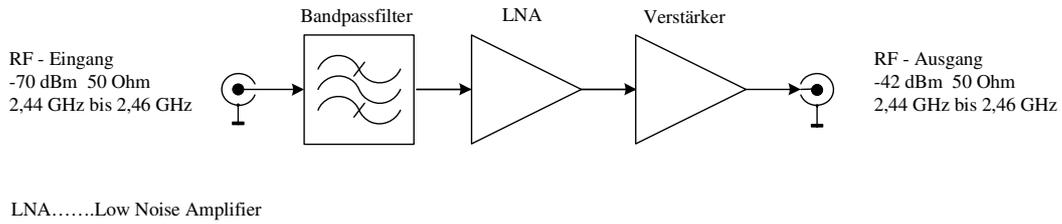


Abbildung 4.9: Blockschaltbild des rauscharmen Verstärkers

Als erster Verstärker dieser Baugruppe wird der Baustein BGA622 der Firma Infineon Technologies verwendet. Dieser Baustein ist in einem Frequenzbereich von 0,5 GHz bis 6 GHz einsetzbar. Der Ausgang ist bereits für ein 50 Ω System angepasst und verfügt über einen integrierten Blockkondensator. Die Beschaltung wurde entsprechend dem Applikationsvorschlag A aus [Note 69] gewählt und ist in Abbildung 4.10 zu sehen.

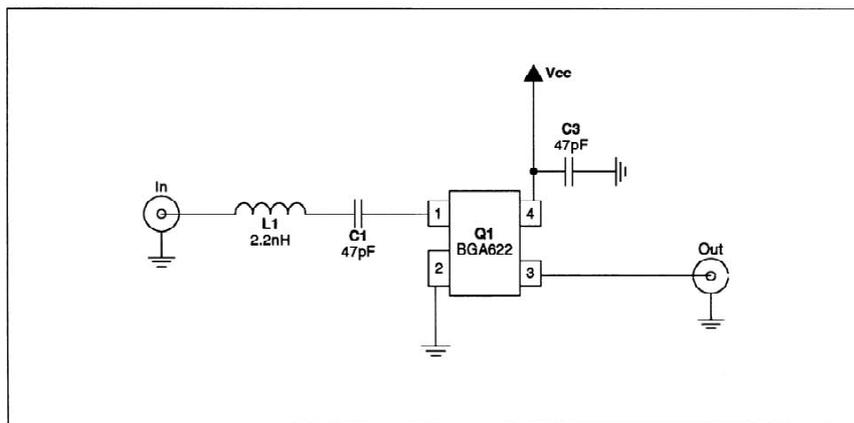


Figure 3 Circuit Diagram of Configuration A

**Bill of Materials of Configuration A**

Name	Value	Package	Manufacturer	Function
C <sub>1</sub>	47 pF	0402	various	DC block
C <sub>3</sub>	47 pF	0402	various	RF bypass
L <sub>1</sub>	2.2 nH	0402	Toko LL1005-FH	Input matching
Q1	BGA622	SOT-343	Infineon Technologies	SiGe MMIC

Abbildung 4.10: Applikationsvorschlag A aus [Note 69]

In Tabelle 4.6 sind die Spezifikationen für die gewählte Anwendung zusammengefasst.

Frequenzbereich	1,8 GHz bis 2500 GHz
Verstärkung @ 2,4 GHz	12,6 dB
Eingangs - IP3	-3,9 dBm
Eingangs 1 dB Kompressionspunkt	-15 dBm
Rauschzahl	1,3 dB

Tabelle 4.6: Spezifikationen des Verstärkerbausteins BGA622

In der Simulation wurden sowohl der Verstärker BGA622 als auch die Induktivität  $L_1$  aus Abbildung 4.10 durch ihre jeweiligen S-Parameter beschrieben. Die Abbildung 4.11 zeigt die Simulation von S11 und S22. Die Abweichungen vom Anpasspunkt sind durch die Optimierung des Verstärkers bezüglich minimaler Rauschzahl bedingt. Die Abbildung 4.12 zeigt die Simulation der Rauschzahl, die mit 1,39 dB nur wenig von der Herstellerangabe abweicht.

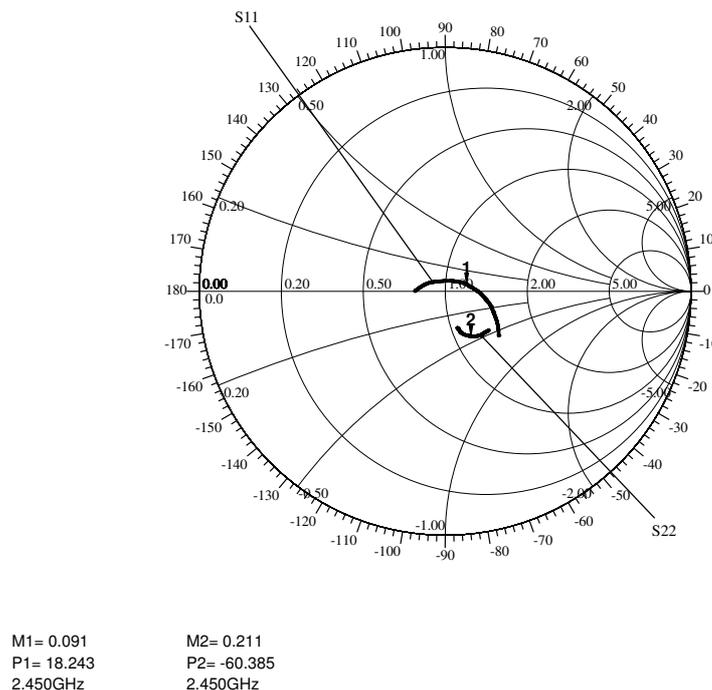


Abbildung 4.11: Simulierte S11 und S22 des Bausteins BGA622 mit Beschaltung laut [Note 69]

Die Simulation für den Frequenzgang in Abbildung 4.13 zeigt eine Variation der Verstärkung im Nutzfrequenzbereich kleiner 0,1 dB und eine Verstärkung von 12,95 dB.

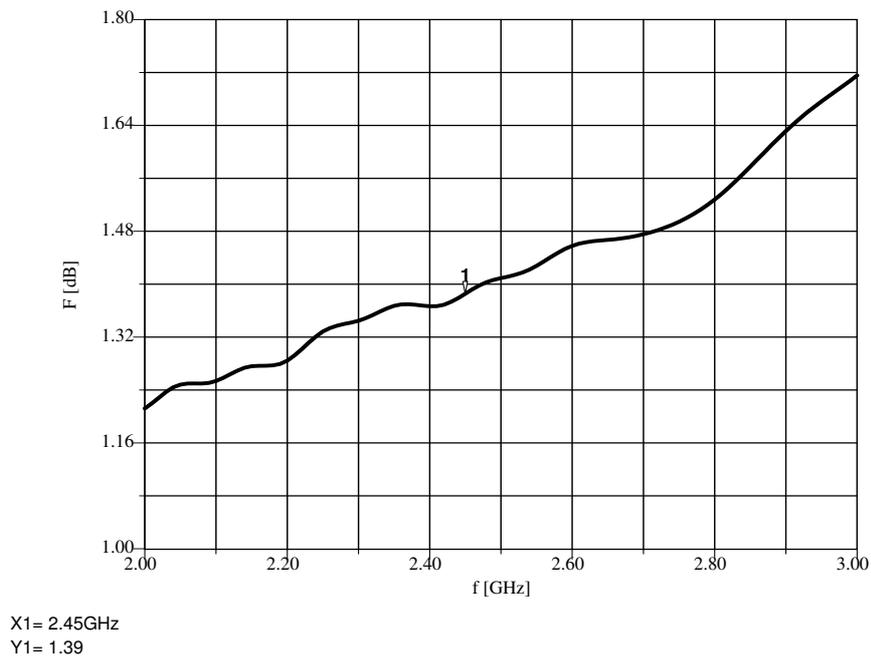


Abbildung 4.12: Simulation der Rauschzahl des Bausteins BGA622 mit Beschaltung laut [Note 69]

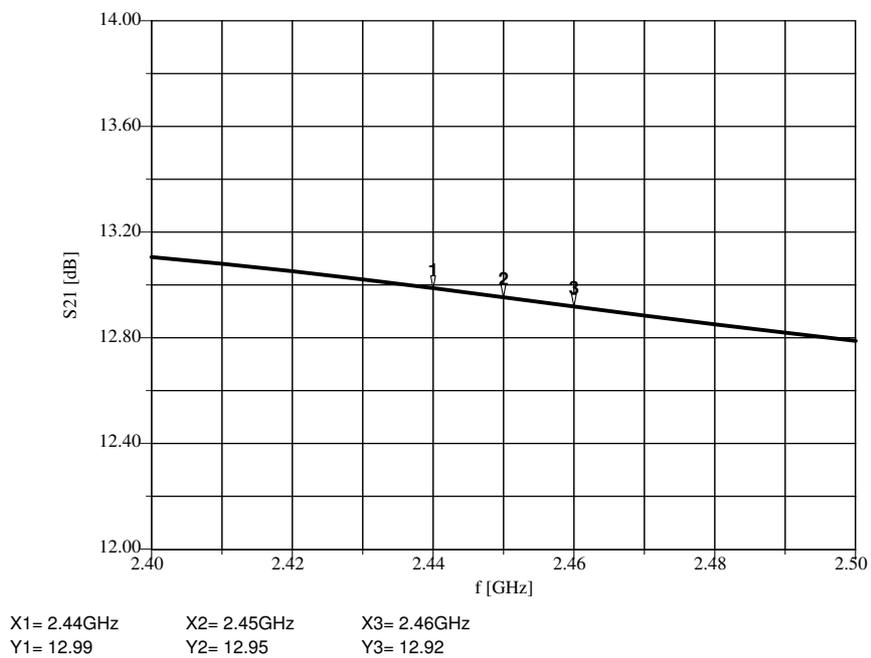


Abbildung 4.13: Simulation des Frequenzganges des Bausteins BGA622 mit Beschaltung laut [Note 69]

Als abschließender Verstärker wird wieder der in Abschnitt 4.1.1 beschriebene Baustein HMC308 eingesetzt.

Die Eingangsleistung des Nutzsignales ist wie in Abschnitt 3 für  $n=5$  berechnet mit  $-70$  dBm angenommen. Für die Berechnung der Rauschleistung am Eingang der Baugruppe wurde die Rauschleistungsdichte aus Tabelle 2.4 mit der Systembandbreite von  $20$  MHz multipliziert. Damit ergibt sich eine Rauschleistung von  $-100$  dBm am Eingang. Eine Zusammenfassung der Einfügedämpfung bzw. Verstärkung der einzelnen Stufen dieser Baugruppe ist in Tabelle 4.7 gegeben. Die Entwicklung von Signal-, Rauschleistung und SNR ist in Abbildung 4.14 dargestellt. Mit den von mir gewählten Komponenten ergibt sich eine Rauschzahl von  $3,8$  dB und eine Verstärkung von ca.  $29$  dB für diese Baugruppe.

1	Signalpegel	$-70$ dBm
2	Filter	$-1,4$ dB
3	LNA (BGA622)	$13$ dB
4	Verstärker (HMC308)	$17$ dB

Tabelle 4.7: Pegelplanung für den rauscharmen Verstärker

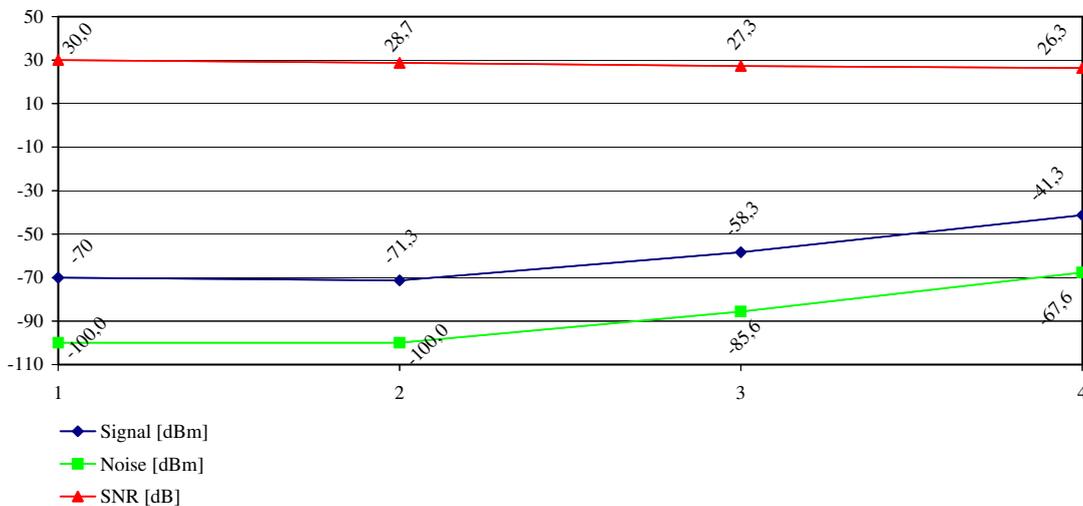


Abbildung 4.14: Pegelplan des rauscharmen Verstärkers

Die Abbildung 4.15 zeigt den simulierten Frequenzgang der gesamten Baugruppe, bestehend aus einem Mikrostripfilter und den Verstärkern BGA622 und HC308.

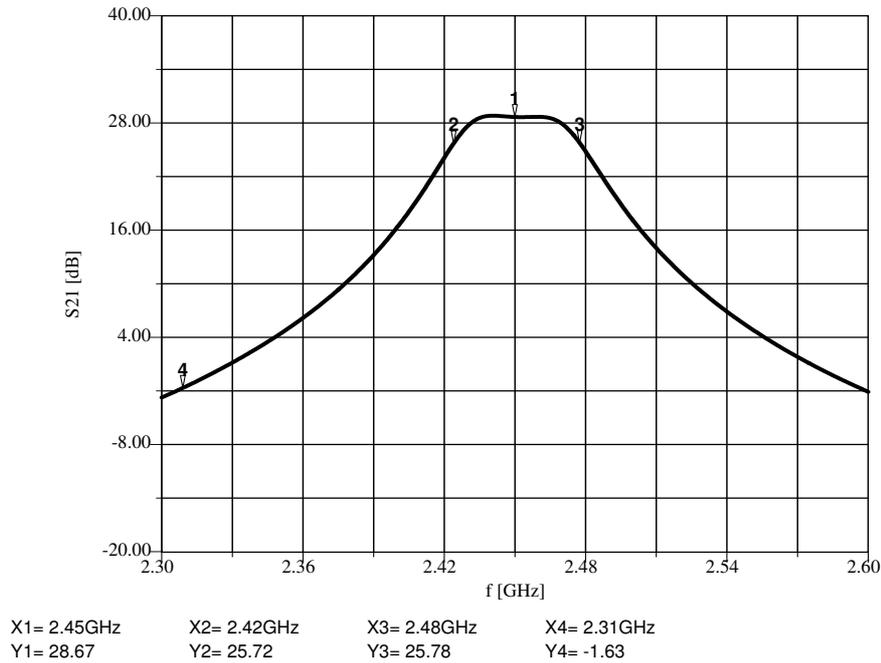


Abbildung 4.15: Simulierter Frequenzgang des rauscharmen Verstärkers

### 4.2.2 Abwärtskonverter

Das Eingangssignal für den Abwärtsumsetzer kommt entweder vom rauscharmen Verstärker oder von einem der Kanalemulatoren. Kommt das Signal vom rauscharmen Verstärker, so ist mit einem Eingangspegel von ca. -40 dBm zu rechnen. Da sich der Ausgangspegel der Kanalemulatoren, wie in Abschnitt 2.2 beschrieben, auf diesen Wert einstellen lässt, müssen sie für die weitere Pegelplanung nicht gesondert berücksichtigt werden. In Abbildung 4.16 ist das Blockschaltbild des Abwärtskonverters zu sehen.

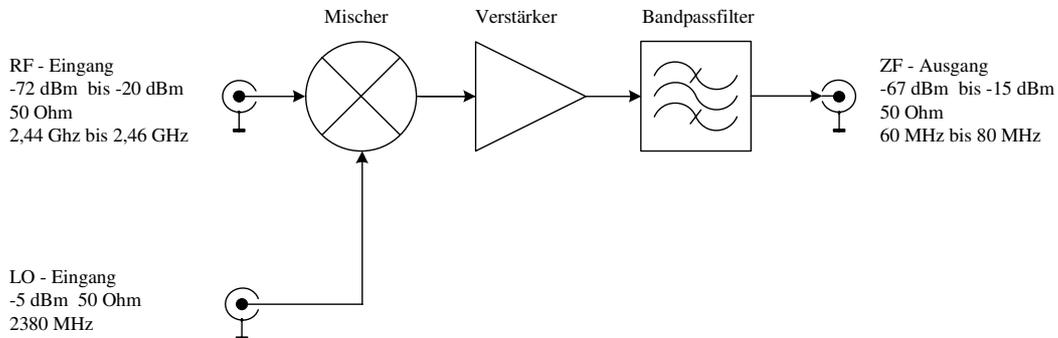


Abbildung 4.16: Blockschaltbild des Abwärtsumsetzers

Als Mischer, der das Empfangssignal von 2450 MHz auf die ZF von 70 MHz umsetzt, kommt der Baustein MAX2682 der Firma Maxim Integrated Products zum Einsatz. Für die Anpassung des Ein- und Ausganges wurden Vorschläge aus dem Datenblatt des Mixers übernommen. In der Tabelle 4.8 sind dessen Spezifikationen zusammengefasst.

Eingangsfrequenzbereich	400 MHz bis 2500 MHz
Ausgangsfrequenzbereich	10 MHz bis 500 MHz
Verstärkung	7,9 dB
Eingangs - IP3	+3,2 dBm
Rauschzahl	13,4 dB
LO - Leistung	-10 dBm bis 0 dBm

Tabelle 4.8: Spezifikationen des Mischerbausteins MAX2682

Dem Mischer folgt ein Verstärker der Firma Minicircuits (MAR-4SM). Dabei handelt es sich um einen sowohl eingangs- wie auch ausgangseitig auf 50  $\Omega$  angepassten Verstärker. Die Einstellung des Arbeitspunktes des Verstärkers wird in [ERA] beschrieben. In Tabelle 4.9 sind dessen Spezifikationen zusammengefasst.

Frequenzbereich	DC bis 1000 MHz
Verstärkung @ 100 MHz	8,3 dB
Ausgangs - IP3	+25,5 dBm
Ausgangs 1 dB Kompressionspunkt	12,5 dBm
Rauschzahl	7 dB

Tabelle 4.9: Spezifikationen des Verstärkerbausteins MAR-4SM

Als abschließendes ZF - Filter wird das im Abschnitt 4.1.1 beschriebene SAW - Filter eingesetzt.

Die Tabelle 4.10 gibt einen Überblick über die Einfügedämpfung bzw. Verstärkung der einzelnen Stufen des Abwärtsumsetzers. Abbildung 4.17 zeigt die Entwicklung von Signal-, Rauschleistung und SNR vom Eingang des rauscharmen Verstärkers bis zum Ausgang des Abwärtsumsetzers.

5	Mischer (MAX2682)	8 dB
6	Verstärker (MAR-4SM)	8,3 dB
7	ZF - Filter (ABFF015C)	-13 dB

Tabelle 4.10: Pegelplanung für den Abwärtsumsetzer

Für die Verstärkung des Abwärtsumsetzers ergibt sich ein Wert von 3,3 dB, und die Abbildung 4.17 zeigt, dass der Einfluss des Abwärtsumsetzers auf die Entwicklung des SNR vernachlässigbar ist.

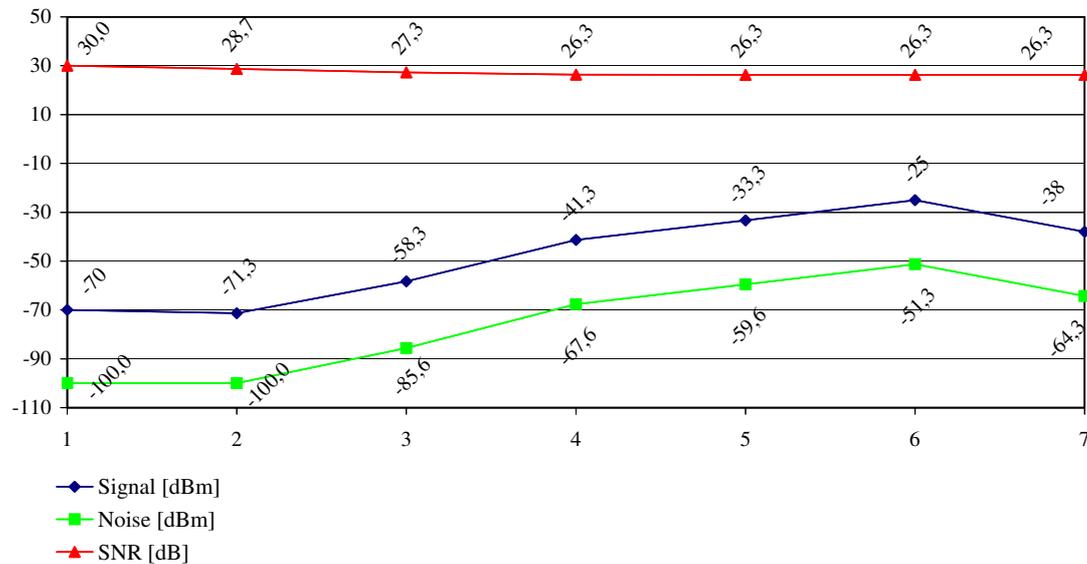


Abbildung 4.17: Pegelplan des rauscharmen Verstärkers und des Abwärtsumsetzers

### 4.2.3 Regelbarer Verstärker

Die letzte Baugruppe im Empfänger ist ein regelbarer Verstärker, welcher vom Empfängercomputer gesteuert werden soll. Sein Regelbereich wird durch die Dynamik des Empfangssignals bestimmt. Die untere Grenze des Eingangspegels ist durch die Rauschleistung von  $-100$  dBm am Eingang des Empfängers gegeben. Für die Abschätzung der oberen Grenze wird der Wert  $P_E = -40$  dBm für eine direkte Sichtverbindung aus Abschnitt 3 gewählt. Damit ergibt sich ein Dynamikbereich von ca. 60 dB. Bis zum regelbaren Verstärker wird das Empfangssignal um ca. 32 dB verstärkt und muss nun auf den Eingangspegel von max.  $+5,5$  dBm der Empfängerkarte (ICS - 554 ) angehoben werden.

Eine mögliche Wahl wäre ein Verstärker der Firma Radar Technology Incorporated, Model: RTA-4-7020. Der Hersteller spezifiziert diesen Verstärker mit einer Bandbreite von 20 MHz und einem Dynamikbereich von 70 dB. Die Regelung der Verstärkung erfolgt mittels einer Spannung zwischen 0 V und -4 V. Ein- und Ausgang sind jeweils für ein  $50 \Omega$  System angepasst. Eine ausführlichere Beschreibung kann unter [www.radartechnology.com](http://www.radartechnology.com) gefunden werden.

### 4.3 Lokaler Oszillator

Die Frequenz des LO ist sender- und empfängerseitig 2380 MHz. Für jeden LO sind 5 Ausgänge vorgesehen. Davon werden 4 Ausgänge für die Aufwärtsumsetzer (bzw. Abwärtsumsetzer) benötigt, und einer ist für eine optionale Synchronisation von Sender und Empfänger vorgesehen. Die Leistung des LO - Signals an einem Ausgang wurde mit - 5 dBm in die Mitte der LO - Eingangsleistungsbe-  
reiche der Mischerbausteine MAX2671 und MAX2682 gelegt (siehe Tabelle 4.2 und 4.8). Dadurch können für den Sender und Empfänger die gleichen Baugruppen verwendet werden. Neben der LO - Frequenz von 2380 MHz sind zwei weitere Frequenzen vorgesehen, um allfälligen Störungen ausweichen zu können. Die lokalen Oszillatoren wurden, nach den in Tabelle 4.11 zusammengefassten Angaben, in Form von Quarzoszillatoren mit nachgeschalteten Frequenzvervielfachern, von der Firma Kuhne elektronik GmbH gefertigt.

LO - Frequenzen	2375 MHz 2380 MHz 2385 MHz
Anzahl der Ausgänge	5
Signalleistung pro Ausgang	-5 dBm
Unterdrückung von Harmonischen	besser 45 dB

Tabelle 4.11: Vorgaben für den lokalen Oszillator

Die LO - Frequenz wird durch Anlegen der Versorgungsspannung von +12V an einen von drei vorhandenen Anschlüssen (A,B oder C) ausgewählt. Alle nicht benützten Ausgänge müssen mit dem Wellenwiderstand von 50  $\Omega$  abgeschlossen werden. Abbildung 4.18 zeigt den lokalen Oszillator. Die Abbildung 4.19 zeigt das Spektrum eines LO in einem sehr kleinen Frequenzbereich.

Die Abbildung 4.20 zeigt einen Frequenzversatz der beiden LO - Baugruppen vom 3,57 kHz. Mittels eines Ziehkondensators können die beiden LO - Baugruppen in der Frequenz leicht verschoben werden. Diese Möglichkeit kann zum Abgleichen der beiden lokalen Oszillatoren oder für einen gewollten Frequenzversatz von Sender und Empfänger genutzt werden.



Abbildung 4.18: Lokaler Oszillator

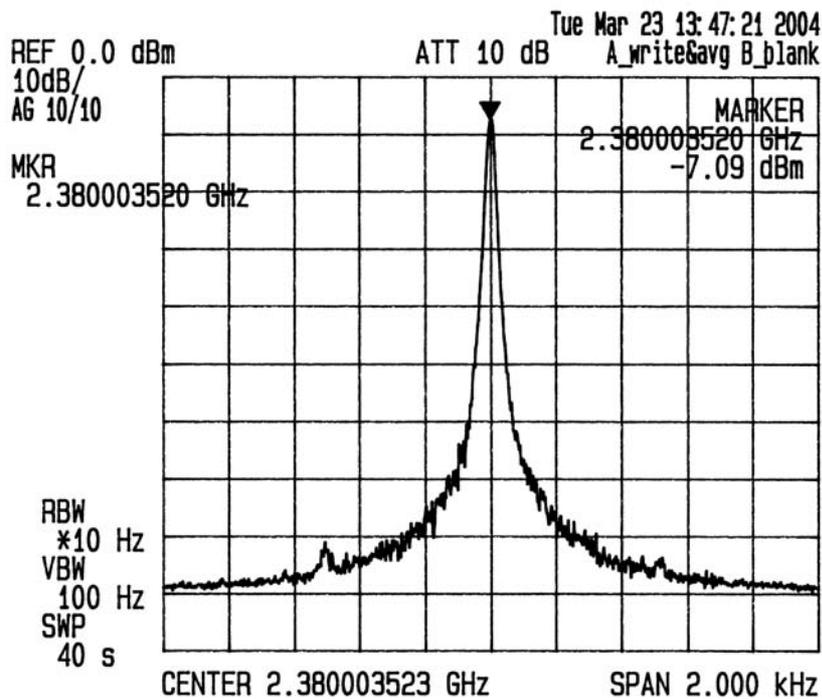


Abbildung 4.19: Spektrum des lokalen Oszillators

## 4.4 Antennen

Bei der Wahl der Antennen muss berücksichtigt werden, dass in der Theorie für MIMO - Systeme Mehrwegeausbreitung eine notwendige Bedingung ist. Aus diesem Grund und der einfachen Bauform wurde ein  $\lambda/4$  - Monopol, welcher keine

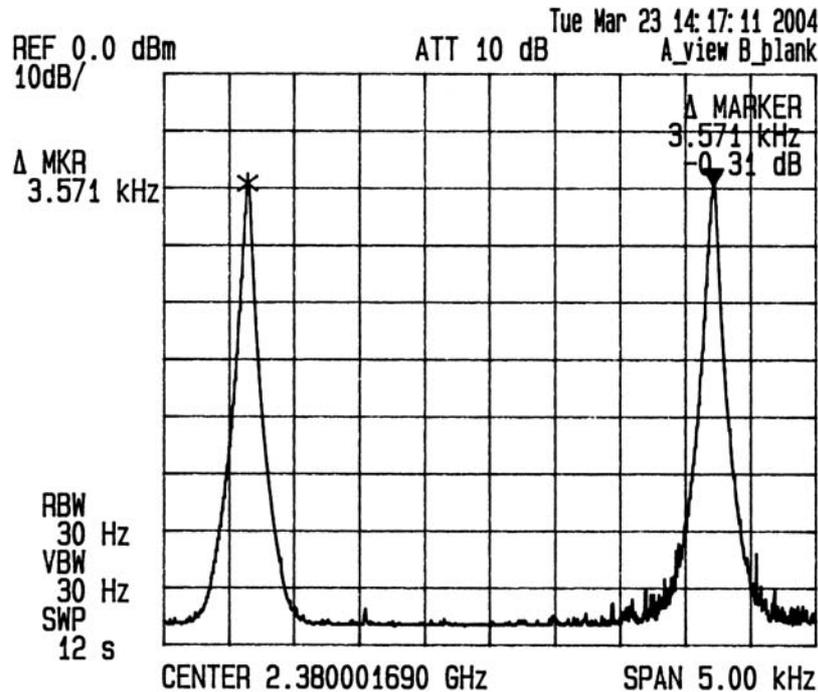


Abbildung 4.20: Frequenzversatz der lokalen Oszillatoren

ausgeprägte Richtwirkung aufweist, gewählt. Der Gewinn eines idealen  $\lambda/4$  - Monopols gegenüber einem Isotropstrahler beträgt  $G_i = 5,16 \text{ dBi}$ . Da der Gewinn für einen realen  $\lambda/4$  - Monopol kleiner ist, wurde für alle Abschätzungen ein Gewinn von  $G_i = 0 \text{ dBi}$  angenommen. Die Länge der Antenne ist wie der Name schon sagt  $\lambda/4$ . Die freie Wellenlänge bei der Sendefrequenz von 2450 MHz beträgt 12,2 cm, damit ergibt sich eine theoretische (elektrische) Länge für die Antenne von 31 mm. Dieser Antennentyp wird immer über Erde betrachtet.

Die tatsächliche (physikalische) Länge bei der sich die Antenne in Resonanz befindet ist allerdings kleiner  $\lambda/4$ . Das Verhältnis von physikalischer und elektrischer Länge wird als Verkürzungsfaktor  $v$  bezeichnet. Der Verkürzungsfaktor ist abhängig vom Schlankheitsgrad, Material und den Kapazitäten rund um die Antenne. Der Schlankheitsgrad ist definiert durch das Verhältnis von Antennenlänge zu Antennendurchmesser. Der Verkürzungsfaktor wird in Nomogrammen in Abhängigkeit von Durchmesser und Länge der Antenne angegeben. In [Krischke 01] findet man eine ausführliche Beschreibung des  $\lambda/4$  - Monopols.

Der Durchmesser der zum Einsatz kommenden Antennen beträgt 4 mm. Damit ergibt sich nach [Krischke 01] ein Verkürzungsfaktor  $v = 0,85$  und eine Länge von 26 mm. Die Antennen werden jeweils auf eine  $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  großen und 1,5 mm starke Aluminiumplatte (ground-plane) aufgeschraubt. Da sich die Aluminiumplatte und andere Umgebungseinflüsse auf den Verkürzungsfaktor auswirken ist es für die praktische Ermittlung der Resonanzlänge vorteilhaft die Antennen

länger zu wählen, und dann durch mehrmaliges Kürzen die Antennen abzustimmen. Für die zum Einsatz kommenden Antennen ergab sich so eine physikalische Länge von 24 mm. In Abbildung 4.21 ist der Eingangsreflektionsfaktor des abgestimmten  $\lambda/4$  - Monopols zu sehen und Abbildung 4.22 zeigt die dazugehörige Antenne.

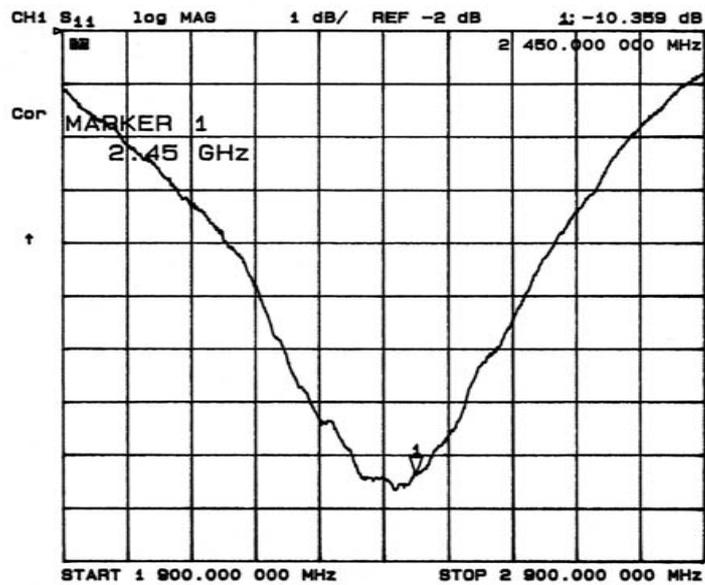


Abbildung 4.21: Gemessener Eingangsreflexionsfaktor des abgestimmten  $\lambda/4$  - Monopols



Abbildung 4.22:  $\lambda/4$  - Monopol ohne ground-plane

# Kapitel 5

## Versuchsaufbauten

### 5.1 Aufwärtskonverter

Als erster Schritt wurden die Frequenzgänge der Filter für den ZF - bzw. HF - Bereich gemessen.

Das ZF - Filter wurde eingangs- und ausgangseitig je mit einer Induktivität von 68 nH gegen Masse zur Anpassung beschaltet und auf einer eigenen Testplatine, welche nur das Filter und die benötigten Induktivitäten enthält, aufgebaut. Die Abbildung 5.1 zeigt den gemessenen Frequenzgang von 50 MHz bis 90 MHz.

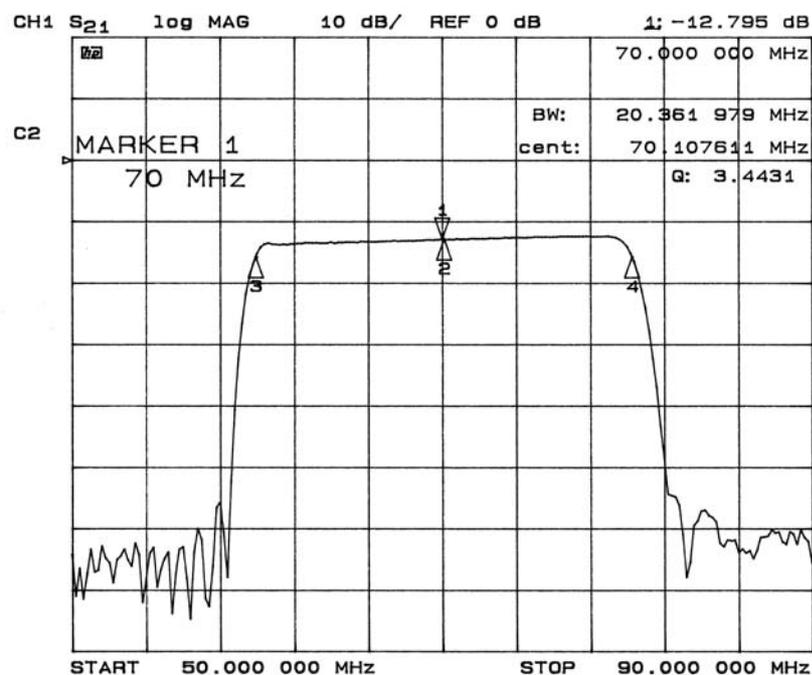


Abbildung 5.1: Frequenzgang des ZF - Filters

Die Messung ergab eine Einfügedämpfung von 12,8 dB, eine Bandbreite von 20,3 MHz und eine Sperrdämpfung von 40 dB. Diese Werte entsprechen den Spezifikationen des Herstellers.

Im Zusammenhang mit dem Ausgangsspektrum der Senderkarte (siehe Abbildung 2.2) ist aber auch die Sperrdämpfung bei höheren Frequenzen von Bedeutung. Eine Messung des Frequenzganges von 50 MHz bis 1000 MHz zeigt einen weiteren Durchlassbereich des ZF - Filters im Bereich von 180 MHz bis 240 MHz, mit einer, auf den Durchlassbereich bei 70 MHz bezogenen, relativen Einfügedämpfung von ca. 25 dB. Da in diesen Frequenzbereich keines der periodisch wiederholten Spektren der Sendekarte fällt und die Spektrallinie bei 200 MHz (Takt des DAC's) 45 dB unterhalb des Nutzsignals liegt, sind keine Probleme durch den zweiten Durchlassbereich zu erwarten. Weiters nimmt mit steigender Frequenz die Sperrdämpfung des Filters kontinuierlich ab, da aber auch die Amplituden der wiederholten Spektren mit steigender Frequenz abnehmen, liegt das Nutzsignal immer 40 dB über allen anderen. Abbildung 5.2 zeigt den Frequenzgang des ZF - Filters bis zu einer Frequenz von 1 GHz.

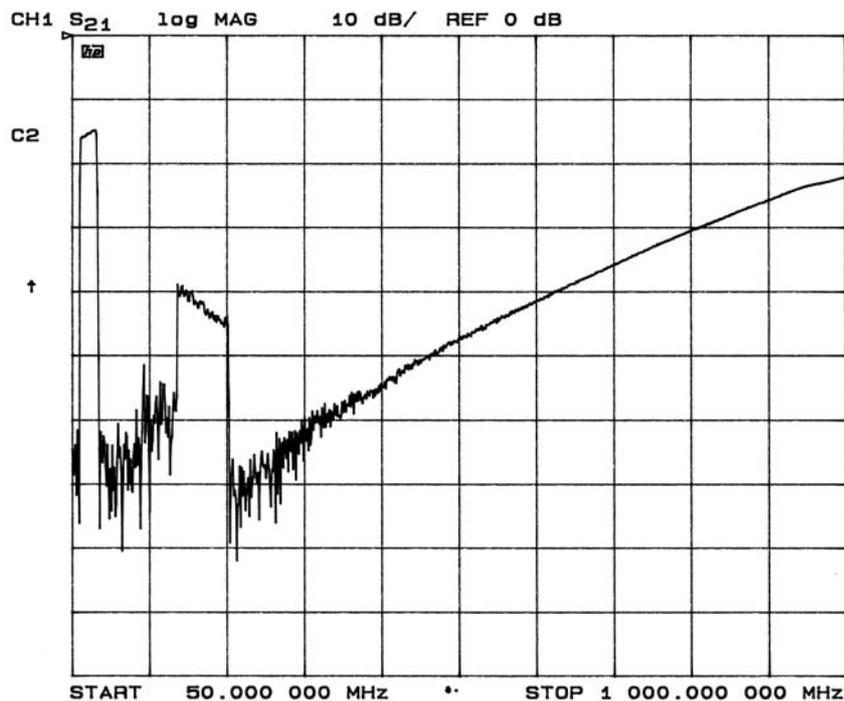


Abbildung 5.2: Frequenzgang des ZF - Filters bis 1GHz

Das Mikrostripbandpassfilter wurde, um es Messungen zugänglich zu machen, auf einer eigenen Platine ausgeführt und nicht in die Platine des Aufwärtsumsetzers integriert. Die Messung des Frequenzganges zeigte eine Verschiebung der Mittenfrequenz um 50 MHz auf 2400 MHz. Diese Verschiebung resultiert aus den Toleranzen des verwendeten Substratmaterials. Durch Kürzen der gekoppel-

ten  $\lambda/2$  - Leitungen wurde das Filter auf die angestrebte Mittenfrequenz von 2450 MHz verschoben. Die Einfügedämpfung ist mit 4,6 dB deutlich höher, verglichen mit dem Simulationsergebnis von 1,3 dB aus Abschnitt 4.1.1. Für die Dämpfung bei der LO - Frequenz wurden 16 dB und für die Dämpfung der Spiegelfrequenz 28 dB gemessen. Die Abbildung 5.4 zeigt den Frequenzgang eines getunten Filters.

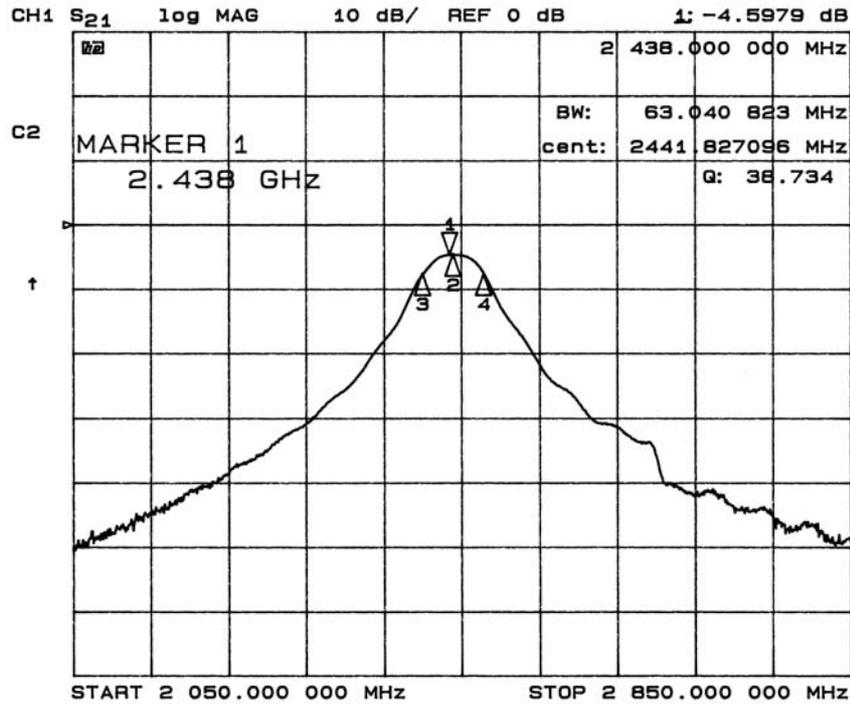


Abbildung 5.3: 2450 MHz Bandpass gemessen

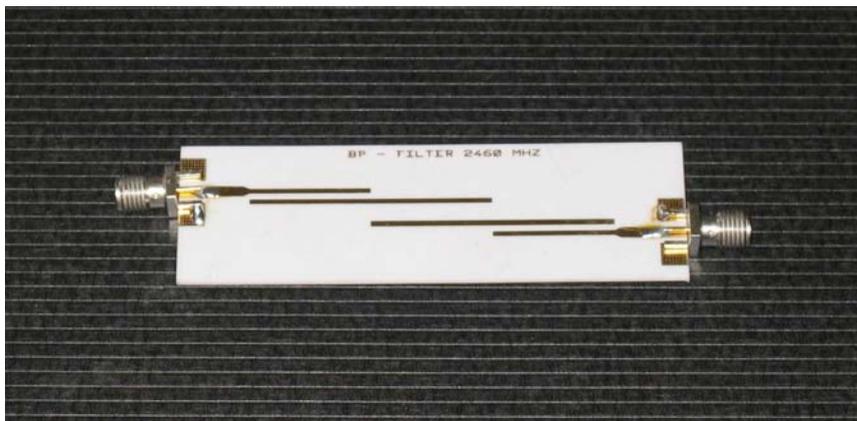


Abbildung 5.4: Realisierung des Mikrostripbandpasses

Weiters kann dieses Filter aufgrund der Einfügedämpfung nicht für den rauscharmen Verstärker verwendet werden. Generell kann man sagen, dass dieses Filter aufgrund seiner benötigten Substratfläche und seiner Abweichungen von der Simulation nicht sonderlich geeignet ist.

Im nächsten Schritt wurde, mit Ausnahme der Abschwächer, die gesamte Schaltung auf der entwickelten Platine aufgebaut. Um den Aufwärtsumsetzer gegen Störungen zu schirmen, wurde er in ein Weißblechgehäuse eingelötet. Die Schaltung benötigt eine Versorgungsspannung von 3 V. Bedingt durch die größere Einfügedämpfung und die kleinere Sperrdämpfung des Mikrostripfilters musste, um den LO und die Spiegelfrequenz ausreichend zu bedämpfen, ein zweites Mikrostripfilter dem eigentlichen Aufwärtsumsetzer nachgeschaltet werden. Weiters wurde die LO - Leistung auf -15 dBm reduziert. Damit konnte eine LO - Unterdrückung von 47 dB und eine Spiegelfrequenzunterdrückung von 35 dB erreicht werden. Im Vergleich ohne dem zweiten Filter entspricht das einer Verbesserung von 12 dB bzw. 16 dB. Gemessen wurde mit einem Sinussignal bei 70 MHz und einer Leistung von -10 dBm. Die Verstärkung des Aufwärtsumsetzers ohne Abschwächer beträgt 4 dB und der Eingangs - 1 dB Kompressionspunkt liegt bei -6 dBm.

Mit einer 2-Ton-Messung wurde die Linearität überprüft und eine erste Abschätzung für den Wert der beiden Abschwächer durchgeführt. Für diese Messung wurden zwei Sinusträger mit den Frequenzen  $70 \text{ MHz} \pm 10 \text{ kHz}$  an den Eingang des Aufwärtsumsetzers gelegt und deren Leistung schrittweise erhöht. Die Messung ergab, dass bis zu einer Gesamteingangsleistung von -15 dBm die Intermodulationsprodukte 3. Ordnung 40 dB unter dem Nutzsignal liegen. In Abbildung 5.5 ist der Messaufbau für die 2-Ton-Messung dargestellt und Abbildung 5.6 zeigt das Ergebnis der Messung.

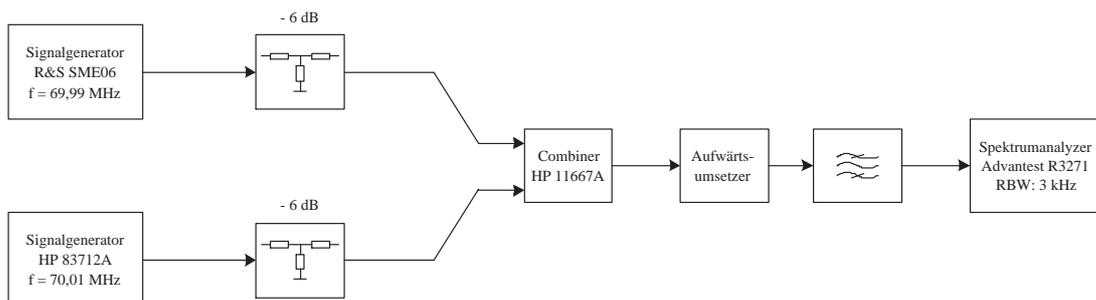


Abbildung 5.5: Messaufbau der 2 - Ton - Messung des Aufwärtsumsetzers

Im Zusammenhang mit den Messungen der Bitfehlerrate aus Abschnitt 6 wurde der Wert für die Abschwächer mit je 4,5 dB festgelegt. Damit ergibt sich für den gesamten Aufwärtsumsetzer eine Abschwächung von 5 dB.

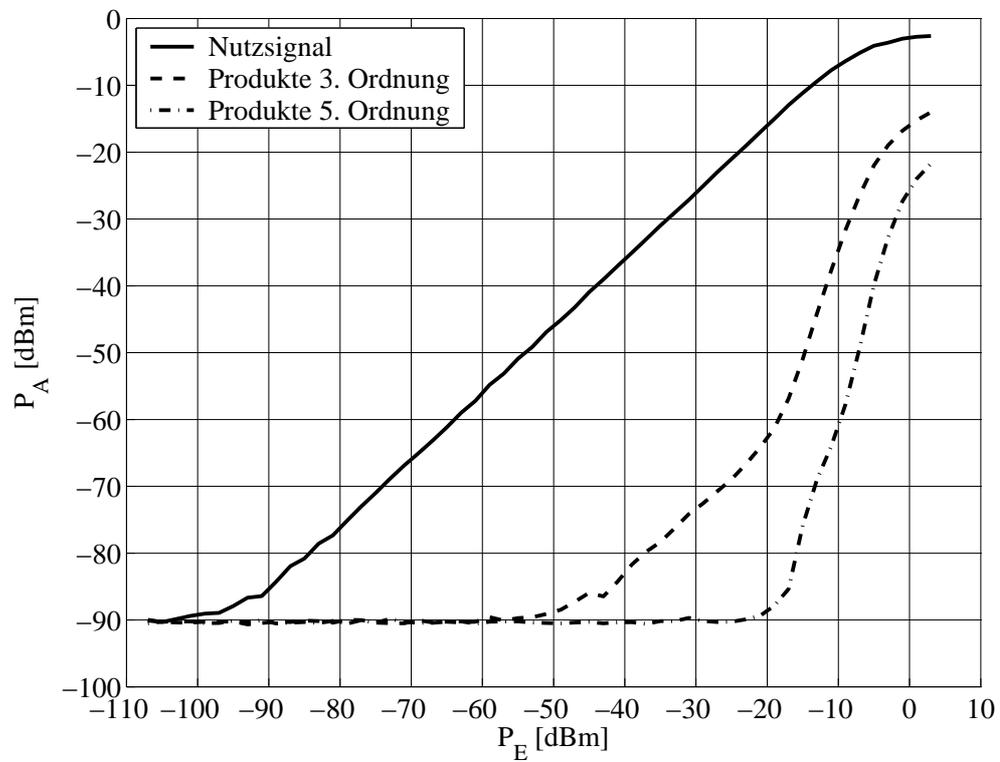


Abbildung 5.6: Intermodulationsmessung des Aufwärtsumsetzers

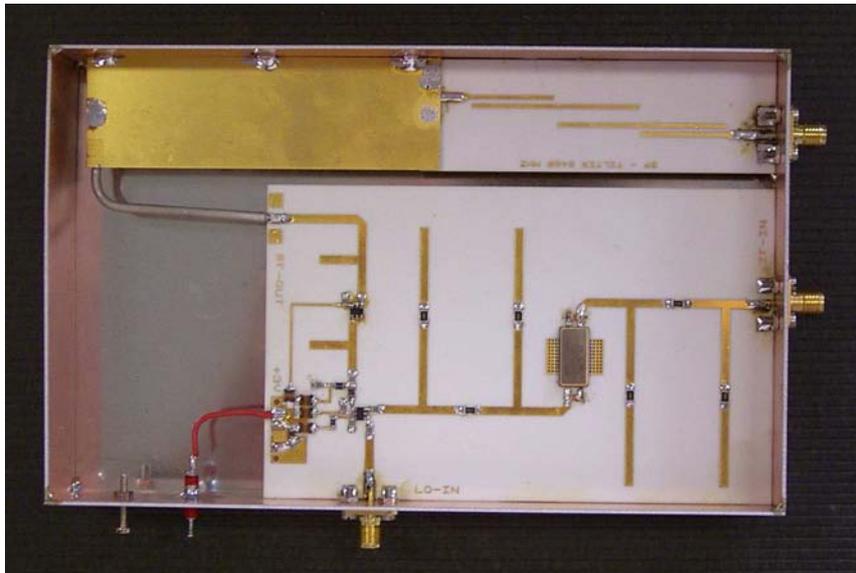


Abbildung 5.7: Versuchsaufbau des Aufwärtsumsetzers

## 5.2 Abwärtskonverter

Da im Abwärtsumsetzer das gleiche ZF - Filter benützt wird wie im Aufwärts-umsetzer und keine zu optimierenden Baugruppen enthalten sind, konnte der Aufbau auf der Platine direkt erfolgen. Ein Gehäuse aus Weißblech dient wieder zur Schirmung gegen hochfrequente Einflüsse. Der Aufwärtsumsetzer benötigt zwei Versorgungsspannungen von 3 V und 10 V.

Die Verstärkung beträgt 3 dB und entspricht damit der Planung aus Abschnitt 4.2.2 und der Eingangs - 1 dB Kompressionspunkt liegt bei -7 dBm. Die 2-Ton-Messung wurde, wie bereits in Abschnitt 5.1 beschrieben, mit den Frequenzen  $2450 \pm 10$  kHz durchgeführt. Für eine Eingangsleistung kleiner -15 dBm ist der Intermodulationsabstand größer 40 dB. Damit ergibt sich ein Dynamikbereich von 80 dB. Das Ergebnis der der 2-Ton-Messung ist in Abbildung 5.8 dargestellt.

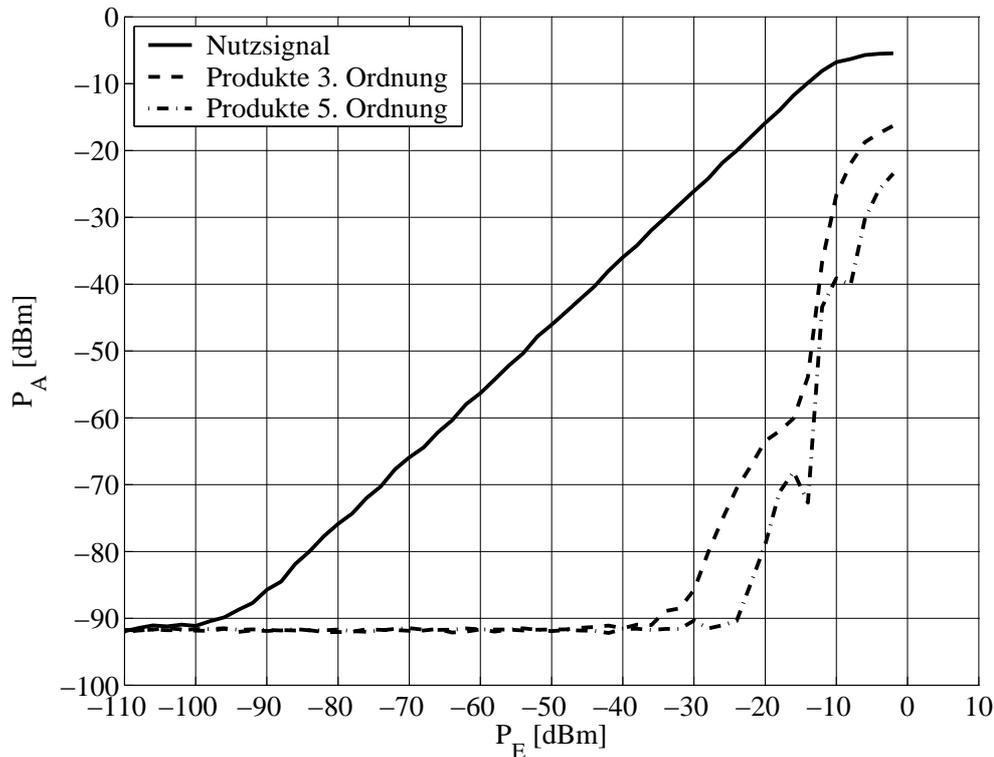


Abbildung 5.8: Intermodulationsmessung des Abwärtskonverters

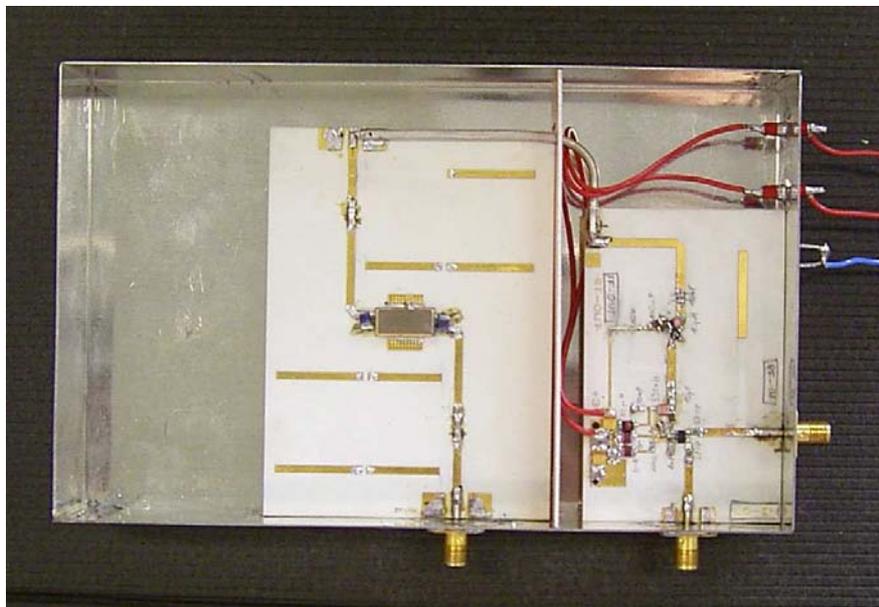


Abbildung 5.9: Versuchsaufbau des Abwärtsumsetzers

# Kapitel 6

## Messungen am System

Nach der Fertigstellung von Aufwärts- und Abwärtssummetzer wurden beide Module aneinander gereiht und der Frequenzgang gemessen. Für die folgenden Messungen wurden die LO - Signale für beide Baugruppen von einem LO abgeleitet. Der Durchlassbereich zeigt in Abbildung 6.1 bei tieferen Frequenzen eine höhere Einfügedämpfung, welche durch die händisch getrimmten Mikrostripfilter in der HF - Lage verursacht werden.

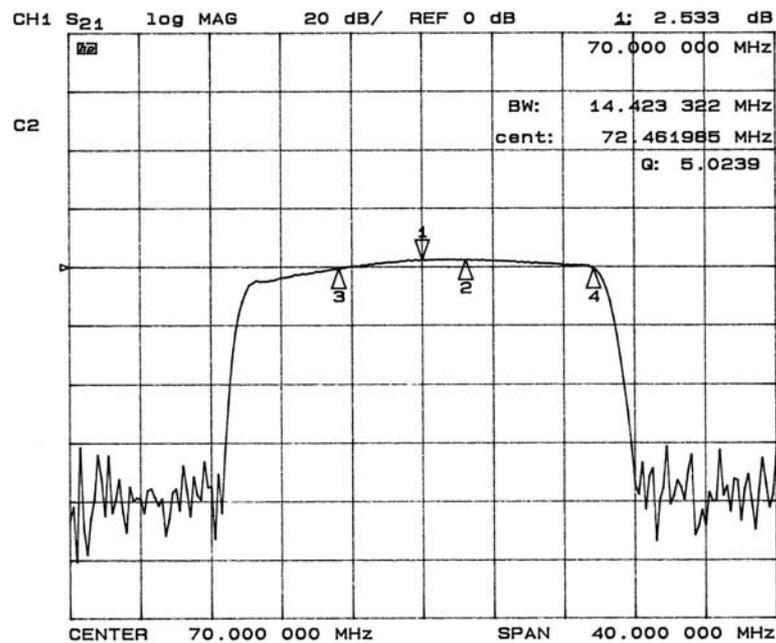


Abbildung 6.1: Gemessener Frequenzgang von Auf- und Abwärtssummetzer

Für die Messung des Intermodulationsverhalten des Gesamtsystems wurde zwischen den Modulen um 20 dB abgeschwächt, was in etwa der Einfügedämpfung eines Kanalemulators entspricht. Wie in Abbildung 6.2 zu erkennen, zeigt sich in dieser Konfiguration keine Verschlechterung des Intermodulationsverhalten gegenüber den Einzelmessungen.

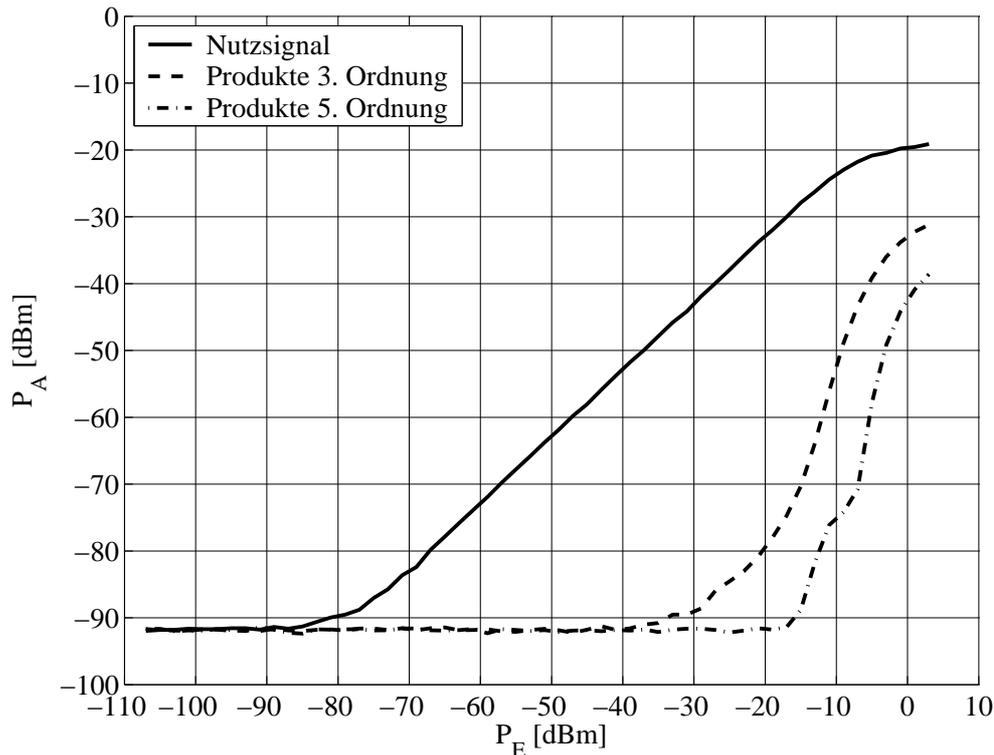


Abbildung 6.2: Intermodulationsmessung des Gesamtsystems mit 20 dB Abschwächer zwischen Aufwärts- und Abwärtssummetzer

Da das System für die Übertragung digitaler Modulationsformate gedacht ist, ist es notwendig eine Bewertung über die Bitfehlerrate (BER) durchzuführen. Im Idealfall sollte das Übertragungssystem die Anzahl der Bitfehler nicht erhöhen. Um nun den Aufwärts- und Abwärtssummetzer diesbezüglich bewerten zu können, musste zuerst eine Referenzmessung des digitalen Teils des Systems erfolgen. Dazu wurden die Sender- und Empfängerkarte über einen Tiefpass direkt verbunden. Für die Übertragung wurden ein 4-QAM und ein 16-QAM Signal verwendet, wobei die Daten zufällig erzeugt wurden. Zur Formung der Nutzspektren wurde ein root raised cosine (RRC) - Filter mit einem roll off - Faktor von 0,22 verwendet. Die Bandbreite betrug 1,6 MHz. Vor der Empfängerkarte wurde mit einem Rauschgenerator das SNR eingestellt. Abbildung 6.3 zeigt den Messaufbau für die Bitfehlerrate im ZF - Bereich.

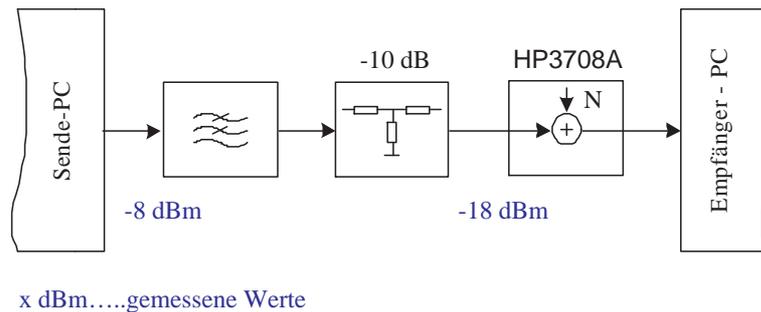


Abbildung 6.3: Messaufbau für die BER - Messung im ZF - Bereich

Die Vorgehensweise für die Messung mit den HF - Baugruppen ist gleich der im ZF - Bereich. Um einen fairen Vergleich der Messungen im ZF - und HF - Bereich zu gewährleisten, muss die Aussteuerung der Empfängerkarte annähernd gleich sein. Dies wurde mit einem externen Verstärker und einem nachfolgenden Abschwächer vor dem Rauschgenerator erreicht. Weiters wurde der Gesamtwert der II-Abschwächer des Aufwärtsumsetzers durch Minimieren der Bitfehlerrate mit 9 dB festgelegt. Zwischen dem Aufwärts- und Abwärtsumsetzer wurde wieder ein 20 dB Abschwächer eingefügt, um eine zu hohe Austeuerung des Abwärtsumsetzers zu vermeiden. Abbildung 6.4 zeigt den Messaufbau für die Bitfehlerrate im HF - Bereich.

Für jeden Messpunkt wurde über 3,19 Millionen Symbole gemittelt. Die Daten wurden ohne zusätzliche Codierung zur Fehlerkorrektur übertragen. Um die Ergebnisse der 4-QAM und 16-QAM Übertragung miteinander vergleichen zu können, wurde die unterschiedliche Aufteilung der Sendeenergie auf die einzelnen Bits bei den unterschiedlichen Formaten berücksichtigt. Die Messungen werden jeweils mit einer idealen Übertragung (nur Rauschen) einer 4-QAM bzw. 16-QAM verglichen. In der ZF - Lage ergibt sich für kleine Werte des SNR nahezu keine Abweichung von einer idealen Übertragung. Mit größer werdenden Werten des SNR wird eine Abweichung vom idealen Fall durch zusätzliche Fehler des Systems ersichtlich. Die Abweichungen sind im Falle der 16-QAM kleiner 0,4 dB und für die 4-QAM kleiner 0,3 dB.

Die Messungen mit den HF - Baugruppen zeigen ein ähnliches Verhalten. Für ein kleines SNR ergibt sich keine merkbare Abweichung von einer idealen Übertragung. Im Bereich größerer Werte des SNR ist die Abweichung für eine 16-QAM immer kleiner 0,5 dB und damit nur um 0,1 dB größer im Vergleich zur Messung ohne den Konverter. Für die 4-QAM ist das Ergebnis nahezu deckungsgleich mit der Messung ohne den Konverter. Die resultierenden Kurven für die Bitfehlerrate der Messungen direkt in der ZF- und mit den Konvertern sind in Abbildung 6.5 ersichtlich.

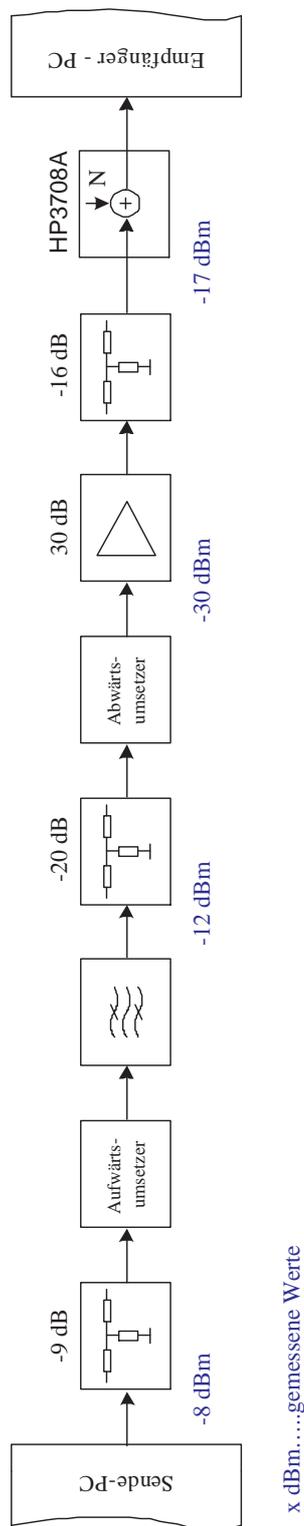


Abbildung 6.4: Messaufbau für die BER - Messung mit HF - Baugruppen

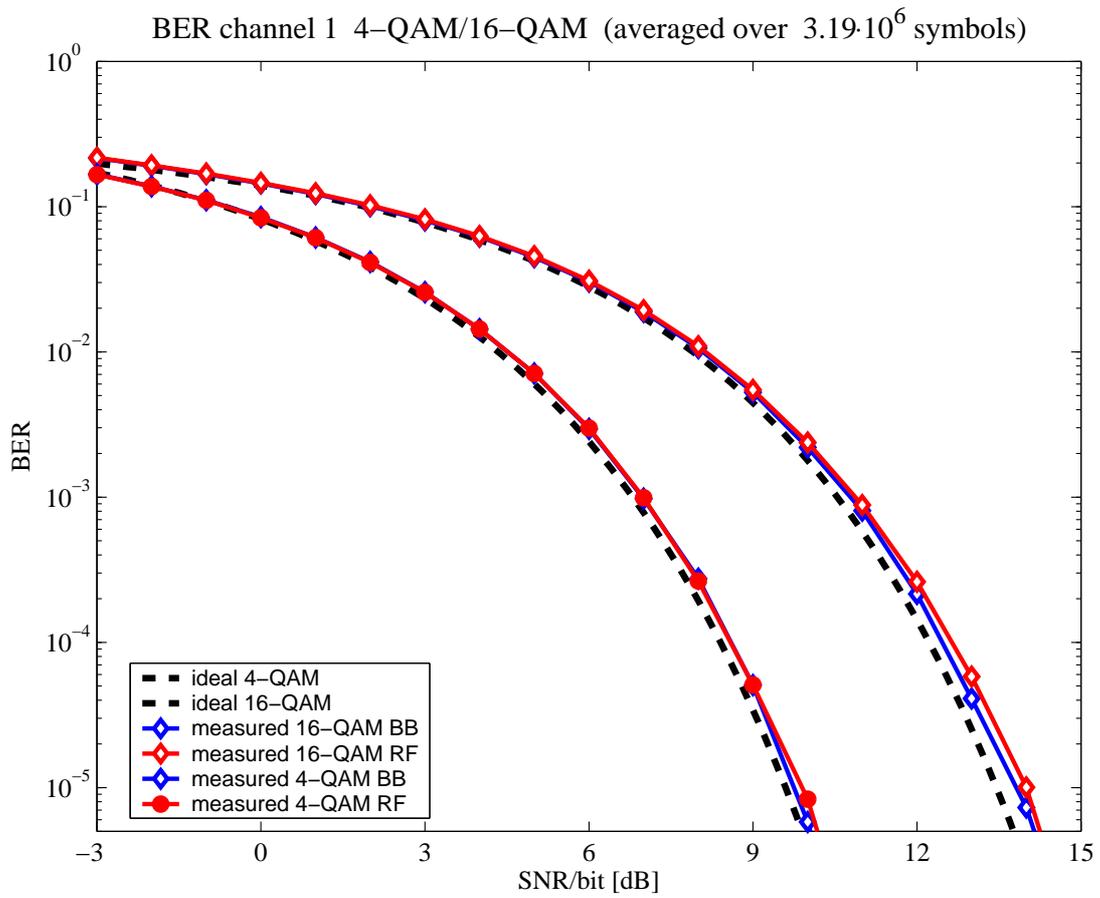


Abbildung 6.5: BER Messung ohne Kanalemulator

Der nächste Schritt war die Einbindung eines Kanalemulators zwischen die Konverter. Die Einstellungen des Emulators wurden wiederum wie in Abschnitt 2.2 so gewählt, dass nur eine Frequenzumsetzung aus der HF - Lage in die ZF - Lage und wieder in die HF - Lage erfolgte. In Anbetracht dessen, dass für die folgenden Bitfehlermessungen wieder ein externer Verstärker zum Einsatz kommt, wurde dieser ebenfalls für die Messung des Frequenzganges des Systems mit Kanalemulator miteinbezogen. Die Abbildung 6.6 zeigt das System im Messaufbau.

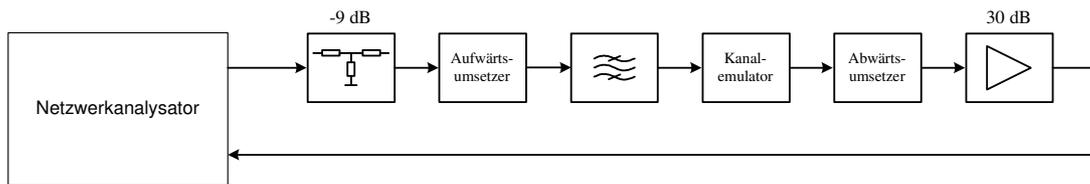


Abbildung 6.6: Frequenzgang des Gesamtsystems mit Kanalemulator

Der Durchlassbereich zeigt wieder, wie zuvor, bei tieferen Frequenzen eine höhere Einfügedämpfung die durch den Frequenzgang des Kanalemulators (siehe Abbildung 2.3) noch erhöht wird. Abbildung 6.7 zeigt den Frequenzgang im Bereich von 50 MHz bis 90 MHz.

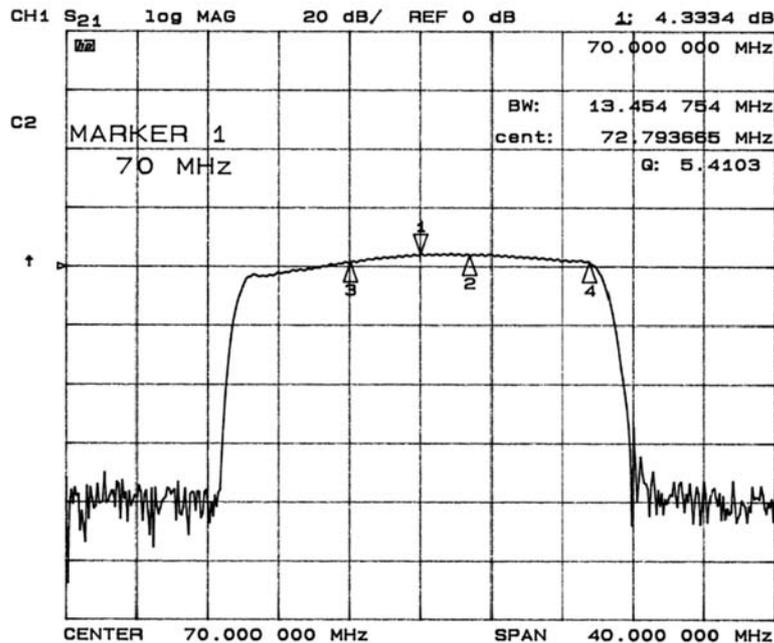


Abbildung 6.7: Frequenzgang des Gesamtsystems mit Kanalemulator

Da der Kanalemulator eine ZF - Frequenz von 140 MHz verwendet, liegt sein LO auf einer Frequenz von 2310 MHz und damit genau auf der Spiegelfrequenz

der HF - Baugruppen. Da der Abwärtsumsetzer kein eigenes Filter zur Spiegelfrequenzunterdrückung hat, wird der LO des Kanalemulators auf die Mittenfrequenz des 70 MHz ZF - Bereichs umgesetzt. Der Pegel und die Lage dieser Störung ist unabhängig vom übertragenen Signal. Die Abbildung 6.8 zeigt die Übertragung eines Sinussignals welches leicht zur Mittenfrequenz des ZF - Bereichs verschoben ist, um den auf die ZF umgesetzten LO des Kanalemulators nicht zu verdecken.

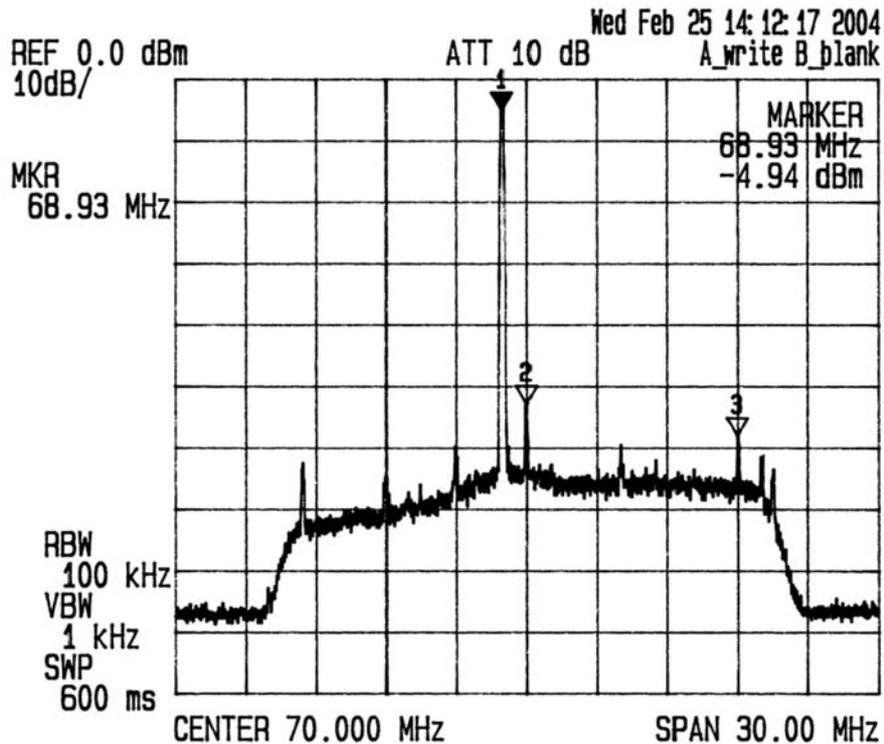


Abbildung 6.8: Sinus über HF und Kanalemulator

Abschließend erfolgte wiederum die Messung der Bitfehlerrate. Der Messaufbau gleicht dem in Abbildung 6.4 dargestellten Aufbau mit dem Unterschied, dass an die Stelle des Abschwächers zwischen den Konverten nun der Kanalemulator tritt. Bei diesen Messungen wurde für den Kanalemulator ein externer lokaler Oszillator verwendet. Bezüglich der Bitfehlerraten ergaben sich keine Abweichungen im Vergleich zu den Messungen ohne Kanalemulator. Einen Vergleich der gemessenen Bitfehlerkurven zeigt die Abbildung 6.9.

Die Messungen der Bitfehlerraten erfolgten in Zusammenarbeit mit meinem Kollegen Christian Mehlführer der im Rahmen seiner Diplomarbeit mit dem Arbeitstitel REAL-TIME IMPLEMENTATION OF A 4X1-MISO-SYSTEM WITH FEEDBACK die Bitfehlermessung in Matlab implementierte.

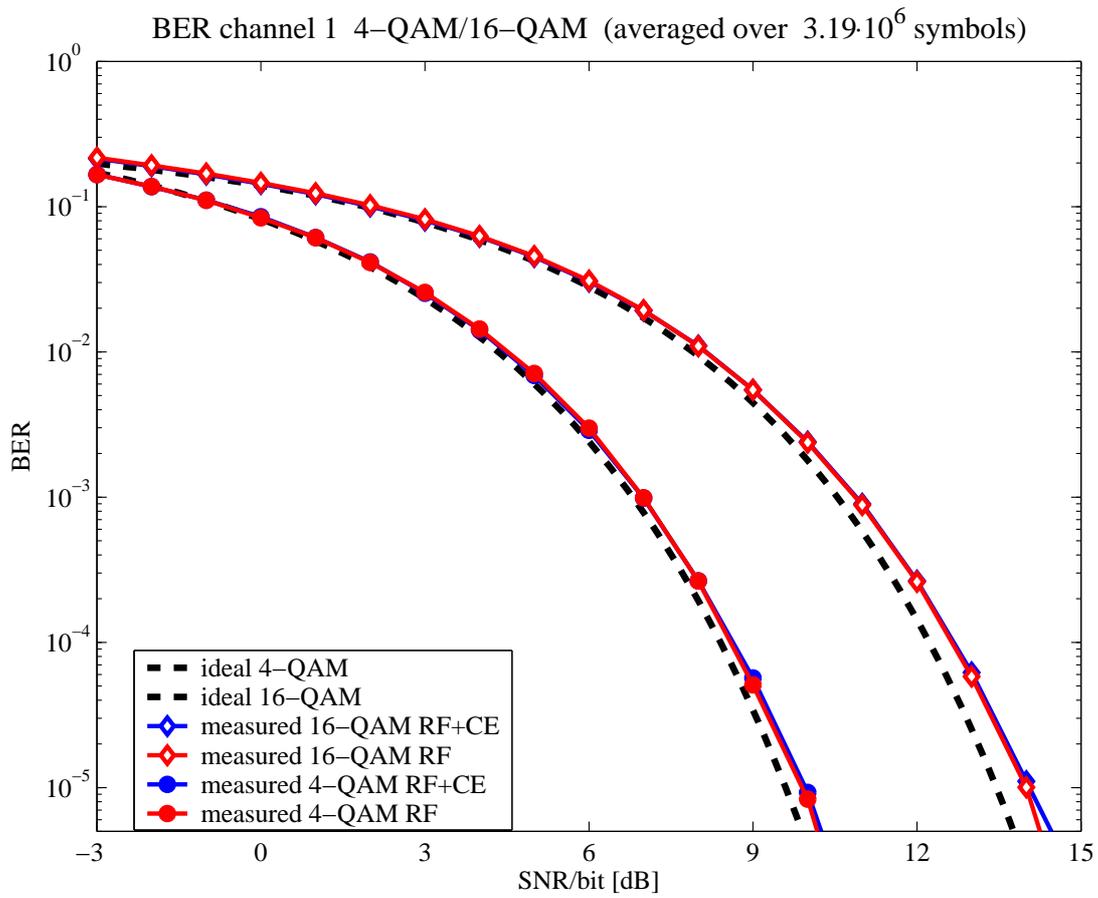


Abbildung 6.9: BER - Messung mit Kanalemulator

# Schlussfolgerungen

Im Rahmen dieser Diplomarbeit wurde ein Systemkonzept für den Hochfrequenzteil eines MIMO - Übertragungssystems erarbeitet und daraus die frequenzumsetzenden Baugruppen realisiert. Erste Messungen, sowohl mit als auch ohne Kanalemulator, wurden durchgeführt und zeigten einen nur minimalen Einfluss der aufgebauten Konverter auf die Bitfehlerrate gegenüber einer Übertragung direkt in der ZF - Lage.

Mit den aufgebauten Konvertern und den Kanalemulatoren steht somit erstmals ein Übertragungssystem bei einer Frequenz von 2450 MHz zur Verfügung mit dem MIMO - Algorithmen getestet werden können.

Nach dem erfolgreichen Aufbau der ersten Baugruppen aus dem entwickelten Systemkonzept werden, auf diese Arbeit aufbauend, weitere Baugruppen für ein MIMO - Übertragungssystem mit einer Sendefrequenz von 2,45 GHz und in späterer Folge für 5,1 GHz realisiert.

# Anhang A

## Lieferantenverzeichnis

Bauteil	Hersteller und Lieferanten
BGA622 (LNA)	Infineon Technologies AG (Herst.) St.-Martin-Str. 53, D-81669 München Internet: <a href="http://www.infineon.com">www.infineon.com</a>  Holz Elektronik GmbH (Lieferant) Postfach 1351, D-85543 Kirchheim b. München
MAR-4SM (Verstärker)	municom GmbH Fuchsgrube 4, D-83278 Traunstein Internet: <a href="http://www.municom.de">www.municom.de</a>
HMC308 (Verstärker) HMC414MS8G (Verstärker)	Hittite Microwave Deutschland GmbH Isarstr. 1, D-83026 Rosenheim Internet: <a href="http://www.hittite.com">www.hittite.com</a>
Lokaler Oszillator	Kuhne electronic GmbH Scheibenacker 3, D-95180 Berg/Oberf. Internet: <a href="http://www.db6nt.de">www.db6nt.de</a>
ABFF015C (ZF - Filter)	Amlitronix, LLC (Herst.) 3545-B Cadillac Avenue Costa Mesa, California 92626 USA Internet: <a href="http://www.amplitronix.com">www.amplitronix.com</a>  Ultimate Renaissance GmbH (Lieferant) Dr.-Aigner-Str. 13, D-92224 Amberg Internet: <a href="http://www.ur-home.com">www.ur-home.com</a>

Bauteil	Hersteller bzw. Lieferant
MAX2671, MAX2682 (Mischer)	Maxim Integrated Products, Inc. (Herst.) 120 San Gabriel Drive Sunnyvale, CA 94086 USA Internet: <a href="http://www.maxim-ic.com">www.maxim-ic.com</a>
	Maxim GmbH (Lieferant) Frauenhoferstr. 11, D-82152 Planegg

# Literaturverzeichnis

- [ICS 554] *ICS-554 Operating Manual*, Interactive Circuits And Systems Ltd, Gloucester, Ontario, 2003
- [ICS 564] *ICS-564 Operating Manual*, Interactive Circuits And Systems Ltd, Gloucester, Ontario, 2003
- [TAS 02] *TAS 4500 RF Channel Emulator Operations Manual*, Spirent Communications, Eatontown, NJ 07724, 2002
- [Note 69] *Application Note No. 069*, Infineon Technologies AG, München, 2001
- [Patzelt 96] R. Patzelt und H. Schweinzer (Hrsg.), *Elektrische Meßtechnik*, Springer-Verlag, Wien, 2. Auflage, 1996
- [Gahleitner 94] R. Gahleitner, *Radio wave propagation in and into urban buildings*, Wien, 1994
- [ERA] *Improved ERA Amplifiers (AN-60-010)*, Mini-Circuits, [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com), 2001
- [Krischke 01] A. Krischke, *Rothammels Antennenbuch*, DARC Verlag GmbH, 12. Auflage, 2001
- [Zinke-Brunswig 99] Zinke-Brunswig, *Hochfrequenztechnik 2*, Springer, Berlin, 5. Auflage, 1999