

Diplomarbeit

**Konzeption und Realisierung
einer
2,4 GHz-Zweikanal-Empfängereinheit
für ein Ortungssystem**

Dirk Köster

29. August 2008

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	5
1.1. Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen	5
1.2. Ortung	6
1.3. Aufgabenstellung	7
2. Entwicklung des Empfängermodells	8
2.1. Empfangsarchitekturen	8
2.1.1. Geradeusempfänger	8
2.1.2. Überlagerungsempfänger	9
2.2. Frequenzumsetzung	9
2.2.1. Idealer Mischer	9
2.2.2. Spiegelfrequenz, Gleich- und Kehrlage	10
2.3. Konzeption des Empfängers	11
2.3.1. Beschreibung des bisherigen Empfangskonzeptes	11
2.3.2. Vorstellung des neues Empfangskonzeptes	12
2.4. Anforderungen an die Empfängereinheit	13
2.4.1. Ursachen des Rauschens und Kenngrößen	14
2.4.2. Signal-Rausch-Abstand	15
2.4.3. Bandbreite	16
2.4.4. Rauschzahl	16
2.4.5. Verstärkung	17
3. Realisierung	22
3.1. Festlegung der Rahmenparameter	22
3.1.1. Schnittstellen	22
3.1.2. Leiterplatte und Mechanik	23
3.1.3. Bestimmen der 1. Zwischenfrequenz	23
3.2. Bauteileauswahl	24
3.2.1. 2.4 Ghz HF-Filter	24
3.2.2. Rauscharmer Verstärker	25
3.2.3. Abwärtsmischer	25
3.2.4. 45 MHz ZF-Filter	26
3.2.5. IQ-Demodulator	26
3.2.6. Operationsverstärker	27
3.2.7. Bauteile für digitale Ansteuerung	27
3.3. Dimensionierung und Anpassung	29
3.3.1. Signalumsetzung der IQ-Signale	29
3.3.2. Aktive Filter	30
3.3.3. OP-Verstärkung	32

Inhaltsverzeichnis

3.3.4.	Zwischenfrequenzfilter	33
3.3.5.	Digitale Verstärkungsansteuerung	35
3.4.	Design und Layout	39
3.4.1.	Spannungsversorgungen	39
3.4.2.	Platinenaufteilung	40
3.4.3.	Hochfrequenzpfad auf der Platine	41
4.	Funktionsüberprüfung mit Messungen	44
4.1.	Hochfrequenzfilter 2450BP18C100B	44
4.1.1.	Anpassung	44
4.1.2.	Filtercharakteristik	45
4.2.	Rauscharmer Verstärker BGA2012	46
4.2.1.	Anpassung	46
4.2.2.	Verstärkung und 1dB-Kompressionspunkt	49
4.2.3.	Intermodulation	49
4.3.	Abwärtsmischer und ZF-Verstärker AD8347	50
4.3.1.	Zwischenfrequenzverstärker	50
4.3.2.	HF-Verstärker und Mischer	53
4.3.3.	Aufnahme der Verstärkungskennlinie	56
4.3.4.	Zwischenfrequenzdetektor	58
4.4.	IQ-Demodulator	59
4.4.1.	Lokaler Oszillator	60
4.4.2.	Phasen- und Amplitudenfehler	61
4.4.3.	Verstärkung	61
4.4.4.	Zwischenfrequenzdetektor	61
4.5.	Zwischenfrequenzfilter ECS-96SMF45A30	62
4.5.1.	Vergleich mit Datenblatt	62
4.5.2.	Anpassung des ersten ZF-Filters	63
4.5.3.	Anpassung des zweiten ZF-Filters	65
4.6.	Operationsverstärkerschaltungen	71
4.6.1.	Umsetzung von symmetrischen Ausgängen auf unsymmetrische	71
4.6.2.	aktives Tiefpassfilter	72
4.6.3.	Invertierender Operationsverstärker	73
4.7.	Ansteuerung der Verstärkungsregelung	74
4.7.1.	DA-Umsetzer für Verstärkungsansteuerung	74
4.7.2.	Verstärkung Operationsverstärker	75
5.	Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich	76
5.1.	Beschreibung des Messaufbau	76
5.2.	Aufnahme der Messungen	76
5.2.1.	Frequenzgang des Durchlassbereichs	77
5.2.2.	Empfindlichkeit	78
5.2.3.	Dynamikbereich	79
5.3.	Auswertung der Messergebnisse	79
6.	Fazit und Ausblick	81
6.1.	Zusammenfassung der Entwicklung	81

Inhaltsverzeichnis

6.2. Verbesserungsmöglichkeiten	82
6.2.1. Änderung der 1. Mischstufe zum Betrieb als Image Rejection Mixer	82
6.2.2. Anpassung des DA-Umsetzers	84
7. Danksagung	85
Literaturverzeichnis	86
Abbildungsverzeichnis	88
Tabellenverzeichnis	91
A. Anhang	92
A.1. Schaltplan der Empfängereinheit	93
A.2. Layout der Empfängereinheit	101
A.3. Datenblätter der verwendeten ICs	101

1. Einleitung

1.1. Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen

Bereits 1864 veröffentlichte James Clerk Maxwell seine theoretischen Berechnungen für elektromagnetische Wellen, diese sind heute als Maxwellgleichungen bekannt und Grundlage der Wellentheorie. Die Existenz der elektromagnetischen Wellen wurde 1884 von Heinrich Hertz bestätigt. Im Jahr 1886 gelang ihm die Übertragung elektromagnetischer Wellen von einem Sender zu einem Empfänger.

Als Pioniere der Funktechnik gelten Alexander Stefanowitsch Popow und Guglielmo Marconi, die 1896 die ersten Übertragungen über größere Entfernungen von 250m bzw. 5km realisierten. Von diesem Zeitpunkt an entwickelte sich die Funktechnik rasant, 1899 wurde die erste Funkverbindung über den Ärmelkanal vollbracht, nur zwei Jahre später die erste Funkübertragung über den Atlantik. Während diese Übertragungen nur Telegrafiesignale übertrug, führte Reginald Fessenden 1900 schon die erste Sprachübertragung durch. Bis zur ersten Radiosendung dauerte es aber noch einige Jahre, 1919 sendete der Niederländer Hanso Schotanus à Stering Idzerda das erste regelmäßige Programm.

Die Anwendungen der elektromagnetischen Wellen blieben aber nicht nur auf Nachrichtenübertragung beschränkt, bereits Heinrich Hertz stellte fest, dass die Wellen von metallischen Gegenständen reflektiert werden. Die ersten Ortungsversuche wurden bereits 1904 von Christian Hülsmeier durchgeführt und zum Patent angemeldet. In den 1930er Jahren wurde dann in verschiedenen Ländern gleichzeitig an der Entwicklung des Radars gearbeitet, die dann Mitte der 1930er Jahre realisiert wurden.

Heutzutage übertragen Weltraumsonden Informationen vom Rande unseres Sonnensystems über elektromagnetische Wellen und mit Radioteleskopen wird die Strahlung weit entfernter Galaxien untersucht.

1.2. Ortung

Das Prinzip der Ortung mit einem Zweikanalempfänger lässt sich am einfachsten am Gehör des Menschen erklären. Stellen Sie sich eine Feier in einem großem Raum mit vielen Menschen vor. Die Leute unterhalten sich, es wird gelacht, man nimmt also einen deutlichen Geräuschpegel wahr. Nun möchte einer der Teilnehmer eine Rede halten und schlägt mit einem Löffel gegen ein leeres Weinglas. Die meisten Menschen werden ihre Aufmerksamkeit nun instinktiv in die Richtung dieses Geräuschs lenken und schauen was dort passiert. Sie haben also die Schallquelle geortet.

Was ist passiert? Das Weinglas beginnt zu schwingen und diese Schwingungen breiten sich in der Luft mit Schallgeschwindigkeit aus. Die beiden Ohren eines Zuhöreres werden von den Schwingungsminima und -maxima daher zu unterschiedlichen Zeitpunkten erreicht. Die Ohren empfangen das Tonsignal also mit einer Phasenverschiebung. Aber das ist noch nicht alles. Ein der Klangquelle zugewendetes Ohr hört das Signal lauter als ein abgewendetes. Das Gehirn kann diese Phasen- und Lautstärkeunterschiede interpretieren und den unterschiedlichen Verschiebungen bei verschiedenen Frequenzen entsprechende Richtungen zuordnen.

Die Ortung ist aber nicht angeboren sondern muss erst erlernt werden. Säuglinge können mit zunehmenden Lebensalter die Geräusche immer besser identifizieren und wenden ihren Kopf in Richtung der Quelle. Durch Training wird die räumliche Auflösung immer besser, das System Ohr-Gehör-Gehirn wird also kalibriert.

Aber warum wird der Klang des Weinglases unter den ganzen Geräuschen wahrgenommen? Es sticht aus dem Lärm heraus, weil das Glas für einen kurzen Zeitraum einen Ton relativ konstanter Frequenz und Lautstärke erzeugt. Dagegen variieren die anderen Geräusche in Tonlage und Lautstärke eher zufällig. Das Gehör „entdeckt“ die Abweichung von den üblichen Umgebungsklängen und hebt diese hervor. Es findet also eine Erkennung und Filterung statt.

Die Ortung des menschlichen Gehörs ist allerdings gewissen Einschränkungen unterworfen. Bei zu tiefen Frequenzen ist die Wellenlänge zu groß und das Hörvermögen kann den geringen Phasenunterschied nicht mehr auflösen. Dieses nutzt man zum Beispiel bei Lautsprechersystemen mit Tieftöner (Subwoofer) und Satelliten.

Auch muss das Hörvermögen der beiden Gehörgänge ähnlich sein. Zwar kann das Gehirn gewisse Abweichungen „herausrechnen“, aber dies ist auch nur begrenzt möglich. Zu große Unterschiede grenzen das Ortungsvermögen deutlich ein.

Überträgt man also das menschliche Zweikanal-Ortungssystem auf ein Ortungssystem für elektromagnetische Wellen, so entsprechen die Ohren den Antennen, die beiden Gehörgänge sind also ein Zweikanalempfänger und das Gehirn ist äquivalent zu einer Auswertungseinheit.

1.3. Aufgabenstellung

Bei einem vorhandenem 2,4 GHz-Ortungsgert, welches aus einem Antennensystem, einer 2-Kanal-Empfngereinheit und einem Auswertungsmodul besteht, soll die 2-Kanal-Empfngereinheit neu entwickelt werden. Beide Kanäle sollen dabei weitestgehend identisch ausgefuhrt sein.

Empfangen wird ein unmoduliertes Signal, der Sender gibt also nur ein Trgersignal aus. Die Empfngereinheit soll die von den Antennen kommenden 2,4 GHz-Signale auf eine Zielfrequenz umsetzen, die zwischen 0 Hz und 15 kHz liegen darf. Die Ausgangssignale der 2-Kanal-Empfngereinheit sollen analog und in komplexer Form an das Auswertungsmodul weitergegeben werden, d.h. in IQ-Darstellung. Zusstzlich zur Zielfrequenz soll eine Zwischenfrequenz im zweistelligen Megahertzbereich verwendet werden.

Die Verstkrkung der zu entwickelnden Empfngereinheit soll sich nach Mglichkeit auf die unterschiedlichen Bereiche Hochfrequenz, Zwischenfrequenz und Zielfrequenz verteilen und vom Auswertungsmodul steuerbar sein und . Der Dynamikbereich soll mindestens 60 dB betragen und die Empfindlichkeit dabei mindestens -80 dBm erreichen.

Der lokale Oszillator, der fr das Heruntermischen des Hochfrequenzsignals auf die Zwischenfrequenz notwendig ist, ist dabei nicht Teil dieser Entwicklung. Vorgesehen werden soll aber die Mglichkeit zum Anschlieen einer Platine, die das Lokaloszillatorsignal erzeugt.

Die bisherige Empfngereinheit war zu groen Beschrnkungen hinsichtlich Empfindlichkeit und Dynamikbereich unterworfen. Ausserdem fhrte die bisher verwendete Empfangsarchitektur zu diversen Problemen. Die Entwicklung des neuen Empfangsmodul beinhaltet daher auch eine kurze Beschreibung der Nachteile des bisherigen Empfangsprinzips und wie diese mit einem anderem Konzept gelst werden knnen.

Das neue Konzept soll mit am Markt verfgbaren Bauelementen und integrierten Schaltkreisen realisiert werden, daher mssen entsprechende Bauteile recherchiert und ausgewhlt werden. Anschlieend soll ein geeigneter Schaltplan entworfen und anhand dessen eine Platine erstellt werden. Zum Schluss wird die bestckte Platine getestet und die geforderten Kenndaten der Empfngereinheit werden mit Messungen berprft.

2. Entwicklung des Empfängermodells

In diesem Kapitel werden zunächst die für die Entwicklung des Empfängers notwendigen Grundlagen beschrieben. Anschließend wird das verwendete Empfangskonzept dargestellt und vom idealen Empfänger ausgehend die Anforderungen an das reale System formuliert.

2.1. Empfangsarchitekturen

Um ein sehr schwaches Signal neben einem Signal mit deutlich größerer Leistung auszuwerten, benötigt man eine gute Filterung und eine entsprechende Verstärkung. Man verwendet im allgemeinen das Prinzip des Überlagerungsempfängers, da der Geradeausempfänger bei den genannten Anforderungen schnell an seine Grenzen stößt. Zunächst soll der grundlegende Unterschied zwischen Überlagerungsempfänger und Geradeausempfänger kurz dargestellt werden.

2.1.1. Geradeausempfänger

Der Geradeausempfänger arbeitet weitgehend auf der Empfangsfrequenz wie man in der schematischen Darstellung in Abb. 2.1 erkennen kann. Das von der Antenne kommende Signal wird verstärkt, gefiltert, und evtl. nochmals verstärkt und gefiltert, bevor es demoduliert wird. Da die Arbeitsfrequenz der Empfangsfrequenz entspricht, ist der Direktempfänger Beschränkungen unterworfen. So kann man zum Beispiel nicht beliebig hoch verstärken, da sonst das verstärkte Signal wieder von der Antenne aufgefangen wird und es zu Rückkopplungen kommt.

Außerdem ist die Filterung auf der Empfangsfrequenz aufwendig. Möchte man in der Lage sein, den Empfänger auf verschiedene Frequenzen einzustellen, muss auch das Filter durchstimmbare sein. Verstellbare Filter hoher Güte für den Hochfrequenzbereich zu realisieren ist für nahe beieinander liegenden Senderfrequenzen mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden.

Nachteilig ist weiterhin, dass als einziges Modulationsverfahren nur die Amplitudenmodulation verwendet werden kann. Dies ist durch die variable Trägerfrequenz $f_T = f_{HF}$ begründet, mit der nur der Hüllkurvendemodulator arbeiten kann [12].

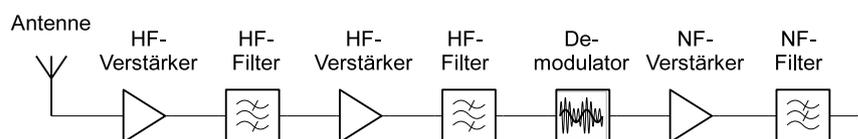


Abb. 2.1.: Geradeausempfänger mit zwei Hochfrequenz-Verstärkerstufen

2. Entwicklung des Empfängermodells

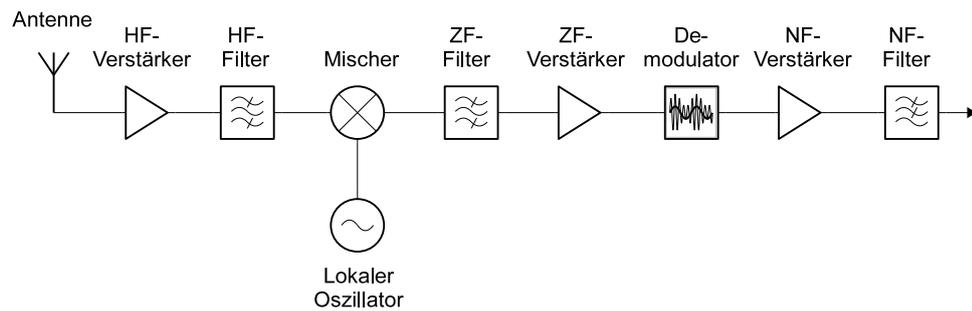


Abb. 2.2.: Überlagerungsempfänger mit einer Zwischenfrequenz

2.1.2. Überlagerungsempfänger

Der Überlagerungsempfänger in Abb. 2.2 setzt nach dem Hochfrequenzpfad mit Hilfe eines Mixers und einem einstellbaren lokalen Oszillator die Empfangsfrequenz zunächst auf eine feste tiefere Zwischenfrequenz um. Auf der Zwischenfrequenz kann das Signal weiter gefiltert und verstärkt werden. Dadurch kann die Verstärkung des Hochfrequenz-Signals geringer bleiben als die des Geradeausempfängers und die Selbsteinstrahlung wird deutlich reduziert.

Da die Zwischenfrequenz sich nicht ändert, können nun Filter mit fester Mittenfrequenz verwendet werden. Außerdem liegt die Zwischenfrequenz deutlich niedriger als die Empfangsfrequenz, damit sinken auch die Anforderungen an die Güte des Filters. Auf diese Weise lassen sich hohe Signalstörabstände auch für nahe beieinanderliegende Frequenzen realisieren. Das gefilterte Signal kann anschließend verstärkt, demoduliert und evtl. nochmals verstärkt und gefiltert werden.

2.2. Frequenzumsetzung

Mit Hilfe eines Mixers kann ein bandbreitenbegrenztes Signal in einen anderen Frequenzbereich umgesetzt werden ohne dass Informationen verlorengehen. Im Empfänger wird auf diese Weise ein hochfrequentes Signal auf eine niedrigere Zwischenfrequenz heruntergemischt, die sich leichter handhaben lässt. In der hier vorliegenden Arbeit wird das Prinzip des Überlagerungsempfängers verwendet, daher soll zunächst der Vorgang der Signalmischung dargestellt werden. Zur Vereinfachung wird an dieser Stelle nur der ideale Mischer erklärt.

2.2.1. Idealer Mischer

Unter einem Mischer versteht man ein Bauteil zur Frequenzumsetzung mit zwei Eingangs- und einem Ausgangssignal [12] [5]. Eines der Eingangssignale ist der lokale Oszillator, das andere ist das umzusetzende Signal. Das Ausgangssignal entsteht durch die Multiplikation der beiden Eingangssignale.

Man unterscheidet beim Mischer zwischen Aufwärtsmischer und Abwärtsmischer. Beim Aufwärtsmischer ist eines der Eingangssignale das Zwischenfrequenzsignal und am Ausgang entsteht das Hochfrequenzsignal. Umgekehrt verhält es sich dagegen beim Abwärtsmischer, hier ist ein Eingangssignal das Hochfrequenzsignal und am Ausgang erhält man das

2. Entwicklung des Empfängermodells

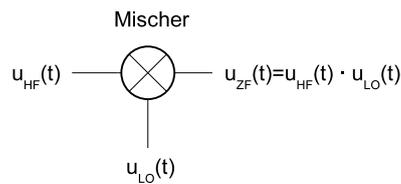


Abb. 2.3.: Mixer

Zwischenfrequenzsignal. Für einen Empfänger ist in der Regel nur die Betrachtung des Abwärtsmischers interessant, daher sind die Bezeichnungen der Signale entsprechend gewählt. Das Schaltzeichen für den Mixer ist in Abb. 2.3 dargestellt.

Das Ausgangsprodukt wird für den einfachen Fall betrachtet, dass beide Eingangssignale auf einer Kosinusfunktion basieren. Für

$$\begin{aligned}u_{HF} &= \cos(2\pi f_{HF} \cdot t) \\u_{LO} &= \cos(2\pi f_{LO} \cdot t)\end{aligned}$$

ergibt sich mit dem Additionstheorem am Mischerausgang

$$\begin{aligned}u_{ZF} &= u_{HF} \cdot u_{LO} \\u_{ZF} &= \cos(2\pi f_{HF}t) \cdot \cos(2\pi f_{LO}t) \\&= \frac{1}{2} \left[\cos\left((2\pi f_{HF} - 2\pi f_{LO}) \cdot t\right) + \cos\left((2\pi f_{HF} + 2\pi f_{LO}) \cdot t\right) \right]\end{aligned}$$

Man erhält am Mischerausgang also ein Signal, das sich aus zusammensetzt aus der Summe und der Differenz der Eingangsfrequenzen. Das aus der Summe entstandene hochfrequente Signal wird im Empfänger ausgefiltert, so dass nur das Signal aus der Frequenzdifferenz übrigbleibt. Mit $\cos(-\alpha) = \cos \alpha$ ist demnach für die Frequenzbetrachtung nur der Betrag der Differenz interessant, man erhält für die Zwischenfrequenz also

$$f_{ZF} = |f_{HF} - f_{LO}|$$

Da die Zwischenfrequenz in der Regel einen schmalbandigen Filter mit fester Mittenfrequenz durchläuft, stellt man die Frequenz des lokalen Oszillators entsprechend ein. Auf diese Weise werden Störungen gedämpft und das gewünschte Signal selektiert.

2.2.2. Spiegelfrequenz, Gleich- und Kehrlage

Bei einem Ausgangssignal f_{ZF} und einem Lokaloszillatorsignal mit der Frequenz f_{LO} kann ein Mixer allerdings zwei unterschiedliche Eingangsfrequenzen haben, nämlich

$$\begin{aligned}f_{HF_1} &= f_{LO} + f_{ZF} \quad \text{und} \\f_{HF_2} &= f_{LO} - f_{ZF}\end{aligned}$$

Beide Hochfrequenzsignale werden auf dieselbe Zwischenfrequenz umgesetzt, sie unterscheiden sich nur hinsichtlich ihrer Phasenlage. Man unterscheidet also beim Mixer den Betrieb in Gleichlage für $f_{LO} - f_{ZF} > 0$ und den Betrieb in Kehrlage für $f_{LO} - f_{ZF} < 0$. Da

2. Entwicklung des Empfängermodells

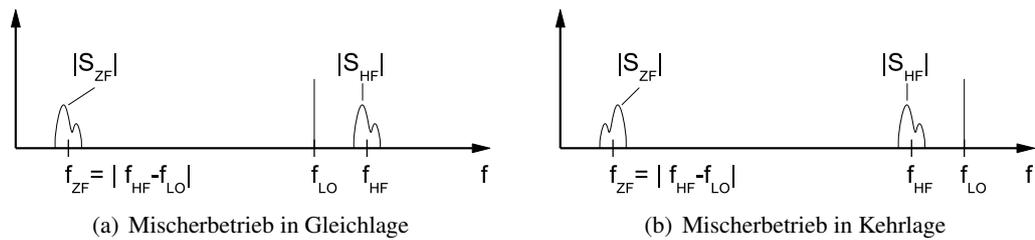


Abb. 2.4.: Frequenzumsetzung in Gleich- und Kehrlage

man in Regel aber nicht nur Signale mit konstanter Frequenz und Amplitude überträgt, sondern ein Frequenzspektrum sendet und empfängt, unterscheiden sich Kehr- und Gleichlage nicht nur durch unterschiedliche Phase, sondern auch durch die Darstellung des Spektrums auf der Zwischenfrequenz, wie man in Abb. 2.4 erkennt. Für den Betrieb in Kehrlage wird das Spektrum invertiert auf der Zwischenfrequenz abgebildet.

Beim Betrieb des Mixers in der Gleichlage setzt der Mischer also auch Signale aus der Kehrlage auf die Zwischenfrequenz um und umgekehrt. Die unerwünschten Frequenzanteile werden als Spiegelfrequenz bezeichnet. Man versucht in der Regel, diese Spiegelfrequenzen mit einem Hochfrequenz-Bandpassfilter zu unterdrücken. Das Filter muss breitbandig genug sein um den gewünschten Empfangsbereich durchzulassen, aber schmalbandig genug um den Spiegelfrequenzbereich ausreichend zu dämpfen. Damit die Anforderungen an die Güte des Filters nicht zu hoch werden, versucht man ein ausreichend hohe Zwischenfrequenz zu verwenden. Dadurch wird der Abstand von Nutz- und Spiegelfrequenz vergrößert und die Anforderungen an das Filter verringert.

2.3. Konzeption des Empfängers

Der zu entwerfende Empfänger soll nach dem Prinzip des Überlagerungsempfängers arbeiten, um die im vorherigen Abschnitt erwähnten Probleme des Geradeausempfängers vermeiden. Um die Motivation für diese Entwicklung zu verdeutlichen, wird zunächst die Architektur des bereits vorhandenen Empfängereinheit dargestellt. Die damit verbundenen Probleme werden kurz angeführt, ohne dabei detailliert darauf einzugehen. Anschließend wird der Lösungsansatz für die zu entwickelnde Empfängereinheit vorgestellt.

2.3.1. Beschreibung des bisherigen Empfangskonzeptes

Der mit dem Arbeitsnamen *ISIDOR III* bezeichnete Zweikanalempfänger ist in Abb. 2.5 auf S. 12 schematisch für einen Kanal dargestellt.¹ Das von der Antenne kommende Signal durchläuft zunächst einen 2,4 GHz-Filter und wird anschließend von einem rauscharmen Vorverstärker angehoben. Danach wird das Signal über einen Mischer auf eine Zwischenfrequenz von 455 kHz herabgesetzt und gefiltert. Anschließend durchläuft es einen limitierenden ZF-Verstärker, einen weiteren Filter und wieder einen limitierenden Verstärker.

¹Diese Beschränkung auf einen Kanal wird auch in der weiteren Beschreibung beibehalten, da die Kanäle weitgehend identisch sind und die Abweichungen keinen Einfluss auf das prinzipielle Verhalten haben.

2. Entwicklung des Empfängermodells

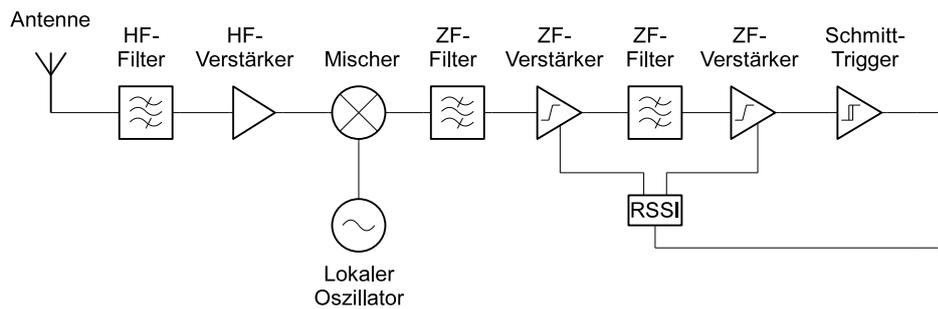


Abb. 2.5.: ISIDOR III

Zum Schluss wird es mit einem Schmitt-Trigger in ein Rechteck-Signal gewandelt. Da für beide Kanäle derselbe Lokaloszillator verwendet wird, kann so die Phasendifferenz von zwei Antennen über die zeitliche Differenz der Flanken am Ausgang der Empfängereinheit bestimmt werden. Die Signalstärke wird über das RSSI-Signal ermittelt (*RSSI = Receive Signal Strength Indicator*), dieses gibt eine dB-lineare Spannung aus.

Das verwendete Empfangsprinzip erwies sich allerdings begrenzt nutzbar. Als problematisch erwies sich zunächst, dass die Lokaloszillatorfrequenz bedingt durch die relativ niedrige Zwischenfrequenz verhältnismäßig nahe an der Empfangsfrequenz liegt. Da das Spektrum des Lokaloszillators im Abstand der Zwischenfrequenz nicht frei von Spuren war, wurde die Empfindlichkeit des Empfängers durch Selbsteinstrahlung verringert.

Die Umwandlung des ZF-Signals in ein Rechteck-Signal führte bedingt durch die steilen Flanken des Komparatorausgangssignals zu Stromspitzen. Diese Stromspitzen führten zur Instabilität des Systems, das sie eine Rückwirkung auf vorhergehende Systemkomponenten hatten. Ein weiterer Nachteil dieses Empfängerkonzepts ist die hohe Messfrequenz, die erforderlich wird, um die Phasendifferenz zweier Kanäle über die zeitliche Differenz der Flanken zu bestimmen. Um z.B eine Auflösung von 1° zu erreichen, muss der Messtakt

$$\frac{455 \text{ kHz}^{-1}}{360} = 6,105 \text{ ns}$$

betragen, dies entspricht einer Messfrequenz von 163,8 MHz.

Außerdem erwies sich die Amplitudenmessung über das RSSI-Signal als zu ungenau, das dieses verrauscht ist. Die erwartete Linearität des Signals entsprach darüber hinaus auch nicht den Anforderungen.

2.3.2. Vorstellung des neues Empfangskonzeptes

Um genannten Probleme grundlegend zu beheben, soll ein anderes Konzept für die Neuentwicklung der Empfängereinheit verwendet werden.

Um den Frequenzabstand zwischen Empfangs- und Lokaloszillatorfrequenz zu vergrößern, wird eine Zwischenfrequenz im zweistelligen Megahertzbereich angestrebt. Da diese Zwischenfrequenz nur mit beträchtlichem Aufwand direkt auswertbar ist, wird sie auf eine weitere niedrigere Frequenz umgesetzt. Damit die Umwandlung des Signals in ein Rechtecksignal und die damit verbundenen Probleme vermieden werden, wird an dieser Stelle eine andere Strategie verwendet.

2. Entwicklung des Empfängermodells

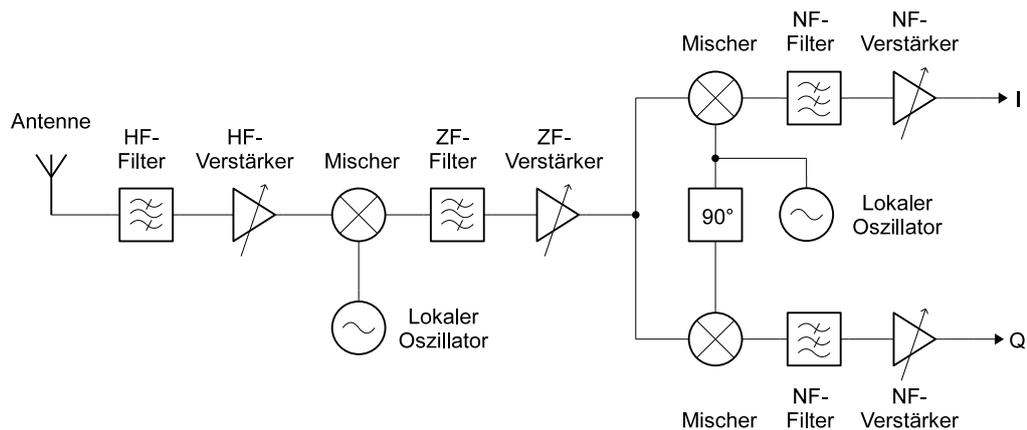


Abb. 2.6.: JOE

Zur Bestimmung der Phasenlage eines Signals wird dieses in eine komplexe Darstellung überführt. Dieses Verfahren wird als IQ-Modulation ($I=Inphase$, $Q=Quadratur$) bezeichnet, dabei ist das Quadratursignal um 90° gegenüber dem Inphase-Signal versetzt. Durch das zeitgleiche Abtasten der beiden Signale erhält man über die Winkelfunktion die Phasenlage. Damit die Anforderungen an die Abtastfrequenz gering bleiben, soll die Zielfrequenz im Bereich von Null bis wenige Kilohertz liegen. Daher kann an dieser Stelle ein Tiefpassfilter eingesetzt werden. Die Verstärkung der Empfangssignale kann auf die unterschiedlichen Bereiche Hochfrequenz, Zwischenfrequenz und Zielfrequenz verteilt werden, auf diese Weise wird die Gefahr von Übersprechen verringert. Die Verstärkung soll von der Auswerteeinheit schrittweise gesteuert werden können. Solange sichergestellt wird, dass alle Komponenten in linearem Bereich betrieben werden, ist bei bekannter Verstärkungsschrittweite eine genaue Amplitudenbestimmung über die Abtastung der IQ-Signale möglich.

2.4. Anforderungen an die Empfängereinheit

Der reale Empfänger ist verschiedenen Beschränkungen unterworfen. So fügt zum Beispiel jeder Widerstand im System dem Empfangs-Signal Rauschen hinzu. Damit ein Signal am Empfängerausgang jedoch auswertbar ist, muss bei einem Mindestpegel ein bestimmter Signal-Rauschabstand erreicht werden. Das kleinste Eingangssignal, das noch zu einem auswertbaren Ausgangssignal führt, definiert somit die Empfindlichkeit eines Systems. Die Empfindlichkeit hängt daher von der möglichen Verstärkung und dem Rauschverhalten des Systems ab.

Sehr große Eingangssignale führen dagegen zur Übersteuerung des Systems und verzerren das Ausgangssignal. Daher gibt es auch ein maximales Eingangssignal, bei dem ein gewisser Grad der Verzerrung des Ausgangssignals nicht überschritten werden darf.

Mit den minimalen und maximalen Eingangssignalen, die noch auswertbar sind, wird der Dynamikbereich des Empfängers beschrieben. Je größer der Dynamikbereich eines Empfängers ist, desto größer ist auch der Entfernungsbereich, den Sender und Empfänger zueinander haben dürfen.

2. Entwicklung des Empfängermodells

Zunächst soll kurz auf die Ursachen des Rauschens und unterschiedliche Rauscharten eingegangen und die sich ergebenden Anforderungen an den Empfänger untersucht werden. Anschließend werden die Grenzen der erlaubten Verzerrung ermittelt und der sich daraus ergebende Verstärkungsbereich des Empfängers.

2.4.1. Ursachen des Rauschens und Kenngrößen

Die Rauscheigenschaften bestimmen im wesentlichen die Empfindlichkeit eines Empfängers. Ein Empfänger mit starkem Eigenrauschen hat Schwierigkeiten ein schwaches Signal zu erkennen und auszuwerten. Daher ist man bestrebt das im Empfänger entstehende Rauschen möglichst klein zu halten. Es existieren unterschiedliche Arten von Rauschen, sie werden durch unterschiedliche Ursachen hervorgerufen [12] [3]:

thermisches Rauschen: Das thermische Rauschen (auch Johnson- oder Nyquist-Rauschen genannt) wird durch die Wärmebewegung (Brownsche Bewegung) der Ladungsträger in elektrischen Schaltkreisen verursacht. Da diese Bewegung zufälliger Natur ist, ergibt sich ein Rauschen mit gleichmäßiger spektraler Verteilung. Dieses bezeichnet man als weißes Rauschen. Die Rauschspannung an einem Widerstand erhält man mit

$$U_r = \sqrt{4kTRB}$$

wobei k die Boltzmannkonstante, T die Temperatur, R der Widerstand und B die Messbandbreite ist.

Schrotrauschen: Das Schrotrauschen tritt auf, wenn Ladungsträger eine Potentialbarriere überwinden müssen. Die Überwindung dieser Sperre geschieht nicht gleichmäßig sondern ist statistisch verteilt. Dies tritt z.B. bei Sperrströmen von Dioden und Transistoren und ähnlichen Halbleiterübergängen auf. Der Rauschstrom des Schrotrauschens wird durch

$$I_r = \sqrt{2eIB}$$

beschrieben, wobei e die Elementarladung, I der Strom und B die Messbandbreite ist. Man erkennt, dass das Schrotrauschen im Gegensatz zum thermischen Rauschen temperaturunabhängig ist.

1/f-Rauschen: Dieses Rauschen tritt zusätzlich bei Widerständen und Halbleiterübergängen auf. Das 1/f-Rauschen nimmt mit steigender Frequenz ab, die Rauschdichte verhält sich dabei umgekehrt proportional zur Frequenz.

Darüber hinaus gibt es noch weitere Arten von Rauschen, diese haben aber keine wesentlichen Einflüsse auf die Empfängereigenschaften. Über die Rauscheigenschaften lassen sich wichtige Kenngrößen von Empfängern ableiten:

Signalrauschabstand: Der Signalrauschabstand (eng. *Signal-Noise-Ratio*, *SNR*) gibt das Verhältnis von Signalpegel zu Rauschpegel wieder.

Rauschzahl: Mit der Rauschzahl (eng. *Noise Figure*, *NF*) wird das Verhältnis von Ausgangssignalrauschabstand zu Eingangssignalrauschabstand beschrieben. Dabei kann man nur ein einzelnes Übertragungsglied betrachten oder auch die Verkettung mehrerer Glieder zu einem Gesamtsystem.

2. Entwicklung des Empfängermodells

Grenzeempfindlichkeit: Als Grenzeempfindlichkeit oder Rauschflur (eng. *Noise Floor*) wird der Pegel bezeichnet, bei dem ein Eingangssignal gerade so groß ist, das am Ausgang ein Signalrauschabstand von 0 dB erreicht wird. Gedanklich projiziert man sämtliche Rauschquellen eines Übertragungsgliedes auf den Eingang und nimmt das Übertragungsglied selber als rauschfrei an.

2.4.2. Signal-Rausch-Abstand

Für das neue Konzept sollen die Anforderungen an das System hinsichtlich Signal-Rausch-Abstands und der dafür erforderlichen Filterbandbreite ermittelt werden. Hierfür ist zunächst eine Vorgabe des zulässigen Fehlers notwendig, dieser kann entweder als Phasen- oder als Amplitudenfehler vorgegeben werden. Das das Empfängersystem zur Bestimmung der Phasendifferenz vorgesehen ist, wird der Phasenfehler vorgegeben. Zulässig sei

$$\Delta \Phi = 1^\circ.$$

Anhand des vorgegebenen maximalen Phasenfehlers wird der dafür notwendige Signal-Rausch-Abstand ermittelt. Das zu messende Signal sei

$$h(t) = \sin(\omega t + \phi_1)$$

Anstelle des Rauschens wird zur Vereinfachung für die nachfolgenden Berechnungen von einem Störsignal gleicher Frequenz ausgegangen. Die Leistung des Störsignals soll der zulässigen Rauschleistung entsprechen. Das Störsignal sei

$$g(t) = a \cdot \sin(\omega_s t + \phi_2)$$

mit $1 > a > 0$. Das resultierende Gesamtsignal ist demnach

$$g(t) + h(t) = \sin(\omega t + \phi_1) + a \cdot \sin(\omega t + \phi_2)$$

Mittels Superposition erhält man für die Berechnung des resultierenden Winkels

$$\tan \phi = \frac{\sin \phi_1 + a \cdot \sin \phi_2}{\cos \phi_1 + a \cdot \cos \phi_2}$$

Für $\phi_1 = 0$ kommt man zu

$$\tan \phi = \frac{a \cdot \sin \phi_2}{1 + a \cdot \cos \phi_2} \quad (2.1)$$

Für einige Werte von a sind die resultierenden Phasenfehler in Abb. 2.7(a) auf S. 16 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass das Maximum des Phasenfehlers für größere Signal-Rausch-Abstände gegen 90 Grad Phasenverschiebung zwischen Signal und Störsignal konvergiert. Damit lässt sich für kleine a mit der Vereinfachung

$$\tan \phi = \lim_{\phi_2 \rightarrow 90^\circ} \frac{a \cdot \sin \phi_2}{1 + a \cdot \cos \phi_2} = a$$

rechnen. Für $\phi = 1^\circ$ erhält man $a = 0,01746$ und damit einen Abstand von Signal zu Störsignal von

$$20 \cdot \log \frac{1}{0,01746} = 35,16 \text{ dB}$$

Ein Rauschen mit einer Bandbreite B muss demnach ebenfalls 35,16 dB schwächer sein als das Signal, um eine Auswertung mit einem Phasenfehler $\Delta \Phi \leq 1^\circ$ zu erlauben.

2. Entwicklung des Empfängermodells

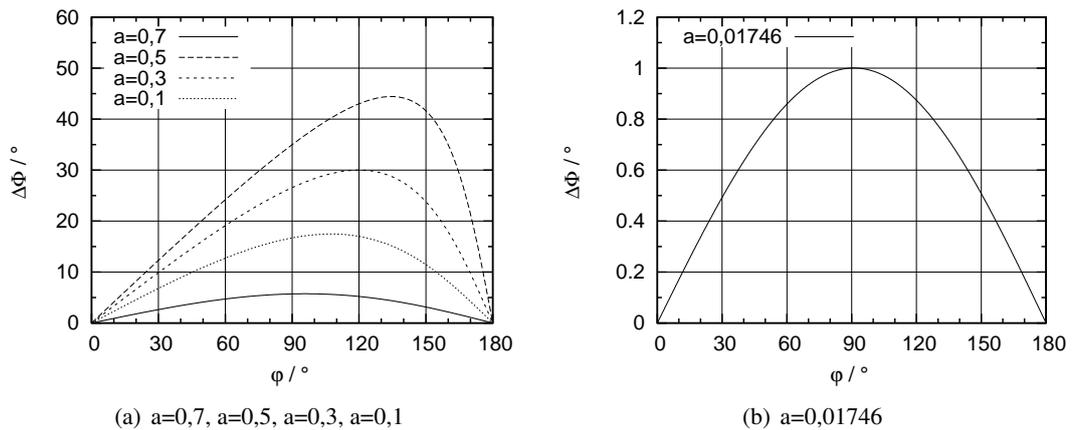


Abb. 2.7.: resultierender Phasenfehler

2.4.3. Bandbreite

Als Empfangs- oder Mess-Bandbreite wird der Frequenzbereich bezeichnet, der vom Empfänger ausgewertet werden kann, ohne dabei die Empfangsfrequenz bzw. den lokalen Oszillator zu ändern. Die Bandbreite wird durch Filter bestimmt, wobei es egal ist, ob das Filter auf der Empfangs-, Zwischen- oder Zielfrequenz arbeitet. Das Filter mit der geringsten Bandbreite im Empfangssystem bestimmt auch die Empfangs- bzw. Mess-Bandbreite. Die Mess-Bandbreite eines Systems hat entscheidenden Einfluss auf die Rauschleistung, denn es gilt

$$P_r = k \cdot T \cdot B.$$

Ausgehend von dem ermittelten Signal-Rausch-Abstand kann die Begrenzung der Bandbreite ermittelt werden, die notwendig ist, um die geforderte Empfindlichkeit zu erreichen. Zur Vereinfachung wird an dieser Stelle von einem idealem Empfänger ausgegangen, d.h. der Empfänger fügt dem Signal kein weiteres Rauschen hinzu. Damit sind Eingangs- und Ausgangs-Signal-Rausch-Verhältnis gleich. Bei der geforderten Empfindlichkeit von -80 dB und einer Raumtemperatur von $T = 297^\circ\text{K}$ erhält man also

$$B = \frac{-80 \text{ dBm} - 35,16 \text{ dB}}{1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{VA} \cdot \text{s}}{\text{K}} \cdot 297^\circ\text{K}} = 743,643 \text{ kHz}$$

Da jedoch nur wenige Kilohertz Bandbreite benötigt werden, kann diese Anforderung leicht erfüllt werden.

2.4.4. Rauschzahl

Ein Empfänger besteht aus einer Kette von Komponenten, die jeweils unterschiedliches Verhalten bezüglich Verstärkung und Rauschverhalten aufweisen. Eine solche Kettenschaltung ist in Abb. 2.8 auf S. 17 zu sehen. Die Gesamt-Rauschzahl eines Empfängers lässt sich nach [5] dann wie folgt berechnen:

$$F_e = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 \cdot G_2 \cdot G_3} \dots \quad (2.2)$$

2. Entwicklung des Empfängermodells

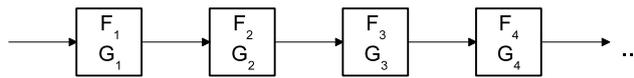


Abb. 2.8.: Nacheinandergeschaltete Komponenten mit Rauschzahl F und Verstärkung G

Aus Gleichung 2.2 lässt sich erkennen, dass das erste Glied der Kettenschaltung bei ausreichend hoher Verstärkung einen dominanten Einfluss auf das Gesamtergebnis hat. Deswegen verwendet man in der Regel als erstes einen rauscharmen Vorverstärker (engl. *low noise amplifier, LNA*). Mit gebräuchlichen LNAs, die eine Verstärkung von 12 dB und eine Rauschzahl von 3 dB aufweisen, lassen sich Empfänger realisieren, deren Gesamt-rauschzahl in der Größenordnung 5 dB liegt, wie in einer Beispielrechnung in [12] gezeigt wurde.

Um die erforderliche maximale Rauschzahl des Empfängers bestimmen zu können, muss zusätzlich zu Empfindlichkeit und erforderlichlichem Signal-Rausch-Abstand die Empfangsbandbreite bekannt sein. In der Aufgabenstellung wurde die Zielfrequenz auf eine Bandbreite von 15 kHz begrenzt. Da das Signal beim Umsetzen zwei Mischerstufen durchläuft und eine Zielfrequenz von Null Hertz angestrebt wird, erhält man eine Bandbreite von 60 kHz, sofern keine Spiegelfrequenzunterdrückung stattfindet. Für diese Bandbreite erhält man eine Rauschleistung von

$$P_r = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{VA}^2}{\text{K}} \cdot 297 \text{ K} \cdot 50 \text{ kHz} = -126,09 \text{ dBm} .$$

Damit dürfte der reale Empfänger bei einem Eingangssignal von -80 dB eine Rauschzahl von

$$F_e[\text{dB}] = 126,88 \text{ dB} - 35,16 \text{ dB} - 80 \text{ dB} = 10,93 \text{ dB}$$

aufweisen. Dieses liegt in einer realisierbaren Größenordnung, so dass der Empfänger eventuell sogar empfindlicher werden kann als gefordert.

2.4.5. Verstärkung

Als Verstärkung bezeichnet man die Vergrößerung der Amplitude von Signalen. Gelegentlich spricht man bei Dämpfung von Signalen auch von einer negativen Verstärkung. Der ideale Verstärker kann Signale beliebig genau und beliebig hoch verstärken. Der reale Verstärker ist dagegen Einschränkungen unterworfen hinsichtlich Verstärkungsfaktor, Genauigkeit, Bandbreite usw., er ist also nur begrenzt linear. Diesen Limitierungen ist letztendlich auch der Empfänger unterworfen, dadurch sich definieren die Grenzen von Empfindlichkeit und Dynamikbereich eines Systems.

2.4.5.1. Empfindlichkeit

Der Empfänger erhält ein Signal von den Antennen mit einer Impedanz von 50Ω und soll das heruntergemischte Signal an eine Auswerteeinheit mit einer Eingangsimpedanz von $10 \text{ k}\Omega$ weitergeben. Der Eingangsspannungsbereich des AD-Umsetzers der Auswerteeinheit beträgt 3 V . Da auch hier Toleranzen vorhanden sind und die Mitten-Spannung des Empfängersausganges auch einen kleinen Spielraum haben soll, wird die Amplitude des Ausgangssignals auf 80% des Eingangsspannungsbereichs festgelegt. Bei einem Eingangssignal von

2. Entwicklung des Empfängermodells

–80 dB erhält man eine Spitze-Spitze-Amplitude von

$$U_e = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{1 \text{ mW} \cdot 10^{-\frac{80}{10}} \cdot 50 \Omega} = 63,25 \mu\text{V}_{\text{ss}}.$$

Man benötigt daher eine Verstärkung von

$$a = 20 \log \left(\frac{0,8 \cdot 3 \text{ V}}{63,25 \mu\text{V}} \right) - 10 \log \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{50 \Omega} \right) = 68,57 \text{ dB}.$$

2.4.5.2. Maximaler Eingangspegel

Da in der Aufgabenstellung die Empfindlichkeit und der Dynamikbereich D vorgegeben wurde, lässt sich daraus der maximale Eingangspegel ableiten, den der Empfänger verarbeiten können muss:

$$\begin{aligned} P_{e,max}[\text{dBm}] &= P_{e,min}[\text{dBm}] + D[\text{dB}] \\ &= -80 \text{ dB} + 60 \text{ dB} \\ &= -20 \text{ dB} \end{aligned}$$

Die hierfür notwendige Verstärkung beträgt daher

$$\begin{aligned} a &= 20 \log \left(\frac{2,4 \text{ V}}{63,25 \text{ mV}} \right) - 10 \log \left(\frac{10 \text{ k}\Omega}{50 \Omega} \right) \\ &= 31,58 \text{ dB} - 23,01 \text{ dB} \\ &= 8,57 \text{ dB} \end{aligned}$$

Um hieraus weitere Anforderungen an den Empfänger abzuleiten, wird zunächst der Begriff Dynamikbereich erläutert: Der Dynamikbereich wird durch den minimalen und den maximalen Empfangspegel begrenzt, den der Empfänger auswerten kann. Der untere Empfangspegel wird wie schon gezeigt durch Rauschflur, Signal-Rausch-Abstand und Rauschzahl des Empfängers definiert. Der maximale Empfangspegel wird durch die zulässige Verzerrung des Systems begrenzt.

Verzerrungen werden durch nichtlineares Übertragungsverhalten eines Bauteils hervorgerufen. Um diese Nichtlinearität zu beschreiben, gibt es verschiedene Begriffe und Definitionen [12] [5].

Kompressionspunkt: Der reale Verstärker ist in der maximalen Verstärkung begrenzt, seine Kennlinie weicht daher wie in Abb. 2.9 dargestellt von der ideal linearen Kennlinie ab. Diese Begrenzung wird als Sättigung bezeichnet und führt dazu, dass das Ausgangssignal kleiner ist als das eines idealen Verstärkers, also komprimiert wird. Als 1-dB-Kompressionspunkt (P1dB) wird die Stelle bezeichnet, an der die reale Kennlinie von der idealen um 1 dB abweicht.

Intermodulation: Bei einer Zweitonanregung entstehen durch Nichtlinearität der Übertragungskennlinie außer den Harmonischen zusätzliche Frequenzen. Diese Frequenzanteile werden Intermodulationsverzerrungen genannt und entstehen bei

$$f_{n,m} = |nf_1 + mf_2|$$

2. Entwicklung des Empfängermodells

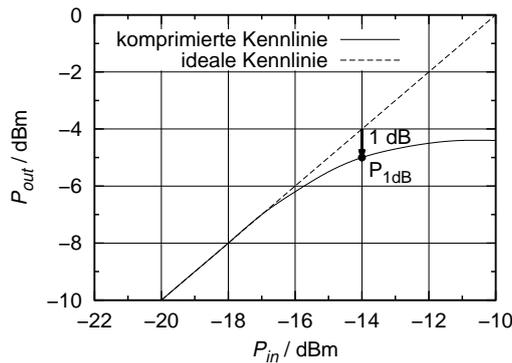


Abb. 2.9.: 1 dB Kompressionspunkt

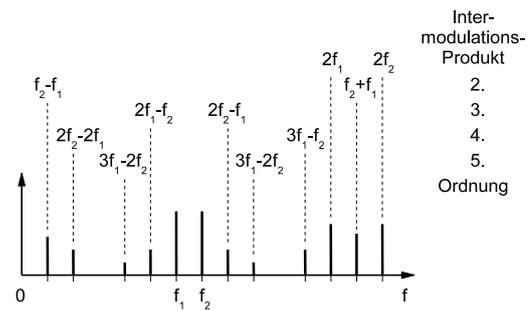


Abb. 2.10.: Intermodulationsprodukte

wobei $|m| + |n|$ als Ordnung des Intermodulationsproduktes bezeichnet wird. Bei zwei nahe beieinander liegenden Signalen sind die Intermodulationsprodukte ungerader Ordnung interessant, da diese in das relevante Empfangsspektrum fallen können und dann das Nutzsignal beeinträchtigen. Dabei werden in der Regel nur die Intermodulationsprodukte 3. und 5. Ordnung berücksichtigt, da die Pegel der Produkte höherer Ordnung schon vergleichsweise klein sind. Die spektrale Verteilung der Intermodulationsprodukte ist beispielhaft in Abb. 2.10 zu sehen. Die Ordnungszahlen der Intermodulations-Produkte geben gleichzeitig auch die Steigung der Kennlinien für das Kleinsignalübertragungsverhalten an.

Intermodulationsabstand: Mit dem Intermodulationsabstand IM wird das Verhältnis von Nutzsignalamplitude zur Amplitude eines Intermodulationsproduktes beschrieben. Dieses Verhältnis ist abhängig von den Eingangsamplituden der Signale und wird mit zunehmender Amplitude kleiner. Zur Kennzeichnung wird die Ordnungszahl des betreffenden Intermodulationsproduktes angehängt, z.B. $IM3$

Intercept Point: Als Intercept Point (kurz IP) wird der Schnittpunkt von idealer Nutzsignalübertragungskennlinie mit idealer Intermodulationsproduktkennlinie bezeichnet. Diesen Schnittpunkt gibt es in der Realität nicht, da der Verstärker vorher in den Sättigungsbereich kommt, daher extrapoliert man das Kleinsignalübertragungsverhalten wie in Abb. 2.11 auf S. 2.11 gezeigt. Von Bedeutung sind insbesondere die Intermodulationsprodukte 3. und 5. Ordnung, diese werden in der Regel auch in den Datenblättern aufgeführt. Hier wird noch zwischen Eingangs- und Ausgangsleistung unterschieden (*input IP, IIP* und *output IP, OIP*), die Ordnungszahl wird in der Regel angehängt, z.B. $IIP3$. Seltener findet man die Abkürzung TOI für *Third Order Interceptpoint*.

Für den maximalen Empfangspegel existieren verschiedene Definitionen, hier gibt es die Vorgabe durch den Kompressionspunkt oder durch den Intercept Point. Dementsprechend unterscheidet man auch den kompressionsfreien und verzerrungsfreien Dynamikbereich [5]. Während der kompressionsfreie Dynamikbereich nur den idealen Fall mit einem einzigen Eingangssignal berücksichtigt, geht man bei dem verzerrungsfreien Dynamikbereich davon aus, dass neben dem Empfangssignal weitere Signale auf benachbarten Kanälen existieren, so dass Intermodulationsprodukte in den Empfangsbereich fallen. Hier wird insbesondere

2. Entwicklung des Empfängermodells

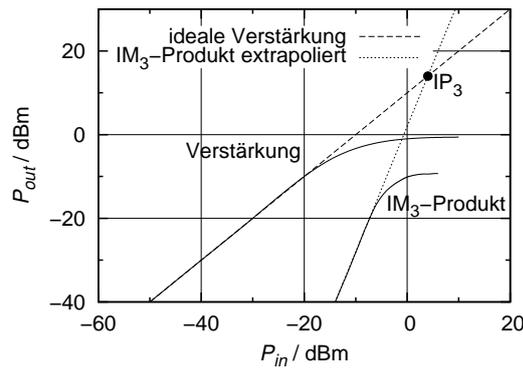


Abb. 2.11.: Intercept-Punkt 3. Ordnung

der Fall betrachtet, wenn neben dem Nutzsignal ein weiteres auf einem Nachbarkanal existiert, so dass eine Zweitonanregung als Berechnungsgrundlage verwenden kann [12]. Intermodulationsprodukte, die in den Empfangsbereich fallen, entstehen allerdings nur wenn das Verhältnis

$$\frac{\text{Kanalabstand}}{\text{Kanalbandbreite}} \leq 2$$

wird. Der für diesen Empfänger nur eine Bandbreite von wenigen Kilohertz benötigt wird, der kleinste Kanalabstand aber mit 200 kHz vorgesehen ist, fallen keine Intermodulationsprodukte in das relevante Empfangsspektrum. Trotzdem soll der theoretische Fall betrachtet werden, dass ein 2. Signal nah genug am Nutzsignal liegt, um Intermodulationsprodukte zu erzeugen, die innerhalb der Empfangsbandbreite liegen. Die Intermodulationsprodukte 5. und höherer Ordnung können dabei vernachlässigt werden, da das Störsignal für einen Einfluss dieser Produkte so nahe am Nutzsignal liegen müsste, dass es nicht mehr ausgefiltert wird. In diesem Fall wäre der direkte Einfluss des Störsignals größer als der der Intermodulationsprodukte.

Mit dem bereits ermittelten Wert für den Abstand von Nutzsignal zu Störsignal gilt also $IM3[\text{dB}] = 35,16 \text{ dB}$. Damit kann der benötigte Eingangs-Intercept-Punkt $IIP3$ für das lineare Gleichungssystem der Form

$$\begin{aligned} f_1(x) &= x + c_1 \\ f_2(x) &= 3 \cdot x + c_2 \end{aligned}$$

ermittelt werden. Die Verstärkungskennlinie wird im linearen Bereich durch

$$f_1(x) = x + 8,57 \text{ dB}$$

beschrieben, für die extrapolierte Intermodulationskennlinie 3. Ordnung kann die Konstante c_2 mit dem Intermodulationsabstand $IM3$ bei -20 dBm bestimmt werden:

$$\begin{aligned} 3 \cdot (-20 \text{ dB}) + c_2 &= -20 \text{ dB} + 8,57 \text{ dB} - 31,58 \text{ dB} \\ c_2 &= 16,99 \text{ dB} \end{aligned}$$

Damit erhält man die benötigte Gleichung

$$f_2(x) = 3 \cdot x + 16,99 \text{ dB}$$

2. Entwicklung des Empfängermodells

und kann $IIP3$ so für den Schnittpunkt bei $f_1(x) = f_2(x)$ bei $x = -4,21$ dB bestimmen. Der Eingangs-Interceptpunkt 3. Ordnung muss daher größer oder gleich diesem Wert sein.

3. Realisierung

In diesem Kapitel soll die Umsetzung vom theoretischen Empfängermodell zur realen Empfängereinheit beschrieben werden. Der Schwerpunkt der Erläuterungen liegt dabei auf den für die Empfängereigenschaften relevanten Bereichen. Andere Teile der Realisierung werden nur kurz dargestellt, ohne aber genauer darauf einzugehen¹.

3.1. Festlegung der Rahmenparameter

Hier werden die Bedingungen aufgeführt, aus der sich die weitere Entwicklung der Empfängereinheit ableitet.

3.1.1. Schnittstellen

Nachfolgend werden die Schnittstellen des Empfängerboards elektrisch und mechanisch erläutert:

Stromversorgung: Das Empfängerboard soll mit einer Versorgungsspannung von 12 V Gleichspannung betrieben werden. Diese Versorgungsspannung muss mit entsprechenden Spannungsreglern auf die gewünschten Zielspannungen herabgesetzt werden.

HF-Eingangssignale: In das Empfängerboard werden zwei HF-Signale eingespeist: Zum einen das Signal von einem Antennenboard, zum zweiten das Signal eines lokalen Oszillators. Beide HF-Signale sollen über Mini-Koax-Kabel mit einer Impedanz von 50 Ω eingespeist werden. Es sind daher U.FL-R-SMT-Steckverbinder von Hirose vorzusehen. Beide HF-Signale liegen im Bereich von etwa 2,4 GHz, die Signalführung auf dem Empfängerboard muss dementsprechend angepasst sein.

NF-Ausgangssignale: Das Empfängerboard soll IQ-demodulierte Signale an ein DSP-Board ausgeben. Die Signale sollen in einem Frequenzbereich von Gleichspannung bis 15 kHz liegen. Daher ist eine entsprechende Tiefpass-Filterung vorzusehen. Der zulässige Eingangsspannungsbereich der Auswerteeinheit liegt von 0 V bis 3 V. Die Signale sollen auf einen 16-poligen Micromatch-Stecker geführt werden.

Digitale Schnittstellen: Die Verstärkung des Empfängerboards soll von der Auswerte-Einheit mit digitalen Signalen einstellbar sein. Hierfür steht ein serieller Ausgang zur Verfügung, der mit 3,3 V CMOS-Signalen arbeitet. Einstellbar sein soll die Verstärkung der LNA, des HF-Mischers, des IQ-Demodulators und des OPVs für das NF-Signal. Die seriellen Signale werden über einen 40poligen Wannenstecker geführt.

¹ An dieser Stelle sei noch angemerkt, dass auf der Platine zusätzlich einige alternative „Notfall-Lösungen“ eingearbeitet wurden (z.B. ein weiterer IQ-Demodulator und ein zusätzliches SC-Filter), die aber nicht weiter erläutert werden.

3. Realisierung

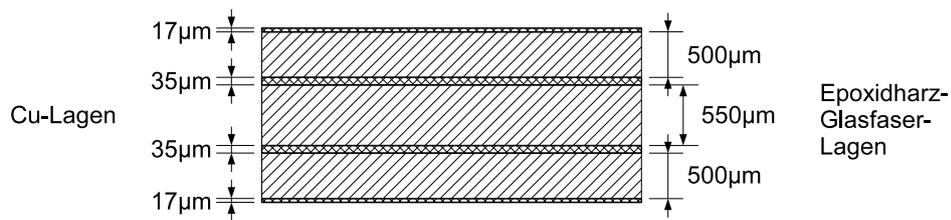


Abb. 3.1.: Aufbau einer vierlagigen FR4-Platine

Die digitalen Ansteuersignale für einen Lokaloszillator sollen ebenfalls über den 40-poligen Wannenstecker auf der Platine durchgeschleift werden zu einer Stiftleiste (s.u.).

sonstige Schnittstellen: Es soll die Möglichkeit vorhanden sein, über eine Stiftleiste ein Lokaloszillatorboard aufzustecken. Die Stiftleiste muss die 12 V Versorgungsspannung zur Verfügung stellen, außerdem werden hierüber die Kommunikationssignale für die Ansteuerung geführt.

Auf die genaue Belegung des 40-poligen Wannensteckers, des 16-poligen Micromatchsteckers und der Stiftleiste wird an dieser Stelle nicht weiter eingegangen, da sie für die Betrachtung der Empfängereigenschaften unerheblich sind. Die Belegungen können dem Schaltplan im Anhang entnommen werden.

3.1.2. Leiterplatte und Mechanik

Das Empfängerboard soll als vierlagige FR4-Platine entworfen werden.

Der Lagenabstand beträgt $500\ \mu\text{m} - 550\ \mu\text{m} - 500\ \mu\text{m}$. Die Kupferstärke der beiden Außenlage beträgt $17\ \mu\text{m}$, die der beiden Innenlage $35\ \mu\text{m}$, der Lagenaufbau ist in Abb. 3.1 dargestellt. Die Dielektrizitätskonstante des FR4-Materials soll mit $\epsilon_r = 5,0$ angenommen werden.

Die Abmessungen der Platine betragen $120\ \text{mm} \times 130\ \text{mm}$. Vorgegeben ist die Position des 40-poligen Wannensteckers, des Netzschalters und der Befestigungslöcher.

Die Position der HF-Steckverbinder sowie der Stiftleiste und des Micromatch-Steckers sind frei wählbar.

3.1.3. Bestimmen der 1. Zwischenfrequenz

Die Lokaloszillatorfrequenz muss ausreichend weit von der Empfangsfrequenz entfernt sein, um zu verhindern das Spuren im Spektrum des lokalen Oszillators das Empfangssignal verfälschen. Bei dem vorgesehenen Lokaloszillator-Board sind Spuren bei Oszillatorfrequenz $\pm 200\ \text{kHz}$ sowie $\pm 10\ \text{MHz}$ und $\pm 30\ \text{MHz}$ zu erkennen. Die zuerst genannten Spuren entstehen durch die Phasenvergleichsfrequenz von $200\ \text{kHz}$, die anderen Spuren durch den $10\ \text{MHz}$ -Referenzquarzoszillator.

Die Zwischenfrequenz soll einer üblichen Frequenz entsprechen, um eine leichte Verfügbarkeit geeigneter Filter sicherzustellen. Häufig verwendete Zwischenfrequenzen sind z.B. $455\ \text{kHz}$ und $10,7\ \text{MHz}$, gebräuchlich sind auch $45\ \text{MHz}$ und $70\ \text{MHz}$.

3. Realisierung

Ausgewählt wurde eine Zwischenfrequenz von 45 MHz, da bei vielen IQ-Demodulatoren die doppelte Lokaloszillatorfrequenz eingespeist werden muss. Strebt man also am Ausgang eine Zielfrequenz von Null Hertz an, muss bei einer Zwischenfrequenz von 45 MHz ein 90 MHz-Signal für den Demodulator bereit gestellt werden. Dies lässt sich mit einem Standard 90 MHz-Quarzoszillator sehr einfach realisieren.

Von Vorteil ist hier auch die Tatsache, dass das zusätzlich durch den Quarzoszillator zugefügte Phasenrauschen vernachlässigt werden kann.

3.2. Bauteileauswahl

Nachdem das Empfängerkonzept und die Rahmenparameter festgelegt sind, werden die passenden Bauteile ausgewählt. Dabei werden zunächst Hauptkriterien festgelegt, die alle Bauteile erfüllen müssen:

Verfügbarkeit: Das Bauteil muss auch in großen Stückzahlen verfügbar sein, ohne dass die Lieferzeit mehrere Wochen überschreitet. Ausserdem muss die Verfügbarkeit auch längerfristig gewährleistet sein, d.h. das Bauteil darf sich nicht am Ende sein Produktzyklusses befinden.

Preis: Bauteile, deren Preis über 10€ pro Stück bei einem Abnahmevolumen 1000Stück liegen, scheiden sofort aus.

Versorgungsspannungen: Bauteile, die eine Versorgungsspannung größer als 5V oder gar eine negative benötigen, werden ebenfalls nicht berücksichtigt.

Leistungsaufnahme: Da das Empfängersystem einen maximalen Verbrauch von 5 Watt aufweisen darf, fallen Bauteile mit einer unverhältnismäßig hohen Leistungsaufnahme heraus.

Bauteilgröße: Da das Empfängersystem später weiter miniaturisiert werden soll, muss das Bauteil als SMD-Variante verfügbar sein.

Zusätzlich zu diesen generellen Kriterien kommen dann noch die bauteilspezifischen Anforderungen, auf die im jeweiligen Abschnitt eingegangen wird.

3.2.1. 2.4 Ghz HF-Filter

Der Hochfrequenzfilter soll eine Mittenfrequenz von 2,45 GHz und eine Bandbreite von 100 MHz haben. Er soll ein- und ausgangseitig eine Impedanz von 50 Ω aufweisen. Die Einfügungsdämpfung soll 3 dB nicht überschreiten, und die Sperrdämpfung unter 2100 MHz mindestens 15 dB betragen. Der Preis für die Filter sollte 1 € nicht überschreiten.

Der Einfachheit halber wurde auf einen bereits vorhandenen Filter zurückgegriffen. Dieser Filter erfüllt die genannten Anforderungen (s. Tab. 3.1) und kostet 0,34 € bei Abnahme von 3000 Stück.

3. Realisierung

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Mittelfrequenz		2450	MHz
Durchlassbereich	3 dB	± 50	MHz
Sperrbereich	25 dB	2100	MHz
Impedanz		50	Ω

Tab. 3.1.: Herstellerangaben für 2450BP18C100B

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung		3	V
Stromverbrauch		7,5	mA
Rauschzahl	Demoboard Vers. 3, max. Verstärk.	2,6	dB
Verstärkung	Demoboard Vers. 3, max. Verstärk.	11,4	dB
Impedanz	Demoboard Vers. 3	50	Ω

Tab. 3.2.: Herstellerangaben für BGA2012 bei 2,4 GHz

3.2.2. Rauscharmer Verstärker

Der rauscharme Vorverstärker soll möglichst linear arbeiten und die Möglichkeit bieten, die Verstärkung einstellbar zu gestalten. Die Rauschzahl darf 3 dB nicht überschreiten. Die maximale Verstärkung soll dabei mindestens 10 dB bei 2,4 GHz betragen. Weiterhin ist eine einfache 50 Ω Anbindung gewünscht. Der Preis sollte etwa 1 € nicht überschreiten.

Um Zeit zu sparen, wurde hier auf das bereits im Labor vorhandene Bauteil BGA2012 von NXP (ehemals Philips Semiconductors) zurückgegriffen, das alle Anforderungen erfüllt (s. Tab.3.2).

Der Baustein befindet sich in einem kleinen SOT363 Gehäuse und kostet ca. 0,22 € pro Stück bei einer Abnahme von 3000 Stück.

3.2.3. Abwärtsmischer

Beim Downconverter wird ein Baustein gesucht, der das Hochfrequenzsignal auf die gewünschte Zwischenfrequenz von 45 MHz herabsetzt und dabei eine von aussen einstellbare Verstärkung bietet. Der Einstellbereich soll 0 – 40 dB umfassen. Der HF-Eingang soll eine einfache 50 Ω Anbindung gewährleisten, ebenso für den Eingang des lokalen Oszillators. Der Eingangspegel für den lokalen Oszillator soll im Bereich von –10 dBm liegen. Gewünscht war auch die Möglichkeit, zwischen dem ZF-Ausgang und einem im Baustein integrierten ZF-Verstärker einen entsprechenden ZF-Filter einbauen zu können. Der Baustein sollte dabei maximal 10 € kosten.

Diese Voraussetzungen wurden zur Zeit der Entwicklung nur von zwei auf dem Markt befindlichen Bausteinen erfüllt: MAX2701 von Maxim und AD8347 von Analog Devices. Beide ICs bieten mit IQ-Demodulation bereits mehr Funktionsumfang als gefordert und

3. Realisierung

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung		5	V
Stromverbrauch		64	mA
Verstärkung		0-69,5	dB
Impedanz HF	200 Ω Shunt-Widerstand	50	Ω
Impedanz LO	200 Ω Shunt-Widerstand	50	Ω
Eingangsspegel LO		-8	dBm
Bandbreite Basisband		65	MHz

Tab. 3.3.: Herstellerangaben für AD8347 für 1900 MHz

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Mittelfrequenz		45,000	MHz
Durchlassbereich	3 dB	± 15	kHz
Sperrbereich	15 dB	± 60	kHz
Impedanz		1200 Ω 1,8 pF	

Tab. 3.4.: Herstellerangaben für ECS-96SMF45A30

sind entsprechend teuer (AD8347 ca 5,20 €, MAX2701 ca.4,95 €).

Das IC von Maxim hat jedoch eine deutlich höhere Leistungsaufnahme mit ca. 500 mW gegenüber dem AD8347 mit 320 mW. Aufgrund der zudem deutlich besseren Verfügbarkeit fiel die Entscheidung zugunsten des Bausteins von Analog Devices (Kenndaten s. Tab. 3.3 auf S. 26).

Der Baustein wird in einem TSSOP28 Gehäuse geliefert.

3.2.4. 45 MHz ZF-Filter

Der Zwischenfrequenzfilter soll eine Mittelfrequenz von 45 MHz mit einer Bandbreite von ca. ± 12 kHz haben. Eine Sperrbereich-Unterdrückung von 20 dB bei ± 50 kHz ist dabei gewünscht. Der Preis sollte dabei nicht über 5 € liegen. Aufgrund dieser Anforderung kommen nur Quarzfilter in Betracht. Berücksichtigt man dann noch die gewünschte SMD-Bauform, grenzt sich die Auswahl deutlich ein.

Aufgrund der einfachen Verfügbarkeit wurde dann der Filter ECS-96SMF45A30 der Firma ECS Inc. International ausgewählt. Dieser Filter erfüllt die Anforderungen zumindest annähernd wie man in Tab. 3.4 sieht, nur bei dem Sperrbereich müssen Abstriche gemacht werden. Das Filter kostet etwa 3,80 €

3.2.5. IQ-Demodulator

Der IQ-Demodulator setzt das 45 MHz Zwischenfrequenzsignal auf die Zielfrequenz im Bereich von wenigen Kilohertz herab und macht eine Quadraturdemodulation. Der Ausgang

3. Realisierung

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung		3	V
Stromverbrauch		26,5	mA
Bandbreite ZF		40-500	MHz
Bandbreite Basisband		0-8,8	MHz
Verstärkung		0,9-59	dB
Quadraturfehler		0,6	°

Tab. 3.5.: Herstellerangaben für LT5506 für 284 MHz

soll daher eine entsprechende niedrige untere Grenzfrequenz besitzen. Die Phasengenauigkeit am Ausgang sollte einen Fehler von 2° nicht überschreiten. Ausserdem ist eine von aussen einstellbare Verstärkung gewünscht, der Bereich sollte dabei mindestens 0 – 30 dB umfassen. Der Preis sollte dabei 5 € nicht übersteigen.

Der am besten auf diese Kriterien passende Baustein ist der LT5506 von Linear Technology, die Kenndaten sind in Tab. 3.5 auf S.27 aufgeführt. Dieser hat ein 16QFN Gehäuse und kostet 3,35 €.

3.2.6. Operationsverstärker

Die Operationsverstärker sollen verschiedene Aufgaben übernehmen. Zum einen müssen die differentiellen Ausgänge des IQ-Demodulators in ein unsymmetrisches Signal umgewandelt werden. Dann soll dieses Signal OP-Tiefpass-Filter durchlaufen und anschließend verstärkt werden.

Der Operationsverstärker soll wie alle anderen Bauteile auch mit einer niedrigen Versorgungsspannung von etwa 3 V arbeiten können und einen geringen Strombedarf haben. Zusätzlich sollte er zumindest an seinen Ausgängen Rail-to-Rail erreichen, damit eine Anbindung an den AD-Umsetzer des digitalen Signalprozessors möglich ist. Dieser hat einen Eingangsbereich von 0 bis 3 V.

Für die Tiefpassfilterung wäre ein Bandbreite im MHz-Bereich wünschenswert. Um Platinenplatz zu sparen, wird ein Baustein gewünscht, der über vier OPVs auf einem Chip verfügt.

Der Preis sollte bei max. 1€ für einen Baustein liegen.

All diese Anforderungen wurden von einem bereits im Labor vorhandenem Operationsverstärker erfüllt (siehe Tab. 3.6), der zudem mit ca. 0,37 € absolut im preislichen Rahmen liegt. Der Baustein ist in verschiedenen Gehäusevarianten verfügbar, unter anderem auch in den SMD-Versionen SOIC und TSSOP.

3.2.7. Bauteile für digitale Ansteuerung

Die Verstärkungsansteuerung soll von der Auswerteeinheit mittels serielltem Signal erfolgen. Daher muss ein geeignetes digitales Register ausgewählt werden.

3. Realisierung

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung min.		2,7	V
Stromverbrauch	pro Operationsverstärker	550	μA
Bandbreite	VDD = 2,7 V	2,4	MHz
Ausgangsspannung min.	VDD = 2,7 V	0,10	V
Ausgangsspannung max.	VDD = 2,7 V	2,58	V

Tab. 3.6.: Herstellerangaben für TLV27x

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung		2-6	V
Stromverbrauch	Vcc = 5V, keine Last	160	μA
Schaltfrequenz	Vcc = 5V, CL=15 pF	60	MHz

Tab. 3.7.: Herstellerangaben für CD74HC194 bei 2 V

3.2.7.1. Schieberegister

Wie schon in der Schnittstellendefinition festgelegt, soll die Verstärkung über ein serielles Signal digital geschaltet werden. Als sinnvolle Schaltstufen werden zunächst 10 dB angenommen. Daraus ergibt sich für die ausgewählten Bausteine des Empfängerboards folgende Abstufungen:

- LNA: Verstärkung bei 2,4 GHz ca. 11,4 dB, 2 Stufen, 1 Bit
- Downconverter: einstellbarer Bereich von 69,5 dB, 8 Stufen, 3 Bit
- IQ-Demodulator: einstellbarer Bereich von 63 dB, 8 Stufen, 3 Bit
- Operationsverstärker: geplante Verstärkung 10 dB, 2 Stufen, 1 Bit

Da der Hochfrequenz-Bereich räumlich von IQ-Demodulator und Operationsverstärkern getrennt werden soll, wird die Verstärkungsansteuerung in zwei Schieberegistern zu je vier Bit aufgeteilt. Dadurch sollen Störungen durch unnötig lange Leitungen vermieden werden. Die Schieberegister sollen eine Betriebsspannung von 3,3 V erlauben, mit einer Frequenz von 1 MHz taktbar sein und nicht teurer als 1€ pro Stück sein.

Ausgewählt wurden 74HC194-Bausteine von Texas Instruments, hier bleibt auch die Möglichkeit einer parallelen Ansteuerung erhalten. Sie kosten etwa 0,12€ bei einer Abnahme von 2000 Stück.

3.2.7.2. Analogschalter

Damit die Verstärkung des Operationsverstärkers einstellbar gestaltet werden kann, muss der Rückkopplungsweig variabel sein. Dies lässt sich Kurzschließen des Rückkopplungswiderstands erreichen. Dafür wird ein Analogschalter benötigt. Als Betriebsspannung soll

3. Realisierung

Parameter	Bedingung	typ.	Einheit
Versorgungsspannung		3-15	V
Stromverbrauch	$V_{cc} = 5V$, keine Last	0,01	μA
Ein-Widerstand	$V_{cc} = 5V$	270	Ω
Schaltfrequenz	$V_{cc} = 5V$, $R_L=1k\Omega$ $C_L=15$ pF	6	MHz

Tab. 3.8.: Herstellerangaben für CD4066 bei 2 V

ebenfalls 3,3 V verwendet werden, die Schaltfrequenz wird allerdings 10 kHz nicht überschreiten. Auch hier sollte der Preis 1€ nicht überschreiten.

Da über den Schalter nur Signale mit einer Frequenz von wenigen Kilohertz geführt und auch keine hohen Schaltzeiten benötigt werden, kann ein einfacher CMOS Standard-Baustein verwendet werden, in diesem Fall ein CD4066 von Fairchild. Bei einer Abnahme von 2000 Stück liegt der Preis etwa bei 0,10€.

3.3. Dimensionierung und Anpassung

3.3.1. Signalumsetzung der IQ-Signale

Die differentiellen Ausgangssignale des IQ-Demodulators müssen für die anschließende Filterung auf ein unsymmetrisches Signal umgesetzt werden. Für die Filterung werden Operationverstärker vom Typ TLV27x von Texas Instruments verwendet. Diese benötigen nur eine einzige Versorgungsspannung (*single supply*) und der Ausgang arbeitet über den gesamten Bereich (*Rail-to-Rail Output*).

Um also einen möglichst großen Aussteuerbereich zu erhalten, muss das unsymmetrische Signal einen Gleichspannungsanteil erhalten, welcher die Hälfte der Versorgungsspannung beträgt. Dafür wird die abgewandelte Schaltung eines Subtrahierers wie in Abb. 3.2 verwendet, wie sie ähnlich auch auf dem Evaluationboard des LT5506 genutzt wird.

Mit $R_1 = R_3 \parallel R_4$ und $R_2 = R_5$ ergibt sich eine Gesamtverstärkung von $\alpha = 1$ bei einem Gleichspannungsanteil von $0,5 \cdot U_+$.

Die Ausgangsstufen des IQ-Demodulators LT5506 können laut Datenblatt [7] mit minimal 2 k Ω belastet werden. Bei der Dimensionierung der Schaltung 3.2 muss dies entspre-

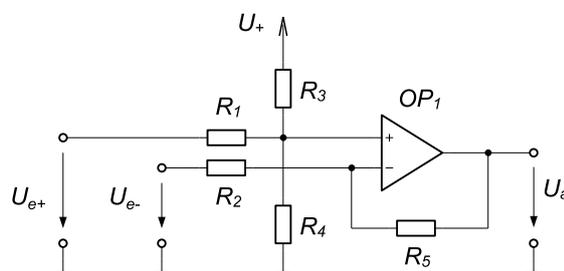


Abb. 3.2.: Abgewandelte Subtrahiererschaltung

3. Realisierung

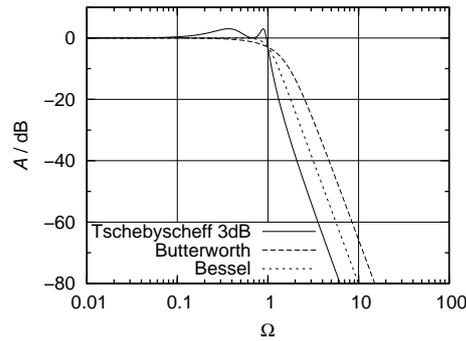


Abb. 3.3.: Filter 4. Ordnung: Tschebyscheff 3dB Welligkeit, Butterworth und Bessel

chend berücksichtigt werden. Für den nicht invertierenden Eingang ergibt sich:

$$Z_{in+} = R_1 + R_3 \parallel R_4$$

und für den invertierenden Eingang

$$Z_{in-} = R_2 + R_5$$

Der Einfachheit halber werden die Werte des Evaluationboards übernommen: $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ und $R_5 = 3 \text{ k}\Omega$. Damit werden mit $Z_{in+} = 2 \text{ k}\Omega$ und $Z_{in-} = 6 \text{ k}\Omega$ die vom Datenblatt geforderten Voraussetzungen eingehalten.

3.3.2. Aktive Filter

Es soll ein aktives Filter entworfen werden, das die restlichen Störsignale bedämpft, die durch den Sperrbereich des Zwischenfrequenzfilter dringen. Da diese Störsignale nach dem Heruntermischen auf eine Zielfrequenz von Null Hertz nur noch höherer Frequenz als das Nutzband sein können, wird ein Tiefpassfilter benötigt. Die Grenzfrequenz hierfür soll 10 kHz betragen, die Anforderungen aus der Aufgabenstellung wurden damit zwischenzeitlich korrigiert. Einerseits soll das Tiefpassfilter möglichst linear in Amplitudengang sein, andererseits aber auch möglichst steilflankig. Aus der letzten Anforderung ergibt sich ein Filter höherer Ordnung, z.B. 4. Ordnung. Aus Abb. 3.3 erkennt man, dass sich ein Butterworth-Filter als Kompromiss anbietet. Ein Filter 4. Ordnung kann aus zwei Teilfiltern 2. Ordnung aufgebaut werden.

Eine sehr einfache Variante mit wenigen Bauteilen stellt das Sallen-Key-Filter (Bild 3.4 auf S.31) für den Sonderfall Verstärkung $\alpha = 1$ dar. Hierbei handelt es sich um ein Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einem Operationsverstärker. Für $\alpha = 1$ entfallen die Widerstände R_3 und $(\alpha - 1)R_3$ und die Übertragungsfunktion lautet dann [12]:

$$A(s_n) = \frac{1}{1 + \omega_g C_1 (R_1 + R_2) s_n + \omega_g^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s_n^2} \quad (3.1)$$

Da die allgemeine Übertragungsfunktion eines Tiefpasses 2. Ordnung

$$A(s_N) = \frac{A_0}{1 + a_1 s_n + b_1 s_n^2} \quad (3.2)$$

3. Realisierung

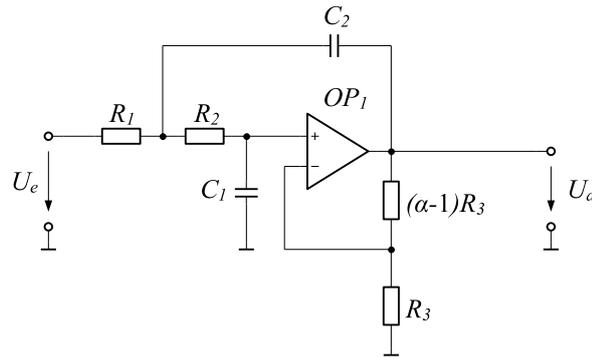


Abb. 3.4.: Sallen-Key-Filter

lautet, erhält man durch Koeffizientenvergleich und Vorgabe von C_1 und C_2

$$A_0 = 1$$

und

$$R_{1/2} = \frac{a_1 C_2 \mp \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2}}{4\pi f_g C_1 C_2} \quad (3.3)$$

Für reelle Widerstände ist dabei die Voraussetzung

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4b_1}{a_1^2}$$

Eine für das vorliegende Projekt ausreichend hohe Dämpfung und Filtersteilheit kann bereits mit der Reihenschaltung aus zwei OP-Filtern 2. Ordnung erzielt werden. Bei Serienschaltung von Filtern multiplizieren sich die Frequenzgänge der Einzelfilter, daher entsteht ein Gesamtfilter mit anderer Grenzfrequenz und Charakteristik. Die Koeffizienten der Einzelfilter müssen daher dem Gesamtfilter angepasst werden.

Im der Literatur findet man Tabellen, in denen die Polynome Filter höherer Ordnung bereits in Faktoren zerlegt wurden, z.B. [12]. Aus dieser Tabelle wurden auch die Koeffizienten für ein Butterworthtiefpass 4. Ordnung übernommen:

n	i	a_i	b_i	f_{g_i}/f_g	Q_i
4	1	1,8478	1,0000	0,719	0,54
	2	0,7654	1,0000	1,390	1,31

Für das erste Filter ergibt sich also:

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4}{1,8478^2} \quad \rightarrow \quad \frac{C_2}{C_1} \geq 1,1715$$

Gewählt wurden $C_1 = 3,3$ nF und $C_2 = 3,9$ nF, die Bedingung wird also eingehalten mit $C_2/C_1 = 1,18181$. Für die Widerstände ergeben sich nach Gl. 3.3 die Werte $R_1 = 4040 \Omega$

3. Realisierung

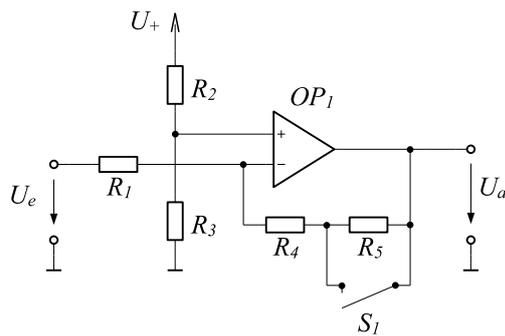


Abb. 3.5.: Invertierender Verstärker

und $R_2 = 4872 \Omega$. Gewählt werden aus der E24-Reihe die Werte $R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Analog dazu gibt es für das zweite Filter die Vorgabe:

$$\frac{C_2}{C_1} \geq \frac{4}{0,7654^2} \quad \rightarrow \quad \frac{C_2}{C_1} \geq 6,8278$$

Ausgewählt wurden $C_1 = 1,2 \text{ nF}$ und $C_2 = 8,2 \text{ nF}$, auch hier wird die Bedingung eingehalten mit $C_2/C_1 = 6,8333$. Zu den berechneten Widerstandswerten $R_1 = 4932 \Omega$ und $R_2 = 5220 \Omega$ werden aus der E24-Reihe $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 5,1 \text{ k}\Omega$ gewählt.

3.3.3. OP-Verstärkung

Nach der Tiefpassfilterung soll das entrauschte Signal nochmals verstärkt werden können. Dafür wird der Grundaufbau eines invertierender Verstärker benutzt und das Potential am +-Eingang des OPs bezieht sich auf das gleiche wie das des Signalumsetzers vor des Tiefpassfilters. Damit die Verstärkung variiert werden kann, werden in den Rückkopplungszweig zwei Widerstände verwendet, von denen einer mit Hilfe eines Analogschalters kurzgeschlossen werden kann. Diese Schaltung ist in Abb.3.5 dargestellt.

Für $S_1 = 0$ also Schalter offen gilt dann

$$U_a = -\left(U_+ \frac{R_3}{R_2 + R_3} - U_e\right) \frac{R_4 + R_5}{R_1} + U_+ \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

und für $S_1 = 1$ (Schalter geschlossen)

$$U_a = -\left(U_+ \frac{R_3}{R_2 + R_3} - U_e\right) \frac{R_4}{R_1} + U_+ \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Mit den Vereinfachungen $R_2 = R_3$ und $R_1 = R_4$ sowie $R_5 = 9R_4$ ergibt sich

$$U_a = -10\left(\frac{U_+}{2} - U_e\right) + \frac{U_+}{2} \quad \text{bzw.} \quad U_a = -U_e$$

Mit den Werten $R_1 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 91 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ wird dies annähernd erfüllt.

3.3.4. Zwischenfrequenzfilter

Verwendet werden sollen Zwischenfrequenzfilter für 45 MHz. Bei dieser Frequenz ist für eine schmalbandige Filterung der Einsatz von Quarzfiltern üblich, da sie eine hohe Güte und Frequenzgenauigkeit besitzen. Ausgewählt wurde das zweipolige Filter ECS-96SMF45A30 mit einer Bandbreite von 30 kHz aufgrund der SMD-Bauform und der einfachen Verfügbarkeit.

Laut Datenblatt erfordert dieses Filter an Ein- und Ausgängen eine Impedanz von $1,2\text{ k}\Omega$ parallel zu $1,8\text{ pF}$. Eine Fehlanpassung führt bei Quarzfiltern zu einer deutlich veränderten Charakteristik im Durchlassbereich hinsichtlich Mittenfrequenz und Welligkeit. Entsprechende Anpassungen an den Ein- und Ausgängen der Bauteile sind also zwingend notwendig.

Zwischen dem Mischerausgang QMXO und dem Eingang QAIN des Basisbandverstärker des AD8347 ist das erste Filter vorgesehen. Der Mischerausgang hat einen Impedanz von $R_{i1} = 3\ \Omega$, der Eingang des Basisbandverstärkers ist hochohmig mit $R_{i2} = 1\text{ M}\Omega$ parallel zu $C_{i2} = 3\text{ pF}$.

Die Anpassung am Filtereingang erfolgt also unter Vernachlässigung von R_{i3} in einfacher Form über einen Serienwiderstand $R_1 = 1,2\text{ k}\Omega$ und einer parallelen Kapazität $C_1 = 1,8\text{ pF}$. Bei der Anpassung am Filterausgang sind dagegen zusätzliche Parameter zu berücksichtigen.

Der Eingang des Basisbandverstärkers benötigt zusätzlich die Offsetspannung V_{ref} . Da das Filter die vorhandene Offsetspannung des Mischerausgangs nicht überträgt, muss sie nach dem Filter wieder eingespeist werden. Die Offsetspannung wird vom AD8347 an einem Pin zur Verfügung gestellt und kann so über einen Widerstand R_3 dem Basisbandverstärker zugeführt werden.

Die Offsetspannung wird wie im Datenblatt empfohlen mit einem 100 nF Blockkondensator C_3 gestützt. Die Impedanz dieser Spannungsquelle ist im Datenblatt leider nicht angegeben und wird vereinfacht mit einer Parallelschaltung eines Widerstandes R_{i3} und einer Kapazität C_{i3} angenommen.

Um zu verhindern, dass die Offsetspannung über den Anpasswiderstand des Filters einen Spannungsteiler bildet, wird eine Serienkapazität C_2 verwendet.

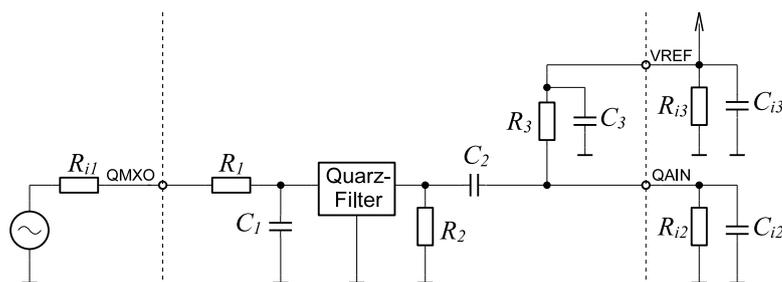


Abb. 3.6.: Ersatzschaltbild für die Filteranpassung

Da der Innenwiderstand R_{i3} mit $3\ \Omega$ klein genug gegenüber dem geforderten Anpasswiderstand von $1200\ \Omega$ ist, kann er wie schon beschrieben vernachlässigt werden.

Das Ersatzschaltbild lässt sich weiter vereinfachen wenn man die die Impedanzen bei der Zwischenfrequenz von 45 MHz betrachtet. Der Blockkondensator C_3 mit einer Kapazität

3. Realisierung

von 100 nF ist hier niederohmig

$$Z_{C_3} = \frac{1}{j2\pi f C_3} = -j35 \text{ m}\Omega$$

und kann als Kurzschluss gegen Masse betrachtet werden. Die Impedanz der Offsetspannungsquelle kann daher ebenfalls vernachlässigt werden und fällt heraus.

Da der Widerstand R_3 mit 1,2 k Ω gewählt wird, muss der parallele Innenwiderstand $R_{i2} = 1 \text{ M}\Omega$ auch nicht mehr berücksichtigt werden. Außerdem kann R_2 dann entfernt werden, da die Funktion des Filterwiderstand von R_3 übernommen wird. Damit kann aber auch C_2 entfallen, da ja kein Gleichspannungsanteil mehr abgekoppelt werden muss. Die Anpassung des ZF-Verstärkerausgangs an das Filter kann nun über eine Spule L_1 parallel zu R_3 vorgenommen werden.

Dies führt zu folgendem vereinfachtem Ersatzschaltbild

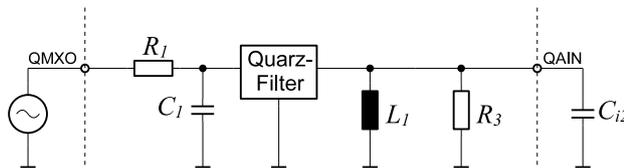


Abb. 3.7.: Vereinfachtes Ersatzschaltbild für die Filteranpassung bei 45 MHz

Da die geforderte Impedanz am Filterausgang bei 45 MHz

$$Z_{Filter} = \frac{1}{\frac{1}{1200 \Omega} + j2\pi f 1,8 \text{ pF}} = (874 - j533) \Omega$$

liegen soll, lässt sich nun über

$$Z_{Filter} = \frac{1}{\frac{1}{1200 \Omega} + j2\pi f 1,8 \text{ pF} + j2\pi f C_{i2} + \frac{1}{j2\pi f L_1}} = (874 - j533) \Omega$$

der Wert für L_2 berechnen:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot C_{i2}} = 4,17 \mu\text{H}$$

Hier wird der nächste vorhandene Wert verwendet mit $L_1 = 4,7 \mu\text{H}$.

Das zweite Filter sitzt zwischen Ausgang des ZF-Verstärkers des Abwärtsmischers und dem Eingang des IQ-Demodulators. Da sowohl Ausgang als auch Eingang differentielle Signale sind, müssen diese erst in einseitige (engl. *single ended*) Signale transformiert werden. Dafür werden Baluns verwendet. Da der Ausgang des ZF-Verstärkers nach Datenblatt [1] für hohe Impedanzen in der Größenordnung 10 k Ω ausgelegt ist, wird die Belastung durch den Filter also mit einem 1:4 Balun hochtransformiert. Werden die üblichen 1,2 k Ω Widerstände auf beiden Seiten des Filters angenommen, „sieht“ der ZF-Verstärker im Durchlassbereich des Filters also 9,6 k Ω . Da für den Ausgang des ZF-Verstärkers eine niedrige Impedanz angenommen wird, die aus Filtersicht noch heruntertransformiert wird, wird als Widerstand zwischen Balun und Filter 1,2 k Ω eingesetzt.

3. Realisierung

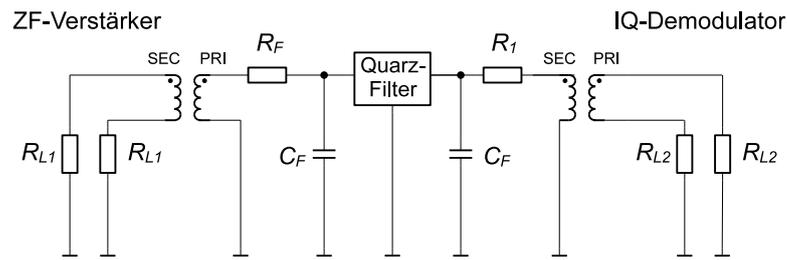


Abb. 3.8.: Ersatzschaltbild der Anpassung des 2. ZF-Filters

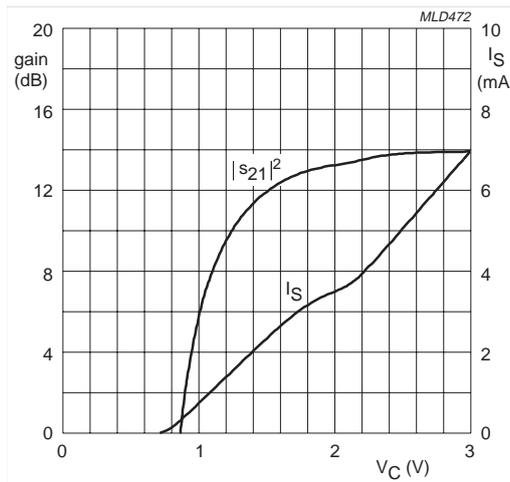


Abb. 3.9.: Einfügungsverstärkung und Stromaufnahme gegenüber der Steuerspannung bei $U_{LNA} = 3$ V, $f = 1,9$ GHz aus dem Datenblatt [11]

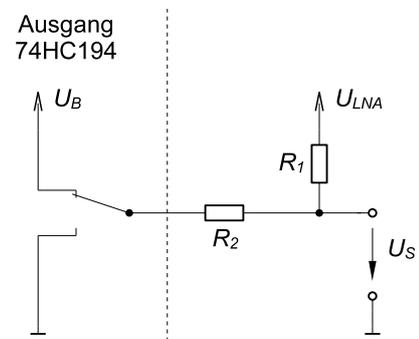


Abb. 3.10.: Ansteuerung der LNA mittels Spannungsteiler

Der Eingang des IQ-Demodulators hat nach Datenblatt [7] eine differentielle Impedanz von 200Ω . Diese lassen sich mit einem 1:4 Balun auf 800Ω hochtransformieren, so dass zwischen Filter und Balun des IQ-Demodulators nur noch 400Ω eingefügt werden müssen, damit der Filter seine benötigte Impedanz erhält. Gewählt werden hier 390Ω . Auf beiden Seiten des Filters werden die benötigten Filterkapazitäten eingefügt. Die entsprechende Schaltung ist in Abb. 3.8 dargestellt.

3.3.5. Digitale Verstärkungsansteuerung

Hier wird gezeigt wie mit den digitalen Signalen die analogen Steuerspannungen erzeugt werden.

3.3.5.1. Ansteuerung des rauscharmen Vorverstärkers BGA2012

Aus dem Datenblatt des rauscharmen Vorverstärkers [11] wurde die in Abb. 3.9 dargestellte Verstärkungskennlinie in Abhängigkeit von der Steuerspannung für eine Betriebsfrequenz $f = 1,9$ GHz entnommen.

3. Realisierung

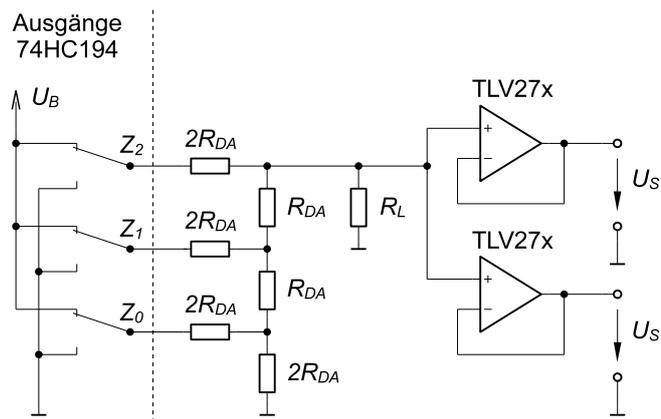


Abb. 3.11.: Umsetzung der digitalen Steuersignale Z_i in eine analoge Steuerspannung U_S über ein R-2R-Netzwerk mit nachgeschaltetem Impedanzwandler

Es wird angenommen, dass sich für eine Frequenz $f = 2,4$ GHz und eine Versorgungsspannung $U_{LNA} = 3,3$ V die Kennlinie ähnlich verhält. Aus Abb. 3.9 lässt sich erkennen dass für eine Steuerspannung $U_{S_{max}} = U_{LNA}$ die maximale Verstärkung erzielt wird. Die Verstärkung steigt gegenüber der Steuerspannung sehr steil an, so dass es schwierig ist, einen definierten Arbeitspunkt geringer Verstärkung zu finden. Gewählt wird zunächst $U_{S_{min}} = 1$ V.

Die beiden Steuerspannungen lassen sich recht einfach über einen Spannungsteiler realisieren, der mit einer Seite an Versorgungsspannung der LNA und mit der anderen Seite an einen Ausgangs des Verstärkungsregisters angeschlossen ist. Die Steuerspannung wird gezeigt in der Mitte des Spannungsteilers abgegriffen. Bei hinreichend kleinen Strömen² gilt dann das vereinfachte Ersatzschaltbild in Abb. 3.10. Verwendet man für das Register eine Betriebsspannung so groß wie die der LNA ($U_B = U_{LNA}$), erhält unter Vorgabe von $R_1 = 68$ k Ω

$$R_2 = \frac{R_1}{\frac{U_B}{U_{S_{min}}} - 1} = 29,57 \text{ k}\Omega$$

Mit dem nächstliegenden Wert aus der E24-Reihe für $R_2 = 30$ k Ω erhält man für $U_{S_{min}} = 1,01$ V eine ausreichend genaue Spannung.

3.3.5.2. Ansteuerung des IQ-Demodulators LT5506

Die Verstärkung des IQ-Demodulators wird laut Datenblatt [7] über eine Eingangsspannung im Bereich von 0 V - 1,7 V geregelt. Diese Steuerspannung wird mit einem 3-Bit-DA-Umsetzer erzeugt, dieser kann als einfaches R2R-Netzwerk an den Ausgängen des Verstärkungsregisters realisiert werden sofern die entnommenen Ströme klein genug sind und damit die Ausgänge vernachlässigbar gering belastet werden. Als Ausgangstreiber werden dann zwei Operationsverstärker eingesetzt. Das Ersatzschaltbild ist in Abb. 3.11 dargestellt.

In [12] wird gezeigt dass bei einer binär codierte Zahl

$$Z = Z_0 \cdot 2^0 + Z_1 \cdot 2^1 + Z_2 \cdot 2^2 + \dots + Z_n \cdot 2^n$$

²Auch wenn dies vom Hersteller nicht mehr garantiert wird, haben Erfahrungen mit anderen Bausteinen der HC-Serie gezeigt, dass Ausgangsströme im Bereich von 200 μ A keinen nennenswerten Einfluss auf die Ausgangsspannung haben und diese vernachlässigbar kleiner ist als die Betriebsspannung.

3. Realisierung

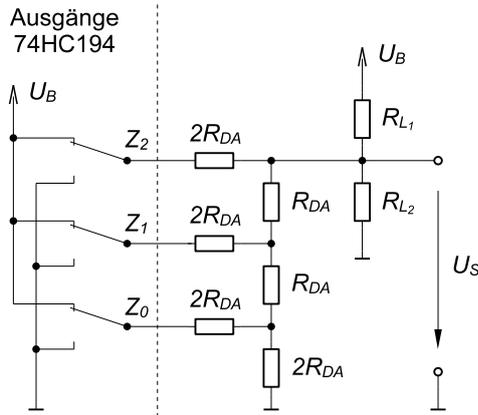


Abb. 3.12.: Erweiterung des Umsetzers für eine Steuerspannung $U_{S_{min}} > 0$ bei $Z = 0$.

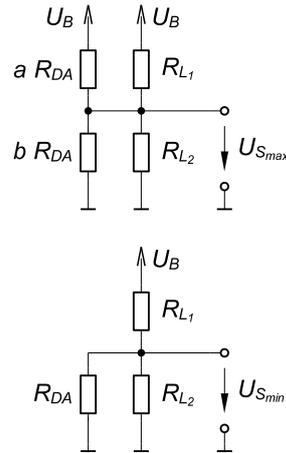


Abb. 3.13.: Ersatzschaltbilder Umsetzers für $U_{S_{min}}$ und $U_{S_{max}}$

für ein R-2R-Leiternetzwerk mit n Stufen sich für das belastete Netzwerk die folgende Ausgangsspannung ergibt:

$$U_S = U_B \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{DA}} \cdot \frac{Z}{2^{n+1}} \quad (3.4)$$

Gewählt wird $R_{AD} = 18 \text{ k}\Omega$, damit erhält man für $2R_{AD} = 36 \text{ k}\Omega$ einen Wert aus der E24-Reihe. Die Betriebsspannung soll $U_B = 3,3 \text{ V}$ betragen, da die Eingangssignale des Registers mit diesem Pegel arbeiten. Gl. 3.4 aufgelöst nach R_L ergibt unter Vorgabe von $n = 2$ und $Z = 2^{n+1} - 1$ sowie $U_S = 1,7 \text{ V}$

$$R_L = \frac{R_{AD}}{\frac{U_B}{U_S} \cdot Z 2^{n+1} - 1} = 25,77 \text{ k}\Omega$$

Aus der E24-Reihe wird wegen der Parallelschaltung mit dem R-2R-Netzwerk mit $R_L = 27 \text{ k}\Omega$ der nächstgrößere Wert ausgesucht. Damit wird nach Gl. 3.4 eine maximale Ausgangsspannung $U_S = 1,733 \text{ V}$ erreicht. Die Auflösung des DA-Umsetzers beträgt damit

$$\Delta U_S = U_B \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{DA}} \cdot \frac{1}{2^{n+1}} = 247,5 \text{ mV}$$

Da die Verstärkungskennlinie gegenüber der Steuerspannung nach Datenblatt [7] eine Steigung von 43 dB/V aufweist, erhält man eine Verstärkungsauflösung von 10,64 dB.

3.3.5.3. Ansteuerung des Abwärtsmischers AD8347

Die Verstärkung des Abwärtsmischers AD8347 wird wie auch beim IQ-Demodulator über eine Steuerspannung eingestellt. Der sinnvolle Eingangsbereich der Steuerspannung wird laut Datenblatt [1] begrenzt durch $U_{S_{min}} = 0,2 \text{ V}$ und $U_{S_{max}} = 1,2 \text{ V}$. Wie beim IQ-Demodulator soll die Steuerspannung über einen 3-Bit-DA-Umsetzer mit nachgeschalteten Impedanzwandlern erzeugt werden. Da $U_{S_{min}}$ jedoch größer als 0 V ist wird der kleinste Wert des DA-Umsetzers bei $Z = 0$ unbrauchbar. Soll der nächste Wert bei $Z = 1$ dann $U_a = U_{S_{min}} = 0,2 \text{ V}$ erreichen, ergibt sich für $Z = 7$ eine Ausgangsspannung von $U_a = 1,4 \text{ V}$. Somit wäre auch

3. Realisierung

der höchste Wert nicht verwendbar. Um den DA-Umsetzer für Bereiche zu nutzen, bei denen für $Z = 0$ eine Ausgangsspannung größer als 0 V erzeugt wird, muss wie Abb. 3.12³ gezeigt am Ausgang des R - $2R$ -Netzwerks ein Widerstand gegen U_B hinzugefügt werden.

Da der Innenwiderstand des R - $2R$ -Netzwerks immer den konstanten Wert R hat [12], muss also für das Erstschaltbild von $U_{S_{max}}$ gelten:

$$\frac{a \cdot R_{DA} \cdot b \cdot R_{DA}}{a \cdot R_{DA} + b \cdot R_{DA}} = R_{DA} \quad \text{bzw.} \quad \frac{a \cdot b}{a + b} = 1 \quad (3.5)$$

Für einen unbelasteten Umsetzerausgang ($R_1 = \infty$ und $R_2 = \infty$) muss nach Gl. 4.3 aber auch die Bedingung

$$U_{S_{max}} = U_B \cdot \frac{2^{n+1} - 1}{2^{n+1}}$$

erfüllt werden. Dies führt für den unbelasteten Fall über

$$U_{S_{max}} = U_B \cdot \frac{b \cdot R_{DA}}{a \cdot R_{AD} + b \cdot R_{AD}}$$

mittels Koeffizientenvergleich zu

$$\frac{b}{a + b} = \frac{2^{n+1} - 1}{2^{n+1}} \quad (3.6)$$

Für einen 3-Bit-DA-Umsetzer ist $n = 2$, damit ergibt sich für Gl. 3.6

$$\frac{b}{a + b} = \frac{7}{8} \quad \text{bzw.} \quad b = 7a$$

Dies lässt sich in Gl. 3.5 einsetzen, man erhält

$$a = \frac{8}{7} \quad \text{und} \quad b = 8$$

Für den belasteten Fall lassen sich aus den Ersatzschaltbildern für $U_{S_{min}}$ und $U_{S_{max}}$ in Abb.3.13 die Gleichungen

$$U_{S_{max}} = U_B \cdot \frac{\frac{b \cdot R_{DA} \cdot R_{L_2}}{b \cdot R_{DA} + R_{L_2}}}{\frac{b \cdot R_{DA} \cdot R_{L_2}}{b \cdot R_{DA} + R_{L_2}} + \frac{a \cdot R_{DA} \cdot R_{L_1}}{a \cdot R_{DA} + R_{L_1}}} \quad (3.7)$$

und

$$U_{S_{min}} = U_B \cdot \frac{\frac{R_{DA} \cdot R_{L_2}}{R_{DA} + R_{L_2}}}{R_{L_1} + \frac{R_{DA} \cdot R_{L_2}}{R_{DA} + R_{L_2}}} \quad (3.8)$$

ableiten. Durch Auflösen von Gl. 3.7 nach

$$R_{L_2} = \frac{R_{L_1} \cdot R_{DA}}{R_{DA} \cdot \left(\frac{U_B}{U_{S_{max}}} - 1 \right) + R_{L_1} \cdot \left(\frac{1}{a} \cdot \frac{U_B}{U_{S_{max}}} - 1 \right)} \quad (3.9)$$

³Auf die Darstellung der nachgeschalteten Impedanzwandler wurde hier verzichtet

3. Realisierung

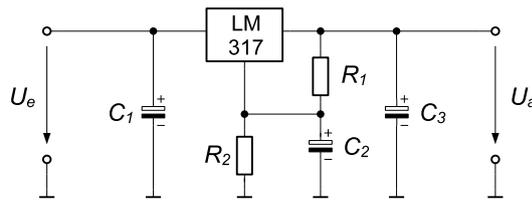


Abb. 3.14.: linearer Spannungsregler LM317 mit Kondensatoren

und Einsetzen in Gl. 3.8 kommt man über Umformungen zu

$$R_{L1} = a \cdot R_{DA} \cdot \left(\frac{U_{S_{max}}}{U_{S_{min}}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

Damit erhält man mit $R_{DA} = 18 \text{ k}\Omega$ den Wert $R_{L1} = 102,86 \text{ k}\Omega$ und über einsetzen in Gl. 3.9 dann $R_{L2} = 10,51 \text{ k}\Omega$. Die nächstliegenden Werten aus der E24-Reihe für $R_{L1} = 100 \text{ k}\Omega$ und $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$ führen zu $U_{S_{min}} = 199 \text{ mV}$ und $U_{S_{max}} = 1,168 \text{ V}$. Die Auflösung beträgt hier

$$\Delta U_S = \frac{U_{S_{max}} - U_{S_{min}}}{2^{n+1} - 1} = 138,4 \text{ mV}$$

Der über die Steuerspannung regelbare Dynamikbereich des AD8347 umfasst nach Datenblatt [1] 69,5 dB, die Einstellungsauflösung ist damit etwas geringer als 9,93 dB, da $U_{S_{max}}$ geringfügig kleiner ist als der maximale Wert von 1,2 V.

3.3.5.4. Ansteuerung der OP-Verstärkung

Für die Einstellung der Verstärkung des letzten OPs wird der Steuereingang des Anlogschalters direkt an einen Registerausgang angeschlossen. Die Berechnungen zur OP-Verstärkungen wurden bereits in 3.3.3 erläutert.

3.4. Design und Layout

Die Entwicklung der Platine entstand mit dem Layoutprogramm EAGLE. Dieses ist ein recht weit verbreitetes Werkzeug, die meisten Leiterplattenhersteller können die Ausgangsdaten im Gerber-Format problemlos verarbeiten.

3.4.1. Spannungsversorgungen

Auch wenn alle ausgewählten Bauteile mit einer Versorgungsspannung von 3 V arbeiten könnten, wird für diesen Prototypen versucht, größtmögliche Variabilität zu erhalten. Daher bekommen die unterschiedlichen Bauteilgruppen ihre eigene Spannungsversorgung, die jeweils einstellbar ist. Hierfür werden Standard-Linear-Regler vom Typ LM317 verwendet, die über ein Widerstandsverhältnis in ihrer Ausgangsspannung verändert werden können. Die Ausgangsspannung wird nach dem Datenblatt [9] über

$$U_e = U_{ref} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{Adj} \cdot R_2$$

3. Realisierung

bestimmt, wobei $U_{ref} = 1,25 \text{ V}$ gilt und $I_{Adj} = 50 \mu\text{A}$. Da Linearregler die Ausgangsspannung schaltungsbedingt sehr viel Energie in Wärme umsetzen, wird die Eingangsspannung von 12 V zunächst mit einer leistungsstarken Variante des LM317 auf $7,6 \text{ V}$ herabgesetzt, bevor die Spannungsregler der Bauteilgruppen ihrerseits die benötigten Ausgangsspannungen erzeugen. Bei Vorgabe von $R_1 = 240 \Omega$ erhält man

$$R_2 = \frac{U_a - U_{ref}}{\frac{U_{ref}}{R_1} + I_{Adj}} = 1208 \Omega$$

Gewählt wird aus der E24-Reihe $R_2 = 1200 \text{ ohm}$.

Für die Aufteilung der Schaltung werden beide Kanäle zusammen betrachtet, die Spannungsversorgung für eine Bauteilgruppe bedient also immer die entsprechenden Bereiche beider Kanäle. Die Gesamtschaltung wird in fünf Bereiche aufgeteilt:

- rauscharmer Vorverstärker
- Abwärtsmischers mit Zwischenfrequenzfiltern
- IQ-Demodulator
- Aktive Filter mit Operationsverstärker
- Digitalbereich mit Registern und Quarzoszillator

Alle Bereiche werden zunächst auf $3,3 \text{ V}$ eingestellt, damit ergibt sich unter Vorgabe von $R_1 = 240 \Omega$ für $R_2 = 390 \Omega$

3.4.2. Platinaufteilung

Die Erstellung eines Layouts für den Zweikanal-Empfänger wird durch die vorgegebenen Abmessungen mit dem eingeschränkten Platzangebot durchaus komplex. Um dieses zu vereinfachen, wird zunächst eine sinnvolle Platinaufteilung vorgenommen.

3.4.2.1. Layerbelegung

Bei der Erstellung eines Layouts ist es sinnvoll, vorher die Art der zu führenden Signale und die daraus entsprechenden Anforderungen zu bestimmen. Da im Empfänger fast ausschließlich analoge Signale verarbeitet werden, die nach Möglichkeit nunbeeinflusst bleiben sollen, wird versucht sich einander störende Signale räumlich voneinander zu trennen.

Die Platinenoberseite (engl. *Top-Layer*) wird für den analogen Signalbereich verwendet, dies gilt sowohl für die entsprechenden Bauteile als auch für die Leitungsführung. Darunter in wird in der zweiten Lage (*Layer 2*) eine für die entsprechenden Bereiche geschlossene Massefläche gelegt. Die dritte Lage (*Layer 3*) wird doppelt genutzt, zum einen wird hier die Spannungsversorgung für die entsprechenden Bereiche als Fläche realisiert, zum anderen können hier verschiedene Leitungen zum Entflechten geführt werden. Auf der Unterseiten der Platine (*Bottom Layer*) werden die Bauteile für die Spannungsversorgungen platziert. Der Quarzoszillator, der am meisten Störungen der analogen Signale verursachen könnte, wird ebenfalls auf die Unterseite gesetzt. Diese Aufteilung ist in Abb. 3.15 schematisch dargestellt.

3. Realisierung

Lage	Füllfläche	Signale	Bauteile
Top-Layer	Masse	Analog	Analog/ Digital
Layer 2	Masse	keine	
Layer 3	Spannungsversorgung	Analog/ Digital	
Bottom-Layer	Masse	Digital	Quarzoszillator/ Linear-Regler

Abb. 3.15.: Schematische Darstellung der Lagenbelegung

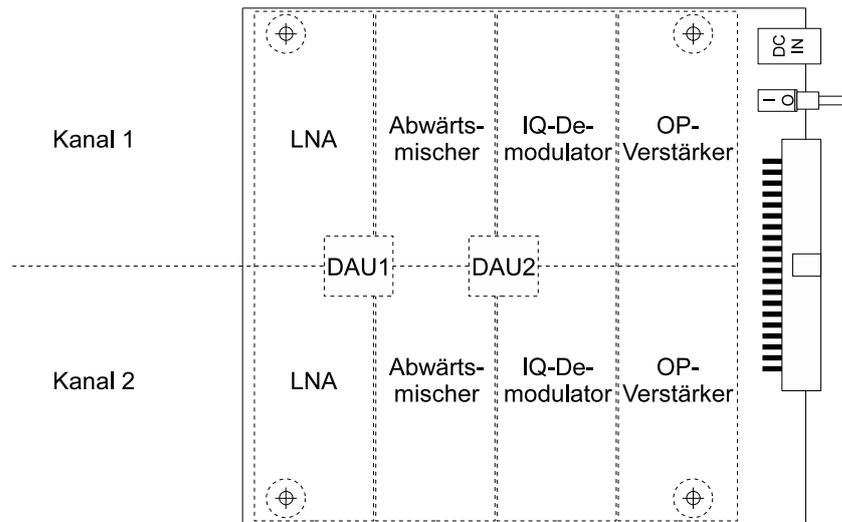


Abb. 3.16.: Räumliche Aufteilung der Bereiche und Kanäle auf der Platinenoberseite

3.4.2.2. Platzierungskonzept

Die Raumaufteilung der Platine richtet sich im wesentlichen nach der Reihenfolge der Bereich im Signalweg sowie der der Kanäle. Die für beide Kanäle notwendige gemeinsame Verstärkungsteuerung über Digital-Analog-Umsetzer (DAU) wird in der Mitte der jeweiligen Bereiche platziert. Die Aufteilung der Platinenoberseite ist in Abb. 3.16 dargestellt.

Auf der Platinen-Unterseite wird der Pfad der Spannungsversorgung an der Seite des Schalters zu den jeweiligen Bereichen geführt. Der Quarzoszillator wird auf der Platinenunterseite in der Mitte des IQ-De-modulatorbereichs gesetzt.

Da die beiden Empfangskanäle weitgehend identisch sein sollen, wird zunächst das Layout für einen Kanal erstellt und dieses anschließend für den zweiten Kanal kopiert bevor das Layout mit den restlichen Komponenten vervollständigt wird.

3.4.3. Hochfrequenzpfad auf der Platine

Für das Layout wurden die Parameter für den Hochfrequenzpfad vorgegeben. Aus Erfahrungen mit vorherigen Prototypen wird $\epsilon_r = 5$ vorausgesetzt. Verwendet werden sollen Mikrostreifenleitungen mit einer Leiterbahnbreite von 850 μm . Der Querschnitt einer Mikrostri-

3. Realisierung

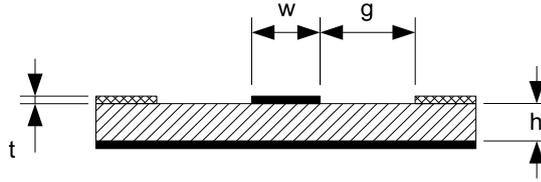


Abb. 3.17.: Querschnitt eines Mikrostreifenleiters. Dabei sind w : Breite des Leiters, h : Dicke des Substrats, t : Metallisierungsdicke bezeichnet, die Dicke des Substrats mit h , g : Abstand Leiter zu umgebender Massefläche (Betrachtung als koplanarer Leiter)

fenleiterbahn ist in Abb. 3.17 dargestellt. Die Voraussetzungen beruhen auf den Berechnungen für Mikrostreifenleitungen auf Platinen [8] nach Wheeler für einen Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ [3]. Hiernach gilt

$$Z_L \approx \frac{Z_0}{2\pi \sqrt{2(1 + \epsilon_r)}} \ln \left(1 + \frac{4h}{w_{eff}} \left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{eff}} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{eff}} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2}} \right) \right) \quad (3.11)$$

wobei w_{eff} die effektive Leitungsbreite angibt, in der bereits ein Korrekturfaktor für die Dicke der Metallisierung enthalten ist. Diese berechnet sich

$$w_{eff} = w + t \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2\pi} \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1}{\pi} \frac{1}{\frac{w}{t} + \frac{10}{11}}\right)}} \right) \quad (3.12)$$

Mit den Vorgaben erhält man hierüber $Z_L = 49,96 \Omega$. Zwar gilt diese Näherung mit guter Genauigkeit wegen der Frequenzabhängigkeit von ϵ_r nur bis etwa

$$f_{\approx max} = 0,04 \cdot \frac{Z_L}{h} \cdot 10^9 \frac{\text{m}}{\Omega\text{s}} = 2,35 \text{ GHz}$$

es zeigen sich allerdings nur marginale Änderungen bei der Simulation mit TXLINE von AWR (s. Abb. 3.18 auf S. 43), welches genauere Näherungen unter Berücksichtigung der Übertragungsfrequenz durchführt. Hier erhält man mit den Vorgaben $Z_L = 50,01 \Omega$.

Die Simulationen für den vorhandenen Lagenaufbau mit TXLINE zeigen auch, dass der Abstand einer umgebenden Massefläche zum Leiter einen Abstand $g \geq 2h$ aufweisen sollte, da sonst das Verhalten als koplanare Leitung einen spürbaren Einfluss auf den Wellenwiderstand hat.

3. Realisierung

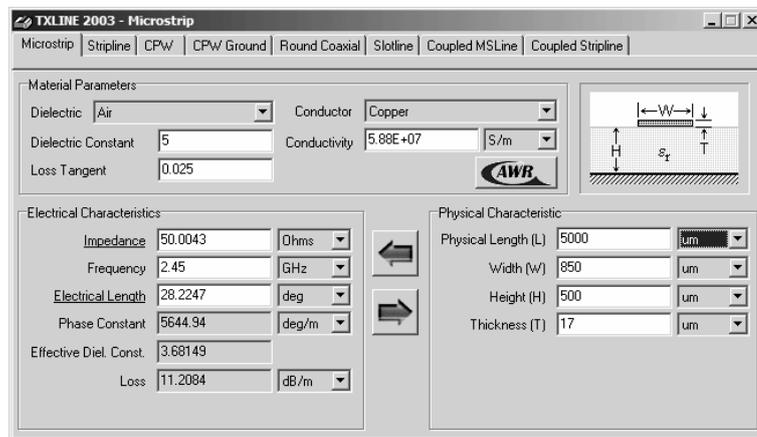


Abb. 3.18.: Simulation mit TXILINE für die vorgegeben Werte

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Die einzelnen Teile der Schaltung werden auf ihre Funktion überprüft. Für den Hochfrequenzpfad wird dabei besonders auf die Anpassung geachtet. Um die Auswirkungen von Impedanzabweichungen gering zu halten, wird ein Reflektionsfaktor von

$$|r| = \frac{Z - Z_W}{Z + Z_W} \leq 0,1$$

mit $Z_W = 50 \Omega$ angestrebt bzw. ein Leistungsübertragungsfaktor von

$$k_P = 1 - |r|^2 \geq 0,99$$

Damit ist der Verlust an Übertragungsleistung kleiner als 0,05 dB und kann vernachlässigt werden. Ein weiteres Kriterium des Hochfrequenzbereichs liegt im nichtlinearen Verhalten, das die Empfangsdynamik beeinträchtigen kann.

Im Zwischenfrequenzpfad wird versucht, ein möglichst ideales Verhalten der ZF-Filter zu erzielen, also symmetrisches Verhalten zur ZF-Frequenz im Durchlassbereich sowie eine geringe Welligkeit.

Da die beiden Empfängerkanäle weitgehend identisch sind, wird in dieser Arbeit nur ein Kanal intensiv untersucht. Die Vorgehensweise zum Testen des zweiten Kanals ist aber identisch wie beim ersten.

4.1. Hochfrequenzfilter 2450BP18C100B

Für das Hochfrequenzfilter werden Ein- und Ausgangsimpedanz überprüft und gegebenenfalls angepasst und das Bandpassverhalten sowie die Einfügungsdämpfung mit dem Datenblatt [6] verglichen.

4.1.1. Anpassung

Das Filter wird auf die Platine aufgelötet und anschließend mit einem Netzwerkanalysator vermessen. Für den Eingang des Filters wird für $f = 2449$ MHz eine Impedanz von $Z_e = (55,47 + j11,92) \Omega$ ermittelt und für den Ausgang $Z_a(50,90 + j5,07) \Omega$.

Während der Ausgang bereits einen akzeptablen Reflektionsfaktor von $|r_a| = 0,05$ aufweist, muss die Eingangsimpedanz noch angepasst werden, da $|r_e| = 0,124$ noch zu groß ist. Für eine ausreichende Anpassung wird lediglich ein Widerstand $R_P = 470 \Omega$ parallel zum Filter eingesetzt, der rechnerisch zu einer Eingangsimpedanz von

$$Z_{e_{rech}} = \frac{Z_e \cdot R_P}{Z_e + R_P} = (49,83 + j9,53) \Omega$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

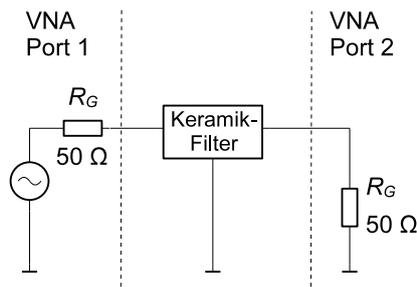


Abb. 4.1.: Schaltbild zur Messung der Ein- und Ausgangsimpedanzen

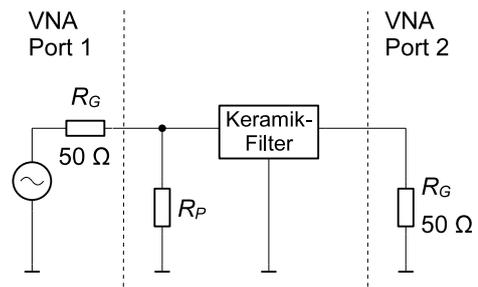


Abb. 4.2.: Schaltbild mit parallelen Anpasswiderstand R_P

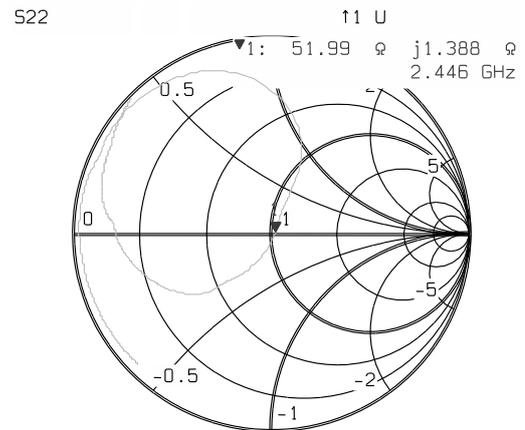
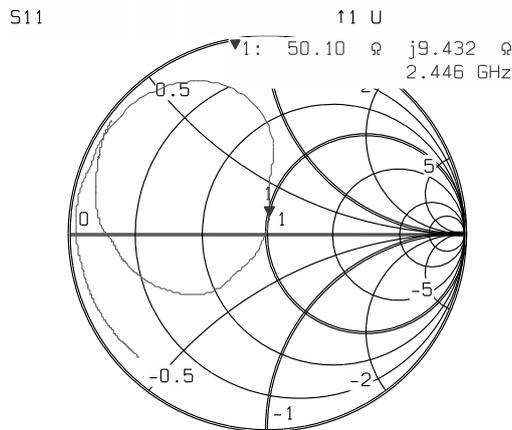


Abb. 4.3.: Gemessene Ein- und Ausgangsimpedanzen des HF-Filter nach Anpassung

und einem ausreichendem Reflektionsfaktor von $|r_{e_{rech}}| = 0,095$ führt. Die gemessenen realen Werte aus Abb. 4.3 entsprechen mit $Z_{e_{real}} = (50,1 + j9,43) \Omega$ und $|r_{e_{real}}| = 0,094$ erstaunlich gut den Erwartungen. Durch die Anpassung ändert sich auch die Ausgangsimpedanz geringfügig auf $Z_{a_{real}} = (51,99 + j1,39) \Omega$ und der Reflektionsfaktor verbessert sich auf $|r_{a_{real}}| = 0,024$.

4.1.2. Filtercharakteristik

Für das angepasste Filter wird die Übertragungscharakteristik gemessen, als Vergleich dient die Filterkurve aus dem Datenblatt [6]. Wie man in Abb. 4.4 und 4.5 sehen kann, wird das grundlegende Verhalten des Filters bestätigt. Allerdings weichen die Filterkurven im Bereich von 1,2 GHz bis 2,2 GHz deutlich voneinander ab. Die gemessenen Dämpfung oberhalb von 2,6 GHz ist zudem niedriger als im Datenblatt angegeben. Der relevante Frequenzbereich der Mobiltelefone bei 1,9 GHz wird jedoch gut unterdrückt. Die Einfügungsdämpfung beträgt 1,84 dB bei 2,46 GHz und bleibt damit unter der maximalen Grenze von 2 dB des Datenblatts.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

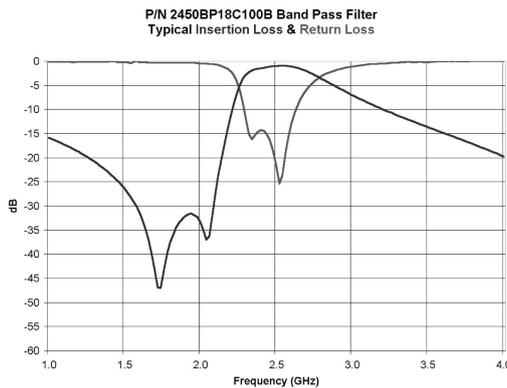


Abb. 4.4.: Durchlasskurve des HF-Filters aus dem Datenblatt [6]

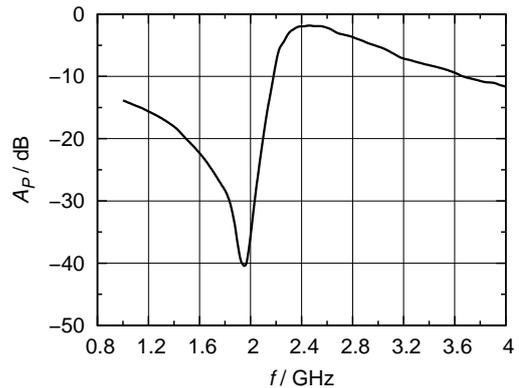


Abb. 4.5.: Gemessene Durchlasskurve des HF-Filters

4.2. Rauscharmer Verstärker BGA2012

Der rauscharme Verstärker (engl. *Low Noise Amplifier, LNA*) BGA2012 von NXP (ehemals Philips Semiconductors) wird als kritischster Teil des Empfängers angesehen. Aufgrund der kurzen Wellenlänge von 12,5 cm bei 2,4 GHz ist eine gute Anpassung erforderlich, um Reflektionen und damit verbundene Verluste zu vermeiden. Die LNA hat zudem entscheidenden Einfluss auf das Gesamtrauschverhalten und den Dynamikbereich, da sie als erste Stufe im Empfänger alle nachfolgenden beeinflusst.

Da sich mittlerweile erhebliche Probleme mit der Schaltbarkeit der identisch aufgebauten LNA auf der Vorgängerplatine ISIDOR ergeben haben, soll die Schaltmöglichkeit hier nicht mehr genutzt werden. Da zudem ein relativ hoher Interceptpunkt erwartet wird, sollte es zudem möglich sein, den geforderten Dynamikbereich ohne Schaltmöglichkeit zu erreichen.

4.2.1. Anpassung

Zunächst wird die im Anwendungshinweis empfohlene Konfiguration wie in Abb. 4.6 dargestellt mit einem vektoriellen Netzwerk-Analysator (VNA) untersucht. Die ermittelten Parameter für $Z_{S11} = 40,69 + j14,28 \Omega$ und $Z_{S22} = 49,11 - j20,21 \Omega$ für die Mittenfrequenz 2,45 GHz zeigen die noch unzureichende Anpassung auf.

Für die Anpassung der Eingangsseite lassen sich keine sinnvollen Berechnungen anstellen, da die Bias-Schaltung in der LNA nicht bekannt ist und diese die Eingangs-Impedanz stark beeinflusst. Daher wird die Eingangs-Impedanz experimentiell angepasst.

Es wurde versucht, die Impedanz zuerst in den reellen Bereich zu führen, indem die Eingangskapazität C_1 verringert wird. Dabei wurde beobachtet, dass der reale Anteil der Eingangs-Impedanz immer kleiner wird. Erst bei gleichzeitiger kleiner werdender Induktivität L_1 wurde eine zufriedenstellende Anpassung erreicht. Die Eingangs-Impedanz der Schaltung beträgt für $C_1 = 2,2 \text{ pF}$ und $L_1 = 1,5 \text{ nH}$ dann die in Abb. 4.8 gezeigten $49,04 + j0,42 \Omega$.

Um die ausgangsseitige Anpassung durchzuführen, wird die Ausgangsimpedanz Z_{LNA_A} der LNA berechnet. Im Gegensatz zur Eingangsseite ist dies möglich, da bei fester Steuerungspannung U_C hier der interne Kollektor-Widerstand der LNA sowie die Sperrschicht- und Substratkapazitäten des Transistors die Impedanz bestimmen. Für das Ausgangsnetzwerk

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

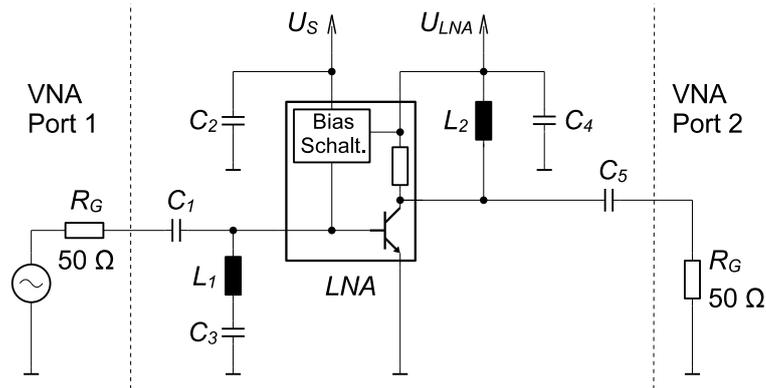


Abb. 4.6.: Messung der Parameter S_{11} und S_{22} mit einem vektoriellen Netzwerk-Analysator für die empfohlene Konfiguration mit $C_1 = C_5 = 100$ pF, $C_2 = C_4 = 22$ nF, $C_3 = 100$ nF und $L_1 = L_2 = 3.9$ nH bei $U_S = U_{LNA} = 3,3$ V

ergibt sich

$$Z_A = \frac{1}{j\omega C_5} + \frac{j\omega L_2 \cdot Z_{LNA_A}}{j\omega L_2 + Z_{LNA_A}} \quad (4.1)$$

dieses wird aufgelöst nach

$$Z_{LNA_A} = \frac{j\omega L_2 \cdot Z_A - \frac{L_2}{C_5}}{j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_5 - Z_A}}$$

und man erhält $Z_{LNA_A} = 20,23 - j27,24 \Omega$, wobei für Z_A der oben ermittelte Wert für Z_{S22} eingesetzt wurde. Damit kann eine korrigierte Anpassung berechnet werden, indem in Gl. 4.1 $j\omega L_2$ durch Z_{L_2} ersetzt wird und die Gleichung nach Z_{L_2} aufgelöst wird.

$$Z_{L_2} = \frac{Z_A \cdot Z_{LNA_A} - \frac{1}{j\omega C_5} Z_{LNA_A}}{Z_{LNA_A} - Z_A + \frac{1}{j\omega C_5}}$$

Mit der gewünschten Ausgangsimpedanz $Z_A = 50 \Omega$ erhält man $Z_{L_2} = 4,19 + j41,34 \Omega$. Diese Impedanz lässt sich gut mit einer korrigierten Induktivität

$$L_2 = \frac{1}{\Im\left(\frac{1}{Z_{L_2}}\right) \cdot \omega} \approx 2,7 \text{ nH}$$

und einem parallelgeschaltetem Widerstand

$$R_1 = \frac{1}{\Re\left(\frac{1}{Z_{L_2}}\right)} \approx 412 \text{ ohm}$$

erreichen. Diese Ausgangsbeschaltung ist in Abb. 4.7 auf S. 48 dargestellt. Mit $R_1 = 420 \Omega$ aus der E24-Reihe erhält man mit $Z_{A_{kor}} \parallel R_1 = 50,09 + j0,51 \Omega$ eine theoretisch sehr gute Anpassung. In der Praxis wird erst mit $R_1 = 220 \Omega$ eine tolerierbare Anpassung erreicht wie in Abb. 4.8 auf S. 48 ersichtlich wird. Offensichtlich kam es hier durch die Anpassung der Eingangsseite zu einer Arbeitspunktverschiebung.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

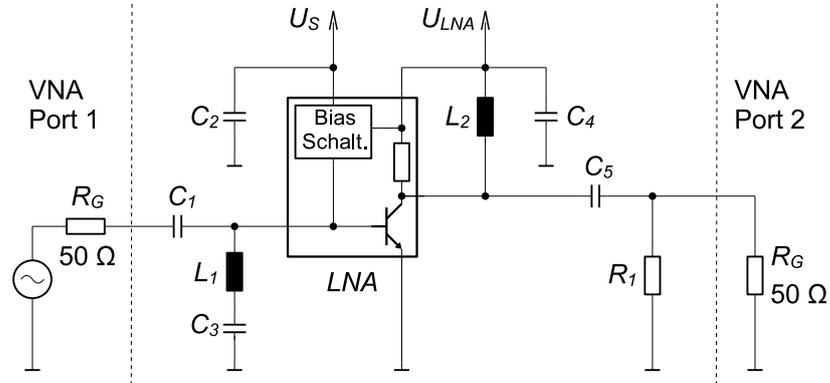


Abb. 4.7.: Messung der Parameter S_{11} und S_{22} mit einem vektoriellen Netzwerk-Analysator mit den korrigierten Werten $R_1 = 220 \Omega$, $C_1 = 2,2 \text{ pF}$, $C_2 = C_4 = 22 \text{ nF}$, $C_3 = 100 \text{ nF}$, $C_5 = 100 \text{ pF}$, $L_1 = 1,5 \text{ nH}$ und $L_2 = 2,7 \text{ nH}$ bei $U_S = U_{LNA} = 3,3 \text{ V}$

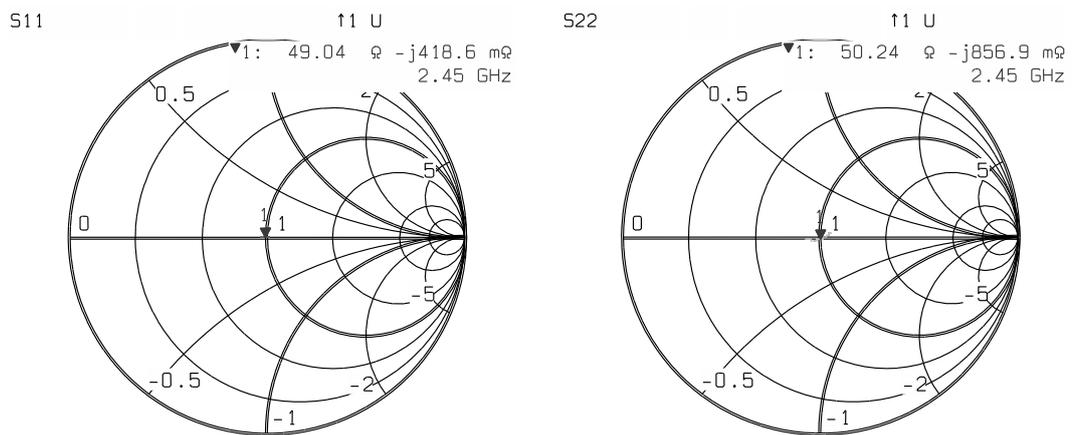


Abb. 4.8.: Gemessene Impedanzen des Messaufbaus

4.2.2. Verstärkung und 1dB-Kompressionspunkt

Nach erfolgter Anpassung kann mit dem Aufbau aus Abb. 4.7 mit dem Netzwerkanalysator die Verstärkungskennlinie für die Mittenfrequenz 2,45 GHz aufgenommen werden. Aufgrund des geringen Variationsbereich des verwendeten Analysators wurden zwei Kennlinien aufgenommen, eine in der beschriebenen Konfiguration und eine mit zusätzlichem 20 dB-Dämpfungsglied mit Neukalibrierung des Netzwerkanalysators. Die zusammengeführten Kennlinien sind in Abb. 4.9 als S_{21} -Parameter dargestellt. Die Abweichung der Kennlinien im überlappenden Bereich beträgt etwa 0,02 dB und kann somit vernachlässigt werden.

Die maximale Verstärkung liegt bei etwa 10,7 dB. Durch Verluste bei der Anpassung wurde ein etwas geringerer Wert als die im Anwendungshinweis beschriebene Verstärkung von 11,4 dB erwartet. Die ermittelte Verstärkung ist also vertretbar. Aus der Kennlinie lässt sich auch der 1 dB-Kompressionspunkt bei $-15,6$ dBm ermitteln. Dieser liegt damit über dem maximalen gültigen Empfangspegel von -20 dBm, somit hält die LNA die Anforderungen an die obere Grenze des Dynamikbereichs ein.

4.2.3. Intermodulation

Um die Intermodulationseigenschaften der LNA zu untersuchen, werden die Signale zweier Generatoren über einen Signalkombinierer zusammengeführt und in die angepasste LNA eingespeist. Das Ausgangssignal der LNA wird auf einem Spektrumanalysator untersucht. Der Messaufbau ist in Abb. 4.11 schematisch dargestellt. Die Eingangsfrequenzen liegen mit $f_1 = 2450,00$ MHz und $f_2 = 2450,01$ MHz dicht genug beieinander um störende IM3-Produkte zu erzeugen, die mit dem ZF-Filter nicht mehr entfernt werden können.

Die aufgenommenen Messpunkte sind in Abb. 4.10 eingezeichnet. Sie können annähernd mit den Geraden für die Intermodulationskennlinie

$$P_{a_{IM3}} = 3 \cdot P_e + 14 \text{ dB}$$

und der Verstärkungskennlinie

$$P_{a_{G_P}} = P_e + 10,7 \text{ dB}$$

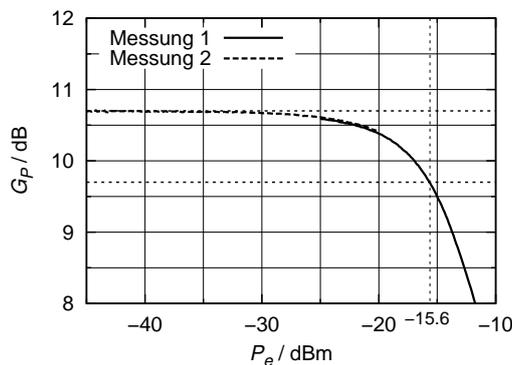


Abb. 4.9.: Messung des S_{21} -Parameters der angepassten LNA mit Bestimmung des 1 dB-Kompressionspunktes

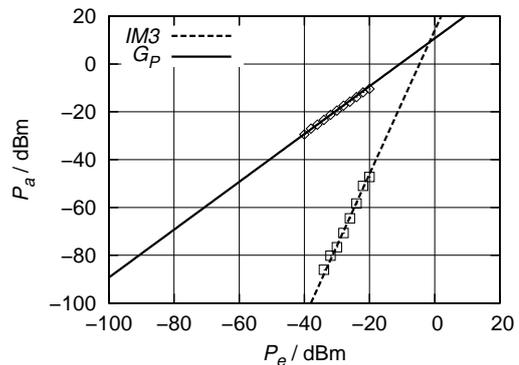


Abb. 4.10.: Messung der IM_3 -Produkte und Ermittlung des IP3-Punktes

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

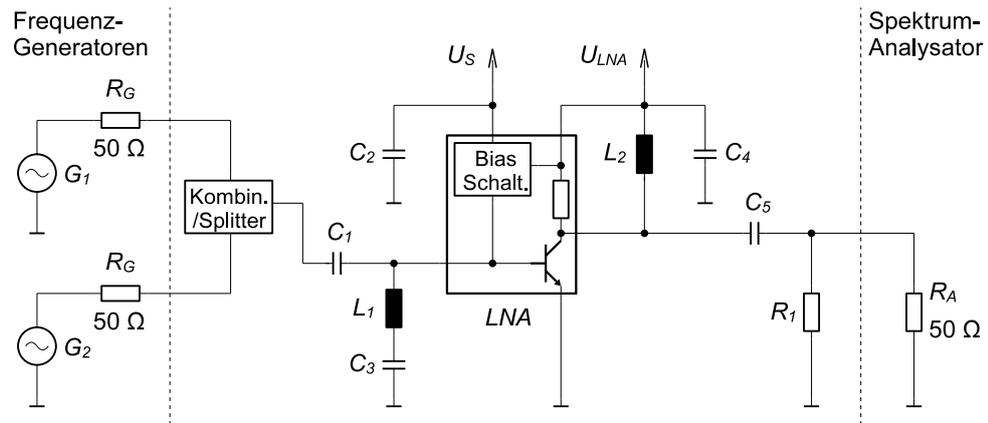


Abb. 4.11.: Messung Intermodulationsprodukte 3. Ordnung für $f_1 = 2450,00$ MHz, $f_2 = 2450,01$ MHz und Bestimmung des Intercept-Punkts

dargestellt werden. Der rechnerische Schnittpunkt der beiden Geraden liegt bei $-1,65$ dBm. Der Intercept-Punkt liegt damit deutlich unter dem aus dem Anwendungshinweis zu erwartenden Wert für $IIP3 = 7$ dBm. Hier hatte offensichtlich die nicht ideale Anpassung erhebliche Auswirkungen.

Der gemessene Intermodulationsabstand bei 20 dB Eingangspegel für die beiden Signal beträgt 36,8 dB. Dieser weicht bereits deutlich vom rechnerischen Wert von 41,7 dB ab, da hier schon Sättigungsverhalten einsetzt. Damit muss die nachfolgende Mischerstufe ein sehr lineares Verhalten aufweisen, um die bereits vorhandenen Intermodulationsprodukte nicht noch weiter zu vergrößern und den zulässigen Abstand von 35,16 dB einzuhalten.

4.3. Abwärtsmischer und ZF-Verstärker AD8347

Nach der Verstärkung und Filterung des HF-Signals wird dieses mit einem Mischer auf eine tiefere Zwischenfrequenz herabgesetzt. Im Englischen nennt man Bauteile mit dieser Funktion deswegen *Downconverter*. Das verwendete IC AD8347 von Analog Devices bietet über die Frequenzumsetzung hinaus noch eine regelbare Verstärkung und IQ-Demodulation sowie zwei zusätzliche ZF-Verstärker. Die Demodulation und ein ZF-Verstärker blieben ungenutzt, daher werden diese Bereiche auch nicht näher untersucht. Gemessen werden dagegen das Übertragungsverhalten des Mixers und des verwendeten ZF-Verstärkers. Zunächst werden die Eigenschaften des ZF-Verstärkers ermittelt, da von dessen nutzbaren Eingangspegel die sinnvollen Verstärkungseinstellungen für die Mischerstufe abhängen.

4.3.1. Zwischenfrequenzverstärker

Für den ZF-Verstärker des AD8347 müssen die relevanten Eigenschaften Verstärkung, 1-dB-Kompressionspunkt und Intercept-Punkt ermittelt werden.

Zunächst wurden Verstärkung und 1-dB Kompressionspunkt bestimmt. Dafür wurde die Ein- und Ausgangs-Beschaltung des ZF-Verstärkers wie Abb. 4.12 an einen Netzwerkanalysator angepasst, der mit 50Ω als Bezugssystem arbeitet. Der ZF-Verstärker weist laut Datenblatt [1] eine Impedanz von $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ parallel zu $C_2 = 3 \text{ pF}$ auf. Da der ZF-Verstärker

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

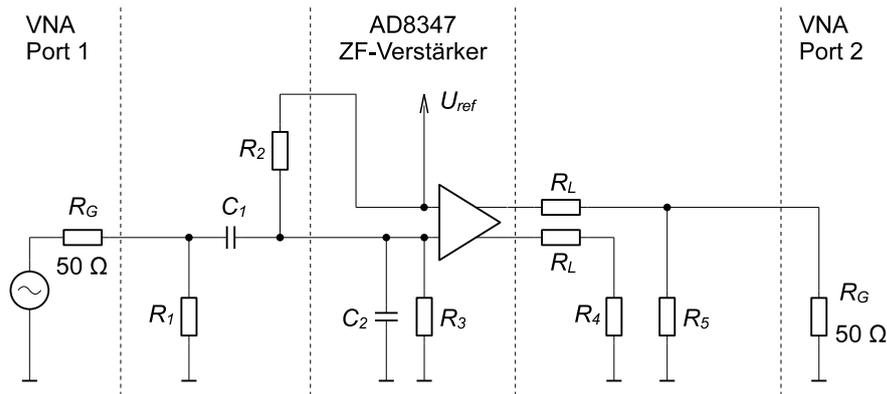


Abb. 4.12.: Messaufbau

gegenüber der internen Referenzspannung verstärkt, muss diese dem Eingang ebenfalls zugeführt werden. Dies geschieht wie im Datenblatt vorgeschlagen über $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$. Damit muss das zugeführte ZF-Signal kapazitiv über C_1 eingekoppelt werden, da sonst die Referenzspannung belastet wird. Für die Koppelkapazität wird mit $C_1 = 100 \text{ nF}$ eine niedrige Impedanz von

$$\underline{Z} = \frac{1}{j2\pi fC} = \frac{1}{j2\pi \cdot 45 \text{ MHz} \cdot 100 \text{ nF}} = j 0,035 \Omega$$

gewählt, um den Verlust hierüber gering zu halten. Der Anpasswiderstand R_1 wurde durch eine Parallelschaltung $100 \Omega \parallel 110 \Omega = 52,38 \Omega$ realisiert. Damit erhält man für 45 MHz eine Gesamt-Eingangsimpedanz von

$$R_1 \parallel \left[\frac{1}{j\omega C_1} + \left(R_2 \parallel R_3 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} \right) \right] = (49,68 - j2,10) \Omega.$$

Damit bleibt die Fehlanpassung vertretbar gering.

Um die Messergebnisse mit den Datenblattangaben vergleichen zu können, wurde mit $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ eine vergleichbare Ausgangsbelastung wie in den Testbedingungen geschaffen. Die Anpassung von $R_5 = 50 \Omega$ wurde durch Parallelschaltung zweier 100Ω -Widerstände vorgenommen. Damit beträgt die Ausgangsimpedanz

$$R_L \parallel R_5 = 49,75 \Omega.$$

Abb. 4.13 kann man entnehmen, dass die gemessenen Impedanzen nur geringfügig von den Berechnungen abweichen.

Wie man in Abb. 4.12 erkennen kann, wurde nur eines der beiden differentiellen Ausgangssignale untersucht. Dieses wird ebenso wie das Anpassnetzwerk wieder aus den Messergebnissen herausgerechnet. Der Netzwerkanalysator führt für bei 45 MHz eine Leistungsvariation von -25 dB bis 0 dB ¹ durch. Um sinnvolle Ergebnisse zu erhalten, wurde die Ausgangsleistung von Port 1 des Netzwerkanalysators mit Dämpfungsgliedern abgeschwächt. Die vom Netzwerkanalysator ermittelte Verstärkung a_n muss also korrigiert werden mit

$$\begin{aligned} a &= a_n + 20 \log \left(\frac{10 \text{ k}\Omega + (50 \parallel 50) \Omega}{(50 \parallel 50) \Omega} \right) + 20 \log(2) + d \\ a &= a_n + 58,08 \text{ dB} + d \end{aligned}$$

¹Der verwendete Netzwerkanalysator R&S ZVR ist auf diesen Bereich beschränkt.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

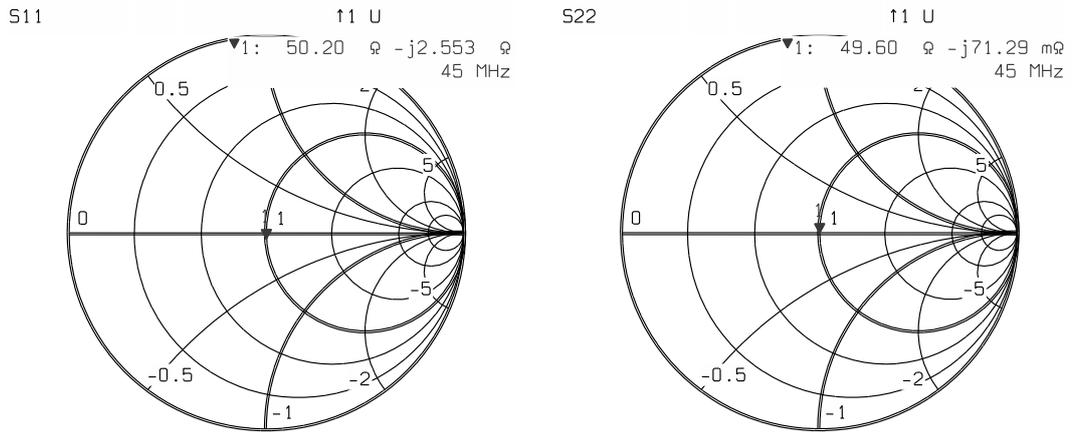


Abb. 4.13.: Gemessene Impedanzen des Messaufbaus

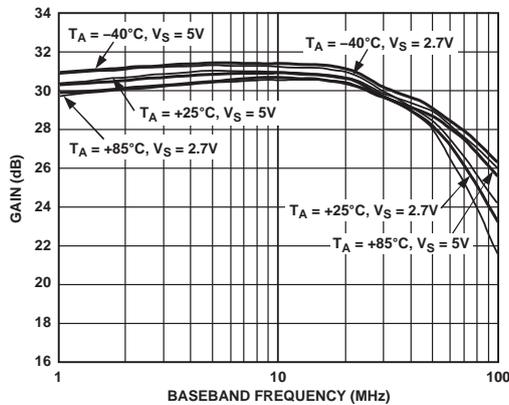


Figure 22. Gain vs. f_{BB} , $V_{CMO} = 1\text{ V}$

Abb. 4.14.: Verstärkungsdiagramm für den ZF-Verstärker aus dem Datenblatt

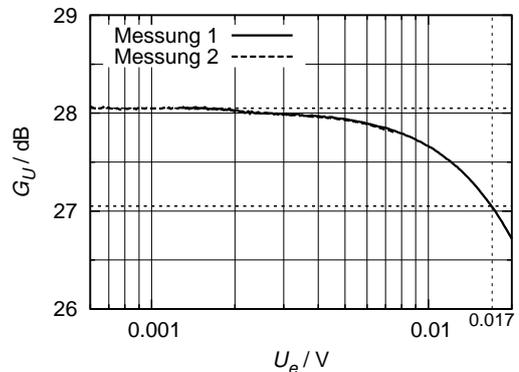


Abb. 4.15.: Gemessene Verstärkung des ZF-Verstärkers bei 45 MHz

Hier steht d für den Wert der verwendeten Dämpfungsglieder.

Damit es nicht zu unverhersehbaren Vorgängen im IC kommt, wurde das andere differentielle Ausgangssignal mit R_L und $R_4 = 24\ \Omega$ ähnlich belastet.

Das aus dem Datenblatt entnommene Diagramm aus Abb. 4.14 lässt für eine Frequenz von 45 MHz eine Verstärkung von ca. 28,5 dB erwarten, die Messergebnisse weichen nur geringfügig davon ab wie man in Abb. 4.15 erkennen kann. Da der ZF-Verstärker einen hochohmige Eingangsimpedanz aufweist, wird die Verstärkung gegenüber der Eingangsspannung betrachtet, hier wird eine maximale Verstärkung von 28,05 dB ermittelt. Aus der Grafik lässt sich neben dem 1 dB-Kompressionspunkt bei ca. 17 mV erkennen, dass der sinnvolle Eingangsbereich unter 10 mV liegen sollte, um den Verstärkungsfehler klein zu halten. Der im Datenblatt vorgeschlagenen Eingangspegel von 8,5 mV führt zu einer Komprimierung von etwa 0,3 dB, die als vertretbar angenommen wird und damit als Parameter für die Mischerstufe gilt.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

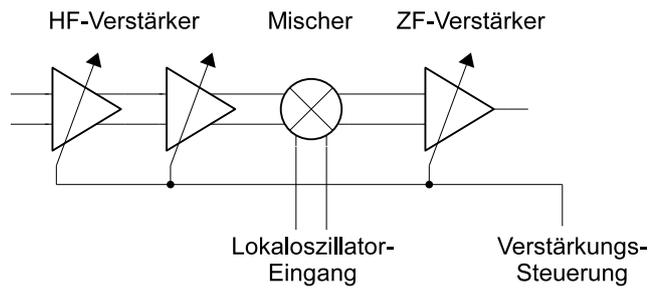


Abb. 4.16.: regelbare Verstärker und Mischer des AD8347

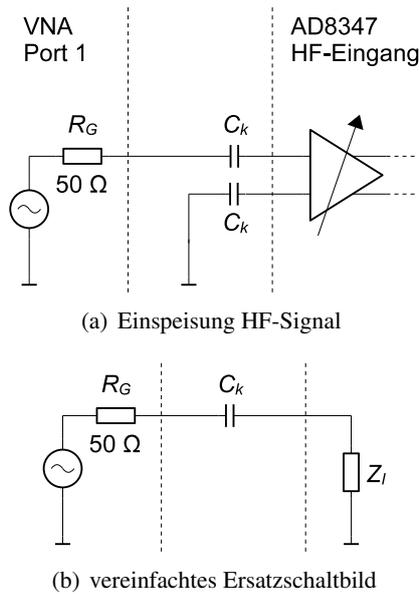


Abb. 4.17.: Messung der Impedanz des HF-Signal-Eingangs des AD8347

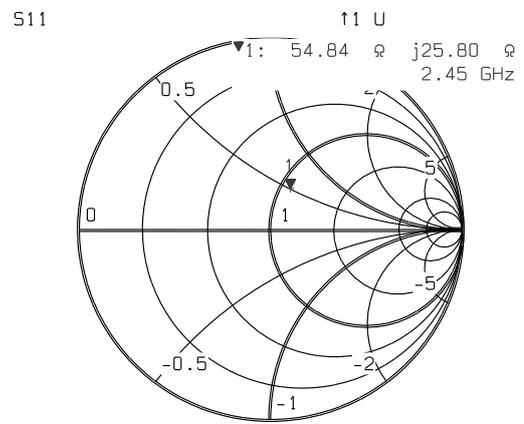


Abb. 4.18.: Ermittelter S11-Parameter des Eingangs

4.3.2. HF-Verstärker und Mischer

Zum Bereich des Mixers gehören noch drei Verstärker, von denen zwei das HF-Signal verstärken und ein weiterer das ZF-Signal wie in Abb. 4.16 zu erkennen ist. Diese Verstärker sind gemeinsam über eine Spannung regelbar, wobei der Bereich laut Datenblatt von 39,5 dB Verstärkung bis hin zu 30 dB Dämpfung reicht. Diese Kennlinie wird daher auch untersucht sowie der Kompressions- und Intercept-Punkt für die relevante Verstärkungseinstellung. Zuerst wird jedoch eine ausreichende Anpassung sichergestellt.

4.3.2.1. Anpassung der HF-Signal-Eingangsimpedanz

Der HF-Signal-Eingang des Downconverters muss an die Ausgangsimpedanz der LNA angepasst werden, um Reflektionen und Leistungsverluste zu vermeiden. Die Eingangsimpedanz wird zunächst ohne den im Datenblatt vorgeschlagenen Abschlusswiderstand vermessen, nur die in Abb. 4.17(a) gezeigten Koppelkondensatoren C_k sind eingesetzt.

Die ermittelte Eingangsimpedanz $Z_I + Z_{C_k} = (54,84 + j25,80)\ \Omega$ aus Abb. 4.18 weicht

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

von der idealen Anpassung deutlich ab. Geht man von dem vereinfachten Ersatzschaltbild in Abb. 4.17(b) aus, kann man eine Anpassung durch eine parallelgeschaltete Impedanz Z_X durchführen wie in Abb. 4.19(a) dargestellt. Mit der idealen Impedanz $Z_{50} = 50 \Omega$ gilt dann

$$Z_{50} = \frac{Z_X \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_k} + Z_I \right)}{Z_X + \frac{1}{j\omega C_k} + Z_I} \quad (4.2)$$

Löst man Gl. 4.2 nach Z_X auf, erhält man mit

$$Z_X = \frac{Z_{50} \cdot \left(\frac{1}{j\omega C_k} + Z_I \right)}{\frac{1}{j\omega C_k} + Z_I - Z_{50}}$$

für $Z_X = (68,45 - j95,85) \Omega$ die benötigte Anpassungsimpedanz.

Diese komplexe Impedanz kann wie in Abb. 4.19(b) gezeigt durch eine Parallelschaltung aus Widerstand und Kondensator realisiert werden. Dazu wird Z_X in die Admittanzform überführt und konjugiert komplex erweitert

$$Y_X = \frac{1}{Z_X} \cdot \frac{Z_X^*}{Z_X^*} = 4,93 + j6,91 \text{ mS}$$

Damit erhält man

$$C_X = \frac{\Im(Y_X)}{\omega} = 448,83 \text{ fF}$$

und

$$R_X = \frac{\Re(Y_X)}{\omega} = 202,67 \Omega$$

Eingesetzt wurden die nächstliegenden Werte aus den Normreihen $C_{X_{E6}} = 470 \text{ fF}$ und $R_{X_{E24}} = 200 \Omega$. Dieses führte zu einer gemessenen Impedanz von $(42,65 + j7,45) \Omega$. Offensichtlich haben die parasitären Einflüsse der zusätzlichen Bauteile zu einer weiteren Änderung der Impedanz geführt.

Da im Labor die Kondensatoren für derartig kleine Werte nur in der E6-Reihe vorlagen, wurde nur versucht, eine Verbesserung des Realteils zu erreichen. Experimentell wurden größere Werte für $R_{X_{E24}}$ eingesetzt um die geringste Abweichung zur idealen 50Ω -Impedanz zu erreichen. Für $R_{X_{E24}} = 560 \Omega$ wurde eine tolerierbare Anpassung von $Z_{HF \text{ in } S_{11}} = (48,72 + j3,53) \Omega$ erzielt, wie in Abb. 4.20 dargestellt ist. Höhere Werte für $R_{X_{E24}}$ führten zwar wie erwartet zu besseren Ergebnissen im Realteil der Anpassung aber auch wieder zu deutlich höheren Imaginäranteilen.

Betrachtet man sich die Anpassung für die eingesetzten Werte mit

$$\frac{1}{Z_{C_k} + Z_I} = \frac{1}{Z_{HF \text{ in } S_{11}}} - \frac{1}{Z_X}$$

über das Leistungsverhältnis

$$10 \cdot \log \left(\frac{\frac{U^2}{Z_{HF \text{ in } S_{11}}} - \frac{U^2}{Z_X}}{\frac{U^2}{Z_{HF \text{ in } S_{11}}}} \right) = 10 \cdot \log \left(1 - \frac{Z_{HF \text{ in } S_{11}}}{Z_X} \right) = 0,04 \text{ dB}$$

erkennt man eine nahezu verlustfreie Kompensation.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

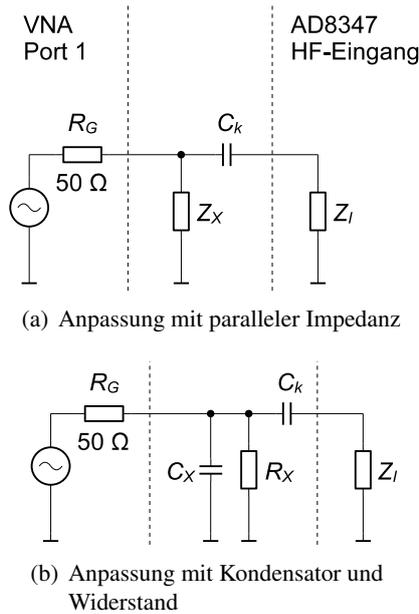


Abb. 4.19.: Anpassung der Impedanz des HF-Signal-Eingangs des AD8347

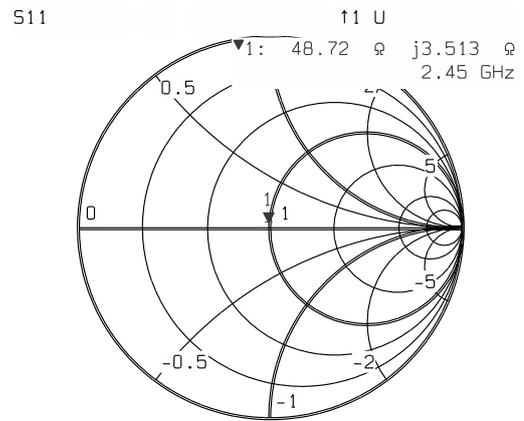


Abb. 4.20.: Ermittelter S11-Parameter des angepassten Eingangs

4.3.2.2. Anpassung der Lokaloszillator-Eingangsimpedanz

Analog zur Anpassung des HF-Signaleingangs des Mischers geschieht die Anpassung des Lokaloszillatoreingangs. Allerdings ist die Anpassung an dieser Stelle nicht ganz so kritisch wie am HF-Eingang, da der vorgesehene Lokaloszillator ca. 2 dB mehr Ausgangsleistung zur Verfügung stellt als benötigt. Ausserdem ist das Mischerausgangsprodukt unabhängig von der Signalstärke des Lokaloszillators, sofern ein gewisser Mindestpegel nicht unterschritten wird.

Zunächst wird die im Datenblatt empfohlene und in Abb. 4.21(a) dargestellte Konfiguration getestet. Dort wird das Signal zuerst durch einen Übertrager geführt, um in ein differentielles Signal umgewandelt zu werden. Anschließend kommen die Koppelkondensatoren C_k und der Abschlusswiderstand R_S .

Die gemessene Eingangsimpedanz $Z_{LOinS11} = (48,60 + j74,14) \Omega$ liegt deutlich entfernt von den idealen 50Ω , wie man in Abb. 4.22 erkennt. Zur Berechnung der Anpassung wird das vereinfachte Ersatzschaltbild aus Abb. 4.21(b) verwendet, in der die äußere Beschaltung durch die Impedanz Z_A repräsentiert wird und die Innere durch die Impedanz Z_I .

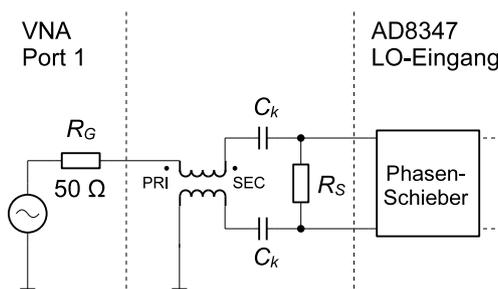
Auch hier wird die Anpassung durch Parallelschaltung einer Impedanz Z_X vorgenommen wie in Abb 4.23(a) gezeigt. Analog zu Gl. 4.2 erhält man mit $Z_{LOinS11} = Z_A + Z_I$ hier

$$Z_X = \frac{Z_{50} \cdot (Z_A + Z_I)}{Z_A + Z_I - Z_{50}} = (49,36 - j33,71) \Omega$$

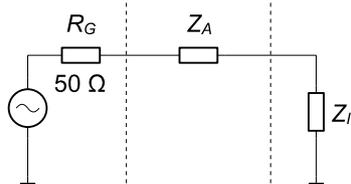
Auch hier wird wie in Abb. 4.23(b) zu sehen ist der Weg über die Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator gewählt. Über die Admittanz $Y_X = (13,82 + j9,34) \text{ mS}$ erhält man

$$C_X = \frac{\Im(Y_X)}{\omega} = 606,73 \text{ fF}$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen



(a) Einspeisung des Lokaloszillatorsignals nach Datenblatt mit $C_k = 100 \text{ pF}$ und $R_A = 200 \text{ }\Omega$



(b) Vereinfachtes Ersatzschaltbild

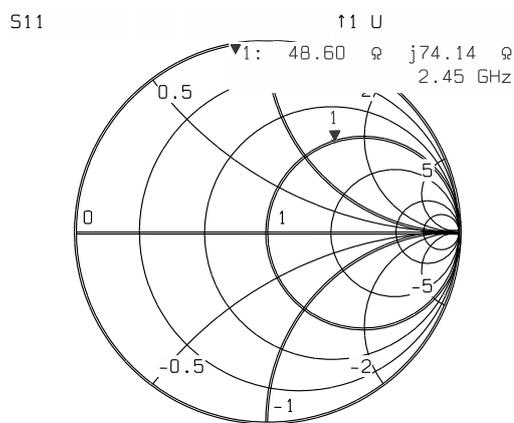


Abb. 4.22.: Ermittelter S11-Parameter des Lokaloszillator-Eingangs

Abb. 4.21.: Messung der Impedanz des Lokaloszillator-Eingangs des AD8347

und

$$R_X = \frac{\Re(Y_X)}{\omega} = 72,41 \text{ }\Omega$$

Als nächstliegende Werte werden $C_{X_{E6}} = 470 \text{ fF}$ und $R_{X_{E24}} = 75 \text{ }\Omega$ ausgewählt. Die nun gemessene Impedanz in Abb. 4.24 ist mit $(48,92 + 4,00) \text{ }\Omega$ ausreichend angepasst.

4.3.3. Aufnahme der Verstärkungskennlinie

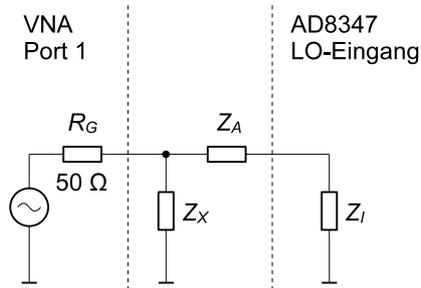
Mit den ermittelten Anpassungen wird nun die Verstärkungskennlinie gemessen. Dazu wird wie in Abb. 4.25 gezeigt das Signal eines Generators über einen einstellbaren Abschwächer zum AD8347 geführt. Ein zweiter Signalgenerator übernimmt die Aufgabe des lokalen Oszillators. Mit einer regelbaren Spannungsquelle wird die Verstärkung eingestellt und die ausgegebene Leistung mit einem Spektrumanalysator ermittelt. Die Kennlinie des Datenblatts bezieht sich dabei auf die Spannungsverstärkung, dies muss bei der Auswertung der Messung berücksichtigt werden.

Da der Ausgang nicht direkt mit $50 \text{ }\Omega$ belastet werden darf, wird ein Spannungsteiler zur Messung eingesetzt. Die Ausgangsimpedanz des Verstärkers beträgt laut Datenblatt [1] $3 \text{ }\Omega$, bei einem entsprechend großen Lastwiderstand kann sie also vernachlässigt werden. Gewählt wird $R_3 = 470 \text{ }\Omega$ und $R_4 = 56 \text{ }\Omega$. Damit ergibt sich aus Sicht des Spektrumanalysators eine Impedanz von $R_3 \parallel R_4 = 50 \text{ }\Omega$.

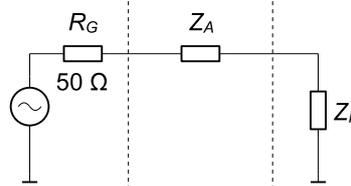
Aufgrund des Ausgangsspannungsteilers zur Anpassung an den Spektrumanalysator gilt für die Spannungsverstärkung

$$G_U = G_P + 20 \cdot \log \left(\frac{R_3 \cdot (R_4 + R_G)}{R_4 \cdot R_G} + 1 \right)$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen



(a) Anpassung mit paralleler Impedanz



(b) Anpassung mit Kondensator und Widerstand

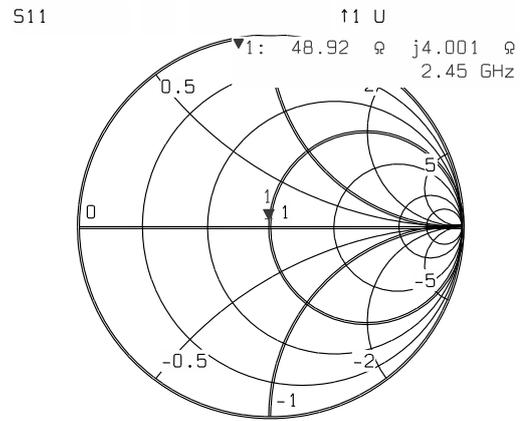


Abb. 4.24.: Ermittelter S11-Parameter des angepassten Eingangs

Abb. 4.23.: Anpassung der Impedanz des HF-Signal-Eingangs des AD8347

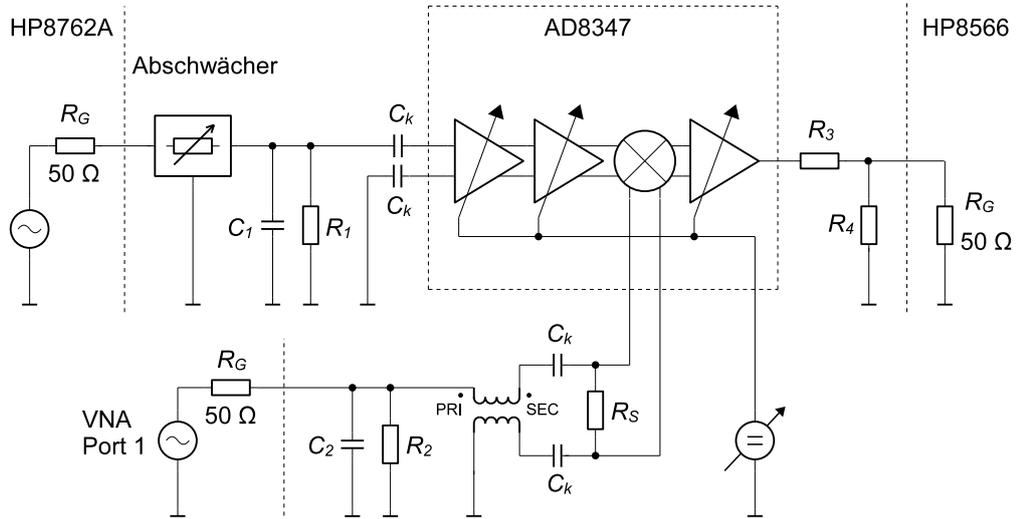


Abb. 4.25.: Messung der Verstärkungskennlinie mit den ermittelten Anpassungen.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

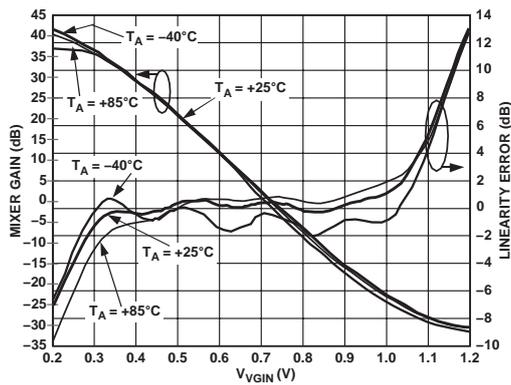


Abb. 4.26.: Verstärkungskennlinie aus Datenblatt [1] für $f_{HF} = 1900$ MHz bei 2,7 V Versorgungsspannung

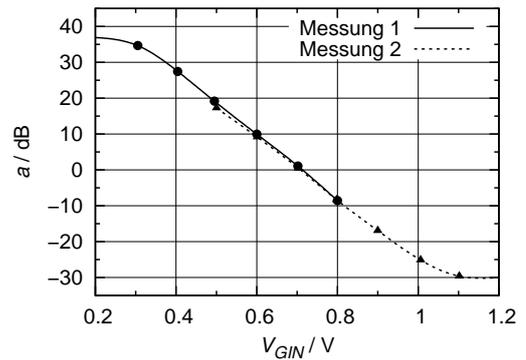


Abb. 4.27.: Gemessene Verstärkungskennlinie für $f_{HF} = 2450$ MHz bei 3,3 V Versorgungsspannung

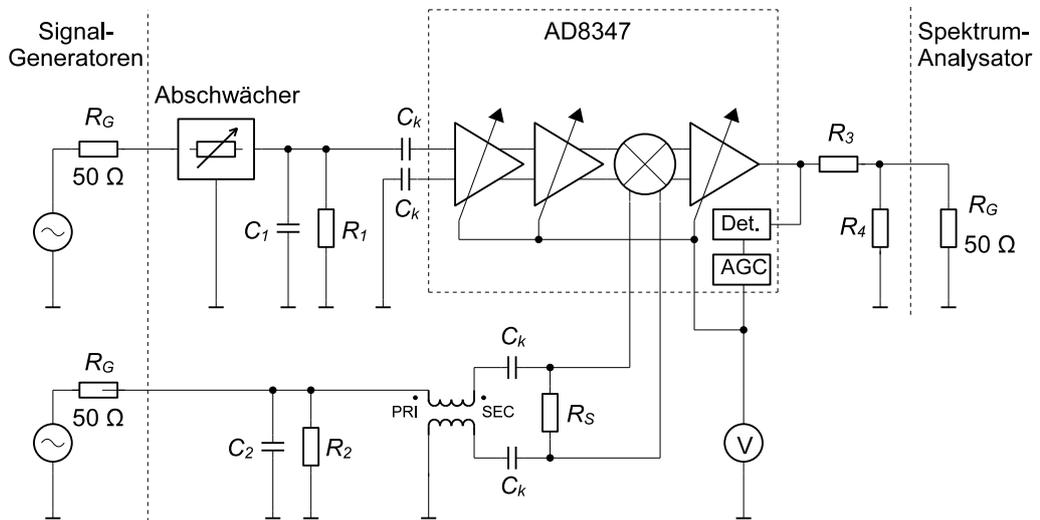


Abb. 4.28.: Ersatzschaltbild des Messaufbaus zur Bestimmung der Kennlinie der automatischen Verstärkungssteuerung

wobei G_P die unkorrigierte, am Spannungsteiler gemessene Leistungsverstärkung darstellt.

Die aufgenommene Kennlinie ähnelt den Datenblattangaben, allerdings wird die Maximalverstärkung von 39,5 dB nicht erreicht. Die gemessene Verstärkung für $V_{GIN} = 0,2$ V ist mit 37 dB merklich geringer als erwartet.

4.3.4. Zwischenfrequenzdetektor

4.3.4.1. Aufnahme der Kennlinie für die automatische Verstärkungseinstellung

Da der Ausgang der automatischen Verstärkungseinstellung von der Auswerteeinheit erfasst und für die Verstärkungsregelung erfasst werden soll, wird die zugehörige Kennlinie aufgenommen. Die Mess-Schaltung ist in Abb. 4.28 dargestellt. Der Vergleich der aufgenommenen Kennlinie in Abb. 4.29 mit der dem Datenblatt [1] entnommenen Kennlinie zeigt, dass

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

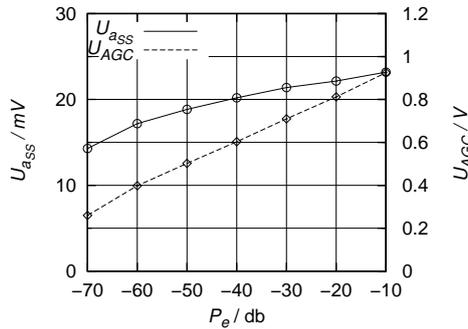


Abb. 4.29.: Gemessene Kennlinie der Verstärkungssteuerung

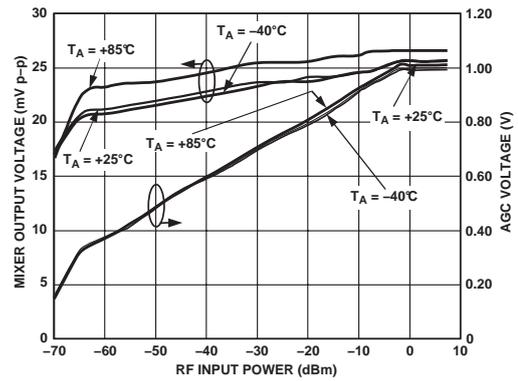


Abb. 4.30.: Kennlinie aus dem Datenblatt [1] zur Verstärkungssteuerung

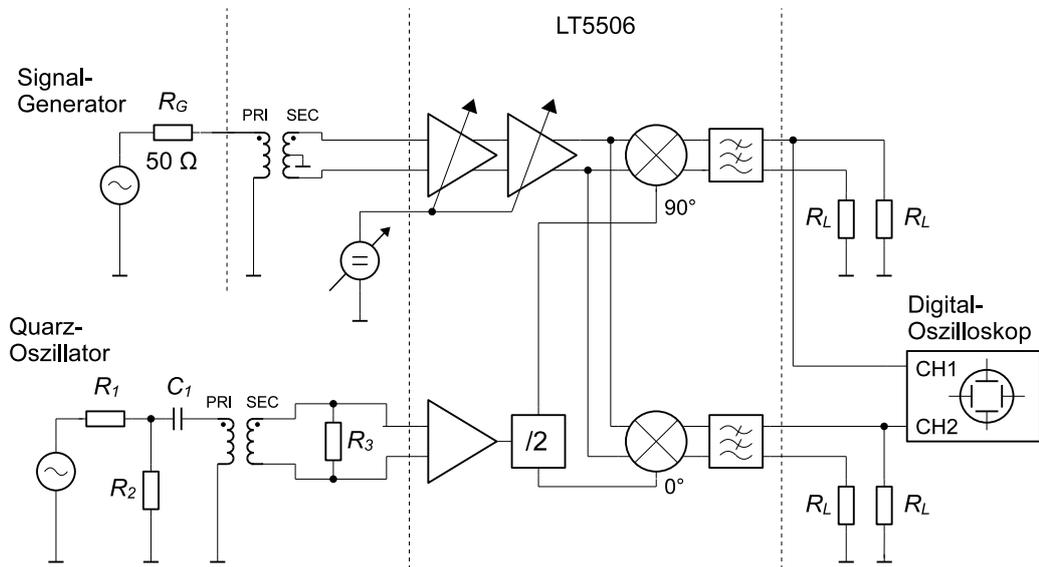


Abb. 4.31.: Messaufbau IQ-Demodulator

bei ähnliche Spannung U_{AGC} der Ausgangspegel am Mischerausgang etwas stärker abfällt als im Datenblatt angegeben. Trotzdem ist die AGC-Spannung immer noch aussagekräftig genug, um sie auswerten und darüber die Verstärkung einstellen zu können.

4.4. IQ-Demodulator

Getestet werden sollen die Verstärkung, die Phasen- und Amplitudenfehler des IQ-Demodulators LT5506. Die ermittelten Werte werden mit den Datenblattvorgaben verglichen und beurteilt.

Für die Funktionsprüfung des IQ-Demodulators LT5506 wird die Verstärkung über den Eingang V_{CTRL} mit einer Spannungsquelle auf definierte Werte eingestellt. Der differentielle Eingang wird mit einem 1:4 Balun auf 50 Ω umgesetzt und dann an den Signalgenerator angeschlossen. Eingestellt wird eine Frequenz von 45,001 MHz.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Der differentielle Eingang für den lokalen (Quarz-)Oszillator wird mit einem $240\ \Omega$ Shunt-Widerstand und einem weiteren 1:4 Balun auf $50\ \Omega$ umgesetzt. Ein $10\ \text{nF}$ Kondensator koppelt das Signal aus dem Spannungsteiler aus.

Die Ausgänge des IQ-Demodulators werden mit den Widerständen $R_L = 2,2\ \text{k}\Omega$ belastet, an den jeweiligen positiven Ausgängen ist das digitale Softwareoszilloskop SDS-200A angeschlossen. Der IQ-Demodulator wird mit einer versorgungsspannung von $3,3\ \text{V}$ betrieben, der Quarzoszillator ebenfalls.

Der IQ-Demodulators entspricht damit weitgehend der im Datenblatt [7] angegebenen Evaluierungs-Platine bzw. der Datenblatt-Konfiguration.

4.4.1. Lokaler Oszillator

Als lokaler Oszillator dient der $90\ \text{MHz}$ Quarzoszillator F4105-900 der Firma Fox Electronics. Die Versorgungsspannung beträgt $3,3\ \text{V}$ und wird von einem LM317 Spannungswandler bereitgestellt. Das Ausgangssignal wird über einen $10\ \text{nF}$ Kondensator am Spannungsteiler ausgekoppelt und mit einem Spektrumanalysator gemessen.

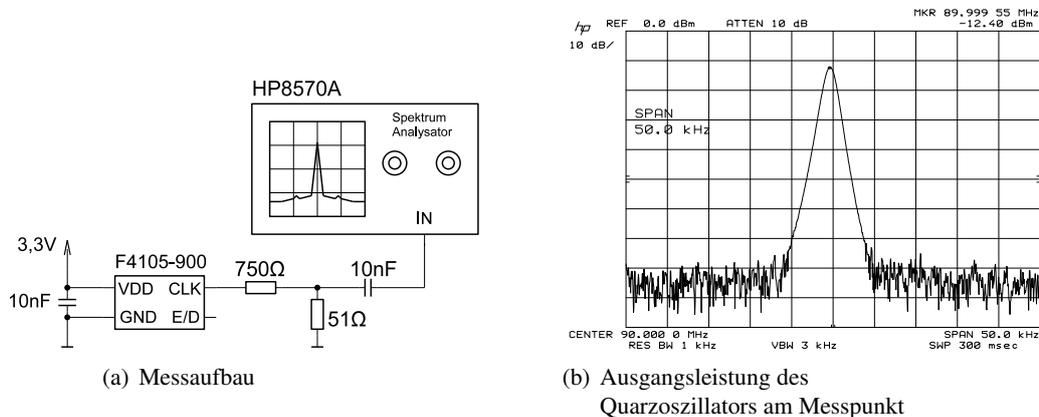


Abb. 4.32.: Pegelmessung lokaler Oszillator IQ-Demodulator

Die maximale Leistung, die der Quarzoszillator am Messpunkt abgeben kann, lässt sich folgendermaßen berechnen: maximale Leistungsabgabe erfolgt, wenn ein Rechtecksignal mit einem Tastverhältnis von 0,5 erzeugt wird. Der maximale Pegel wäre dabei die Versorgungsspannung $U_0 = 3,3\ \text{V}$. Die Fourier-Reihe für Rechtecksignale mit überlagerten Gleichanteil lautet

$$f(x) = \frac{U_o}{2} + \frac{2U_0}{\pi} \left(\sin(x) + \frac{\sin(3x)}{3} + \frac{\sin(5x)}{5} + \frac{\sin(7x)}{7} \dots \right)$$

daher gilt für die Grundschwingung

$$\hat{u} = \frac{2U_0}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}\right) = 2,1\ \text{V}$$

Unter Berücksichtigung der Eingangsimpedanz des Spektrumanalysators von $50\ \Omega$ lässt sich dann die Leistung am Messpunkt ermitteln

$$P_{90\ \text{MHz sin}, 50\ \Omega} = \frac{\left(\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{50\ \Omega \parallel 50\ \Omega}{750\ \Omega + 50\ \Omega \parallel 50\ \Omega} \right)^2}{50\ \Omega} = 45,89\ \mu\text{W}$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Dies entspricht einem Pegel von

$$P_{90 \text{ MHz sin}, 50 \Omega} = 10 \log \left(\frac{45,89 \mu\text{W}}{1 \text{ mW}} \right) = -13,38 \text{ dBm}$$

Dieses ist der theoretisch maximale mögliche Pegel, daher ist der gemessene Pegel von $-12,4 \text{ dBm}$ wahrscheinlich auf einen Messfehler zurückzuführen, liegt aber in der richtigen Größenordnung. Der IQ-Demodulator wird somit innerhalb des definierten Bereichs für den Lokaloszillator-Pegels betrieben, der überhalb von -20 dBm liegen muss.

4.4.2. Phasen- und Amplitudenfehler

Aufgrund der Messmethode können die Phasenfehler nur recht ungenau in 1° Schritten ermittelt werden. Allerdings reicht dies aus, um die Fehler bei einer Kontrollspannung oberhalb von 1 V deutlich zu sehen. Ab dieser Schwelle setzen auch die Amplitudenfehler ein, die auf eine Übersteuerung der VGA schliessen lassen.

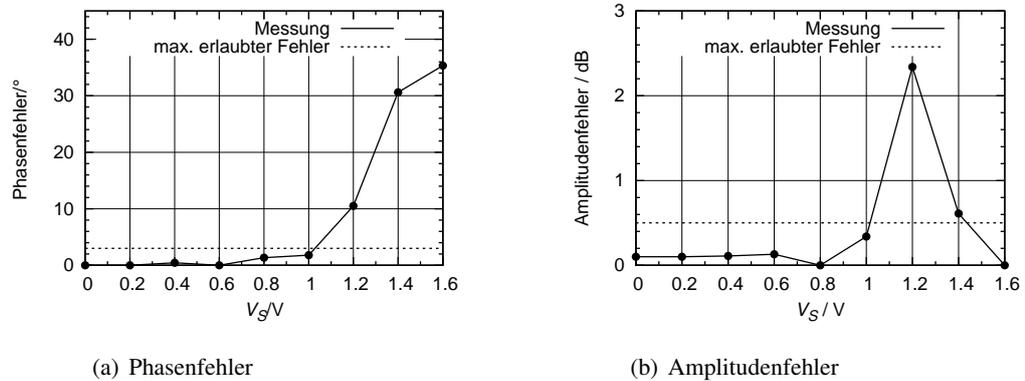


Abb. 4.33.: Gemessene Phasen- und Amplitudenfehler des IQ-Demodulators

4.4.3. Verstärkung

Bei der Überprüfung der Verstärkung in Abb.4.34 zeigt sich zwar auf den ersten Blick ein linearer Verlauf, allerdings ist dieser ca. $0,8 \text{ dB}$ versetzt zum Sollwert. Außerdem beginnt oberhalb von etwa 40 dB Verstärkung eine Signalverzerrung, die sich auch in einem Amplitudenfehler bemerkbar macht.

Bei kleinerer Verstärkung liefert der IQ-Demodulator jedoch sehr brauchbare Ergebnisse. Die Fehler bei höherer Verstärkung sind wahrscheinlich auf eine schlechte oder nicht vorhandene Masseanbindung des Masse-Pads unterhalb des ICs zurückzuführen, da diese manuell nicht verlötet werden kann.

4.4.4. Zwischenfrequenzdetektor

Da die Verstärkungsregelung des IQ-Demodulators sehr effektiv über die digitale Auswertung der IQ-Ausgänge durchgeführt werden kann, wird hier auf die Aufnahme der Kennlinie des Zwischenfrequenzdetektors verzichtet.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

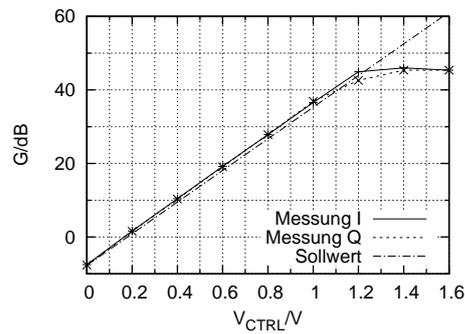


Abb. 4.34.: Vergleich gemessene Verstärkung mit Sollwerten

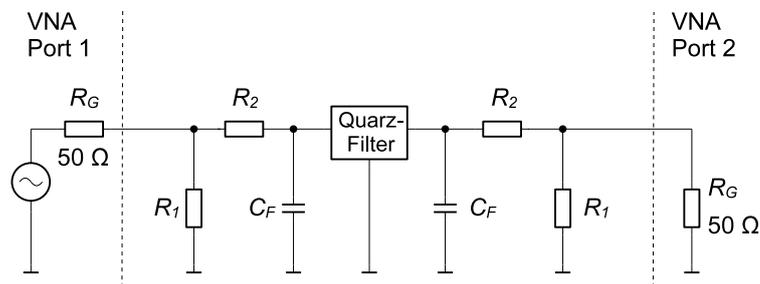


Abb. 4.35.: Messaufbau zur Überprüfung der Datenblattangaben

4.5. Zwischenfrequenzfilter ECS-96SMF45A30

Die Zwischenfrequenzfilter haben einen entscheidenden Einfluss auf den Frequenzgang des Empfängersystems. Zunächst wird der Frequenzgang des ausgewählten Filters vermessen und mit dem Datenblatt [2] verglichen. Anschließend wird die Anpassung von Filter an Ein- und Ausgänge des Downconverters durchgeführt.

4.5.1. Vergleich mit Datenblatt

Das Filter wird in einem Adapter mit Anpassung wie in Abb. 4.35 gezeigt laut Datenblatt betrieben. Aus Sicht des Filters muss nach Datenblatt gelten

$$R_F \parallel C_F = 1200 \, \Omega \parallel 1,8 \, \text{pF}$$

mit

$$R_F = R_2 + \frac{R_1 \cdot R_G}{R_1 + R_G}$$

Man erhält nach [10]

$$R_1 = \frac{R_G}{\sqrt{1 - \frac{R_G}{R_F}}} = 51,08 \, \Omega$$

und

$$R_2 = R_F - \frac{R_G}{1 + \sqrt{1 - \frac{R_G}{R_F}}} = 1174,73 \, \Omega.$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

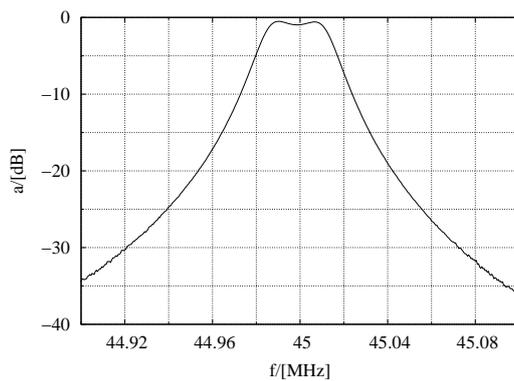


Abb. 4.36.: gemessene Filterkurve im Adapter

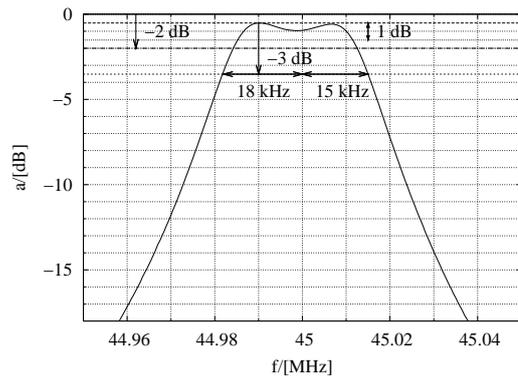


Abb. 4.37.: Vergleich der Filterkurve mit Datenblattangaben

Aus praktischen Gründen werden mit $R_1 = 51 \Omega$ und $R_2 = (1100 + 75) \Omega$ Widerstandswerte aus der E24-Reihe gewählt. Die vom Netzwerkanalysator ermittelte Dämpfung a_n muss durch die Anpassung korrigiert werden mit

$$a = a_n + 20 \log \left(\frac{2 \cdot R_F}{R_G} - 1 + 2 \cdot \sqrt{\frac{R_F}{R_G} \left(\frac{R_F}{R_G} - 1 \right)} \right)$$

$$a = a_n + 39,46 \text{ dB}$$

Die aufgenommene Filterkurve ist in Abb. 4.36 dargestellt. Man erkennt, dass die Mittenfrequenz des Prüflings etwas verschoben ist. Dennoch werden die Datenblattvorgaben eingehalten, wie Abb. 4.37 zu entnehmen ist. Der Einfügungsverlust ist kleiner als 2 dB, die Welligkeit geringer als 1 dB. Die Bandbreite von $\pm 15 \text{ kHz}$ wird gerade eben eingehalten, die Mindestdämpfung von 15 dB wird schon vor den spezifizierten $\pm 60 \text{ kHz}$ erreicht.

4.5.2. Anpassung des ersten ZF-Filters

Das erste ZF-Filter sitzt zwischen Ausgang der Mischerstufe und dem ZF-Verstärker des Abwärtsmischers, dementsprechend sind die Anpassungen zu überprüfen und gegebenenfalls zu ändern. Zunächst soll jedoch das Verhalten des Filters auf der Platine überprüft werden.

4.5.2.1. Verhalten des Filters auf der Platine

Zunächst wurde ein Filter auf das Board aufgelötet und mit der für den Testadapter ermittelten Anpassung betrieben. Hier zeigte sich, dass trotzdem eine weitgehende Fehlanpassung vorliegt, wie man in Abb. 4.38 erkennen kann. Offensichtlich haben hier Streukapazitäten und -induktivitäten des Layouts einen Einfluss auf das Filterverhalten². Testweise sind die Kondensatoren entfernt worden, dadurch entspricht die Filterkurve wieder den Datenblatt-Angaben. Es ist daher zu vermuten, dass die durch das Layout bedingte Streukapazität im Bereich der erforderlichen Filterkapazität liegt.

²Spätere Messungen haben ergeben, dass das verwendete Filter aus einer anderen Lieferung und damit wahrscheinlich auch aus einer anderen Produktionsreihe stammte. Die Filter aus dieser Lieferung benötigten generell eine von dem Datenblatt abweichende Impedanz von ca. $1200 \Omega \parallel 1 \text{ pF}$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

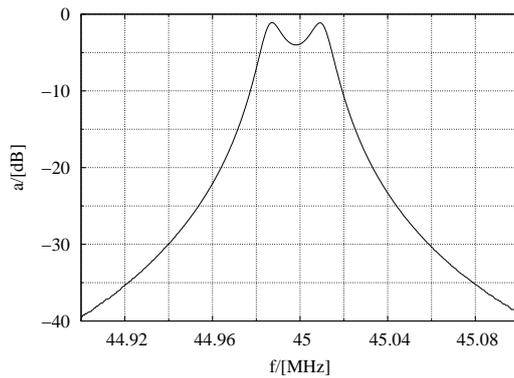


Abb. 4.38.: gemessene Filterkurve auf Platine mit Standard-Anpassung

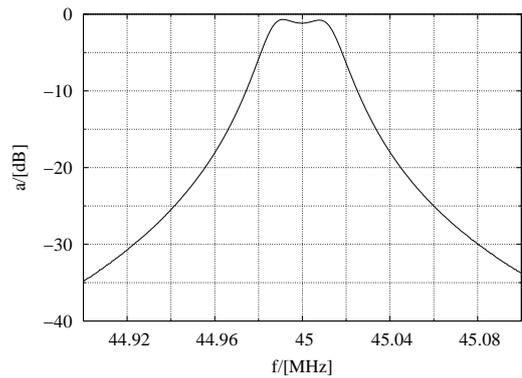


Abb. 4.39.: gemessene Filterkurve auf Platine ohne Kondensator-Anpassung

4.5.2.2. Anpassung an ZF-Verstärkereingang

Die Eingangsimpedanz des Zwischenfrequenzverstärkers beträgt laut Datenblatt $1 \text{ M}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$. Ausgehend von den Messungen im vorherigen Abschnitt muss also der hier relevante Einfluss der Kapazität eliminiert werden. Dies lässt sich durch eine Spule parallel zu R_2' realisieren wie in der Messschaltung in Abb. 4.40 dargestellt. Für den Wert der Spule gilt

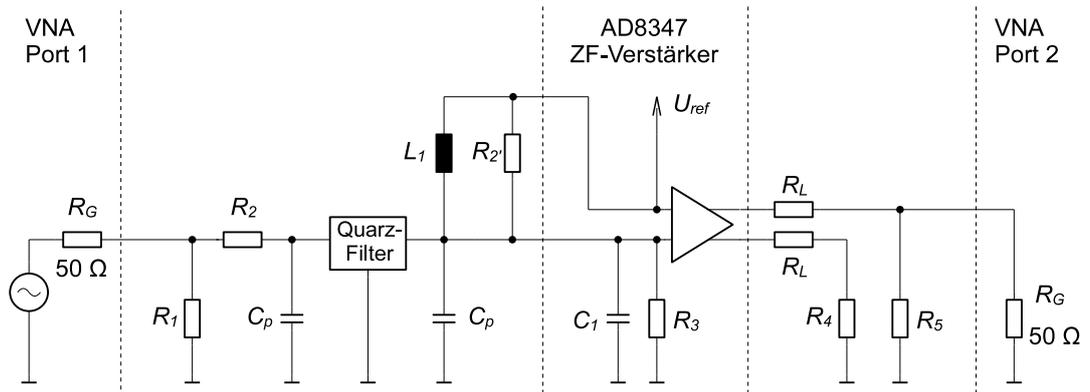


Abb. 4.40.: Mess-Schaltung zur Anpassung des Filters an den Eingang des ZF-Verstärkers

damit

$$0 = j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 C} = 4,17 \text{ }\mu\text{H} .$$

Eingesetzt wird der im Labor vorhandene nächstliegende Wert mit $L = 4,7 \text{ }\mu\text{H}$. Für die Anpass-Widerstände gilt zunächst $R_2 = 1175 \text{ }\Omega$ und $R_2' = 1200 \text{ }\Omega$. Die vom Netzwerkanalysator ermittelte Dämpfung a_n muss um die Spannungsteiler der Mess-Schaltung sowie der

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

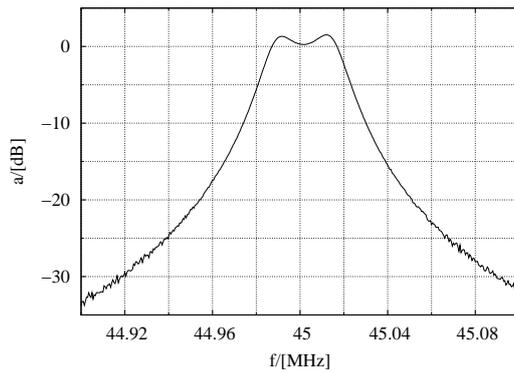


Abb. 4.41.: Frequenzgang des ersten ZF-Filter nach berechneter Anpassung an ZF-Verstärker-Eingang mit $R_{2'} = 1200 \Omega$ und $L = 4,7 \mu\text{H}$

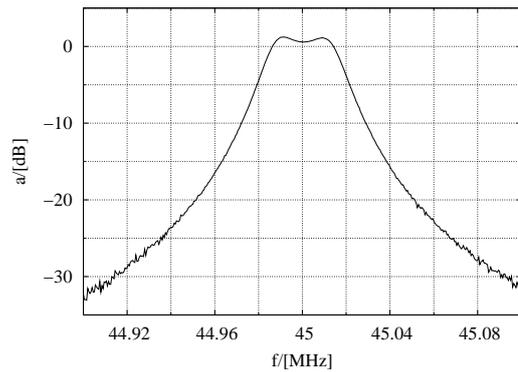


Abb. 4.42.: Frequenzgang des ersten ZF-Filter nach mit experimenteller Anpassung an ZF-Verstärker-Eingang mit $R_{2'} = 910 \Omega$ und $L = 4,7 \mu\text{H}$

ermittelten Verstärkung des ZF-Verstärkers korrigiert werden.

$$\begin{aligned}
 a &= a_n + 20 \log \left(\frac{R_2}{R_{2'}} + 1 \right) + 20 \log \left(R_L \cdot \frac{R_5 + R_G}{R_5 \cdot R_G} + 1 \right) - a_{ZF-Verst.} + 20 \log(2) \\
 a &= a_n + 5,93 \text{ dB} + 52,06 \text{ dB} - 28,05 \text{ dB} + 6,02 \text{ dB} \\
 a &= a_n + 35,96 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Das Einfügen der Spule führte leider nicht zum gewünschten Ergebnis, die Filterkurve wies zum einen eine größere Welligkeit sowie eine verschobene Mittenfrequenz auf (Abb. 4.41). Durch experimentelles Ändern des Widerstandes $R_{2'}$ von 1200Ω auf 910Ω wurde die Filterkurve korrigiert wie in Abb. 4.42 zu erkennen ist.

4.5.2.3. Anpassung an den Ausgang der Mischerstufe

Die ermittelte Anpassung des ersten ZF-Filters an den Eingang des Zwischenfrequenzverstärkers aus 4.5.2.2 wird beibehalten. Der Ausgang der Mischerstufe wird über $R_1 = 1200 \Omega$ mit dem Eingang des Quarzoszillators verbunden.

Die Messung des Frequenzgangs erfolgt nur auf qualitativ³, indem das HF-Eingangssignal in der Frequenz variiert wird und der am ZF-Verstärker angeschlossene Spektrum-Analysator den Signalpegel aufzeichnet. Der Messaufbau ist in Abb. 4.43 dargestellt

Für die Messung wird die Verstärkung der Mischerstufe auf den Wert gesetzt, den die automatische Verstärkungssteuerung annehmen würde. Dadurch wird eine Übersteuerung von Mischer- und ZF-Verstärkerstufe ausgeschlossen werden.

Die an Abb. 4.44 gezeigte Messung zeigt auf Anhieb das gewünschte Verhalten, so dass keine weitere Anpassung mehr vorgenommen werden muss.

4.5.3. Anpassung des zweiten ZF-Filters

Der zweite ZF-Filter ist identisch zum ersten und sitzt zwischen dem ZF-Verstärker des Downconverters und dem IQ-Demodulator. Dadurch wird der Frequenzgang der Zwischen-

³Der im Labor vorhandene Netzwerk-Analysator verfügt leider nicht die Funktion für frequenzumsetzende Messungen

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

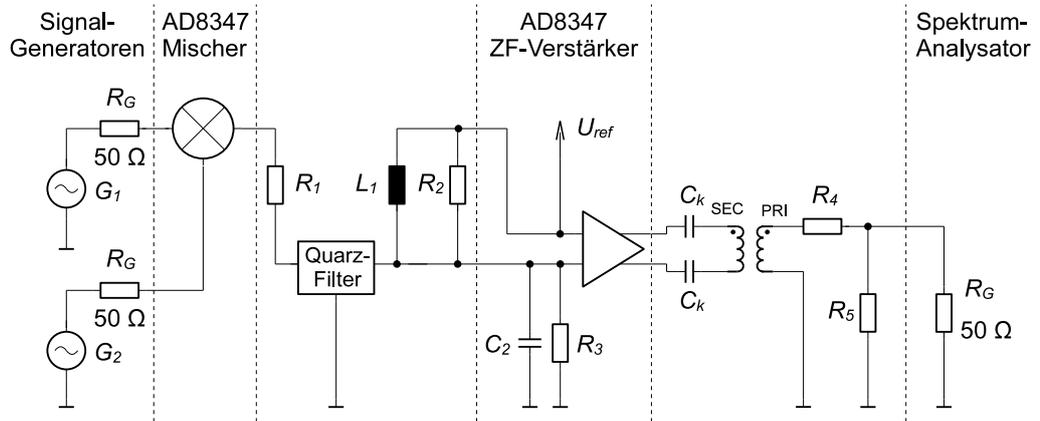


Abb. 4.43.: Ersatzschaltbild des Messaufbaus zur Anpassung des ersten ZF-Filters an den Ausgang der Mischerstufe

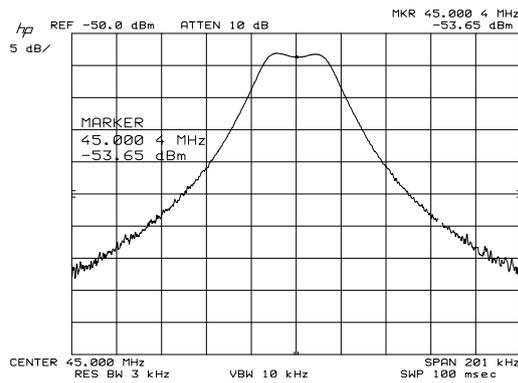


Abb. 4.44.: Frequenzgang des ersten ZF-Filters bei Anpassung an den Ausgang der Mischerstufe

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

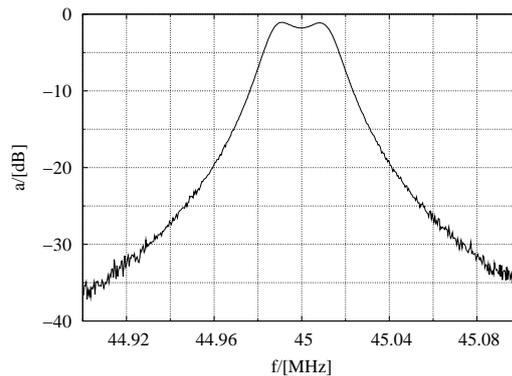


Abb. 4.45.: Testmessung des 2. ZF-Filter auf der Platine

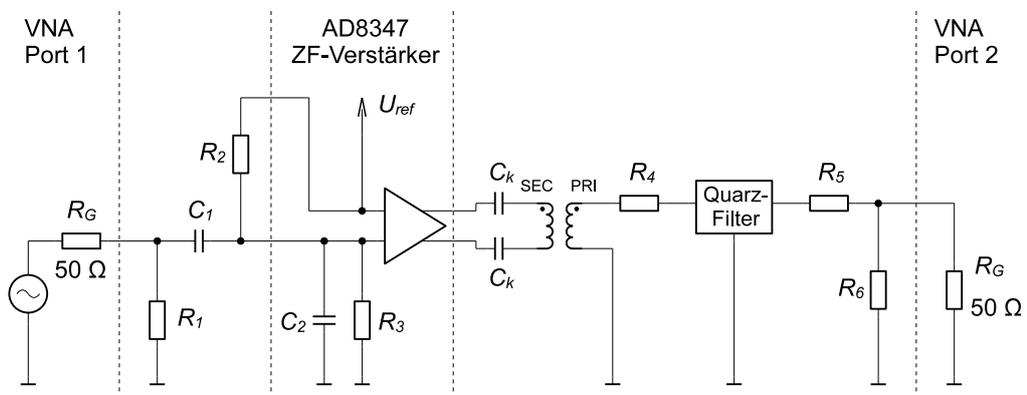


Abb. 4.46.: Messaufbau zur Überprüfung der Datenblattangaben

frequenz noch steiler und eventuelle Störsignale werde noch weiter unterdrückt.

4.5.3.1. Verhalten des Filters auf der Platine

Auch der zweite ZF-Filter wird erst auf der Platine durchgemessen. Aufgrund der Erfahrungen mit dem ersten ZF-Filter wurde gleich auf die Filterkapazitäten verzichtet und nur die Widerstände entsprechend bestückt. Der Messaufbau entspricht daher Abb. 4.35 ohne Kondensatoren. Die Berechnungen zur Dämpfungskorrektur a_n der mit dem Netzwerkanalysator gemessenen Filterkurve wurden bereits in Abschnitt 4.5.1 erläutert. Die aufgenommene Kurve in Abb. 4.45 zeigt das gewünschte Verhalten, so dass mit der Anpassung an ZF-Verstärker und IQ-Demodulator begonnen werden kann.

4.5.3.2. Anpassung an ZF-Verstärkerausgang

Der ZF-Verstärker ist nur für eine niedrige Ausgangsbelastung ausgelegt, im Datenblatt wird von einem Lastwiderstand von 10 k Ω ausgegangen. Um Verzerrungen zu vermeiden, orientiert sich die angestrebte Belastung an diesem Wert. Zudem müssen die differentiellen Ausgänge noch in ein einseitiges Signal umgewandelt werden. Daher wird an dieser Stelle ein Balun eingesetzt, um die Impedanztransformation und die Umwandlung vom symme-

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

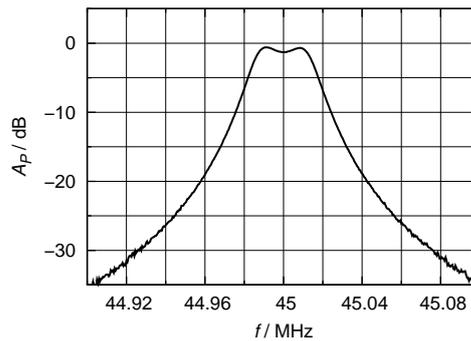


Abb. 4.47.: deegrg

trischen in ein unsymmetrisches Signal durchzuführen.

Das eingesetzte Balun hat ein Impedanzverhältnis von 1:4. Die Belastung durch das ZF-Filter und das Anpassnetzwerk hat im idealen Fall im Durchlassbereich eine Impedanz von $2,4 \text{ k}\Omega$, die dann auf $9,6 \text{ k}\Omega$ hochtransformiert wird. Allerdings geht dies zu Lasten der Ausgangsspannung, da auf der Filterseite des Baluns nur noch die Hälfte der Spannung anliegt. Auf der Verstärkerseite des Baluns werden Kondensatoren eingesetzt, um einen Kurzschluss zwischen den differentiellen Ausgängen und die dadurch entehenden Ausgleichströme zu vermeiden.

Die eingangsseitige Anpassung wurde bereits in 4.3.1 beschrieben, das Filternetzwerk mit der Ausgangsbeschaltung entspricht der Beschreibung in 4.5.1. Für den ZF-Verstärker wurde eine geringe Ausgangsimpedanz angenommen, so dass mit $R_4 = 1,2 \text{ k}\Omega$ der nominale Filterwiderstand gewählt wird.

Das mit dem Netzwerkanalysator gemessene Übertragungsverhalten $G_{P_{VNA}}$ muss nun noch um den Ausgangsspannungsteiler und die Verluste durch den Filterwiderstand und das Balun korrigiert werden. Man erhält

$$\begin{aligned} G_{U_{Fil2}} &= G_{P_{VNA}} - G_{U_{ZF-Verst}} + A_{U_{Balun}} + A_{U_{Fil. Netz.}} \\ G_{U_{Fil2}} &= G_{P_{VNA}} - 28,05 \text{ dB} + 6,02 \text{ dB} + 39,46 \text{ dB} \end{aligned}$$

Die ermittelte Übertragungskurve ist in Abb. 4.47 dargestellt. Hier sieht man, dass der Einfügungsverlust des Baluns, der ja noch nicht berücksichtigt wurde, kaum Auswirkungen hat.

4.5.3.3. Anpassung an den Eingang des IQ-Demodulators

Das zweite ZF-Filter muss nun noch an den Eingang des IQ-Demodulators angepasst werden. Da an dieser Stelle im System das Signal bereits relativ viel verstärkt wurde, ist die Leistungsanpassung an den IQ-Demodulator zweitrangig gegenüber Impedanzanpassung des Filters. Vor dem IQ-Demodulator muss das unsymmetrische Signal wieder in ein differentielles umgewandelt werden. Wie schon beim ZF-Verstärkerausgang des AD8347 wird hier ein Balun eingesetzt, das gleichzeitig die Impedanz des IQ-Demodulators gegenüber dem Filter vergrößert. Laut Datenblatt [7] ist eine Impedanz von 100Ω parallel zu $1,2 \text{ pF}$ von einem Eingang gegenüber Masse zu erwarten, differentiell also der doppelte Wert. Mit

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

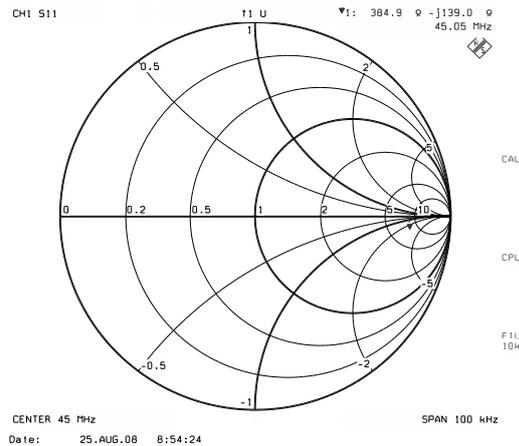


Abb. 4.48.: Gemessene Eingangsimpedanz des IQ-Demodulators über das Balun

dem eingesetzten Balun wird die Impedanz noch vervierfacht so dass sie bereits in der Größenordnung der benötigten Impedanz für den Filter liegt.

Die Überprüfung der erwarteten Eingangsimpedanz zeigt jedoch, dass der Werte mit $Z_{eIQ} = (385 - j139) \Omega$ relativ weit von der erwarteten Impedanz von $(799 - j27) \Omega$ entfernt ist.

Hier verursacht offensichtlich die geringere Frequenz von 45 MHz gegenüber der Datenblattbedingung von 284 MHz eine deutliche Abweichung. Da der kapazitive Imaginäranteil der ermittelten Eingangsimpedanz den Frequenzgang des Filters negativ beeinflussen würde, wird eine Induktivität parallel zum Eingang des Baluns eingesetzt. Die Induktivität muss wegen der Parallelschaltung den Wert

$$L = \frac{\omega}{\Im\left(\frac{1}{Z_{eIQ}}\right) \cdot \omega} = 4,25 \mu\text{F}$$

für 45 MHz annehmen. Es wird der im Labor nächstliegende Wert mit $L = 4,7 \mu\text{H}$ verwendet. Damit wird eine Impedanz von

$$\frac{Z_{eIQ} \cdot j\omega L}{Z_{eIQ} + j\omega L} = (434 - j15) \Omega$$

erreicht. Zusätzlich werden noch 750Ω in Reihe geschaltet, um möglichst nahe eine Impedanz von 1200Ω kommen.

Mit einem PC-Mess-System wird nun der qualitative Frequenzgang ermittelt indem das eingespeiste Signal in der Frequenz variiert wird. Zur Aufzeichnung des Frequenzgangs wird eine professionelle USB-Soundkarte verwendet, die einen sehr linearen Frequenzgang aufweist und Abtastraten bis 192 kHz bei 24-Bit Auflösung ermöglicht. Da mit dem IQ-Demodulator die Mittenfrequenz des ZF-Filters auf Null Hertz heruntergemischt wird, erfolgt die Aufnahme des Frequenzganges in zwei Schritten, einmal für den Frequenzbereich mit $f_{G1} > f_{G2}$ und dann für $f_{G1} < f_{G2}$. Der Gesamtfrequenzgang wird dann aus beiden Einzelaufnahmen zusammengesetzt. Für die Frequenzdarstellung wird das Programm AudioAnalyzer verwendet, dass über eine FFT das eingespeiste Signal umrechnet. Über die Haltefunktion für Maximalwerte kann mit einem Frequenzdurchlauf des Signalgenerators die Filtercharakteristik ermittelt werden.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

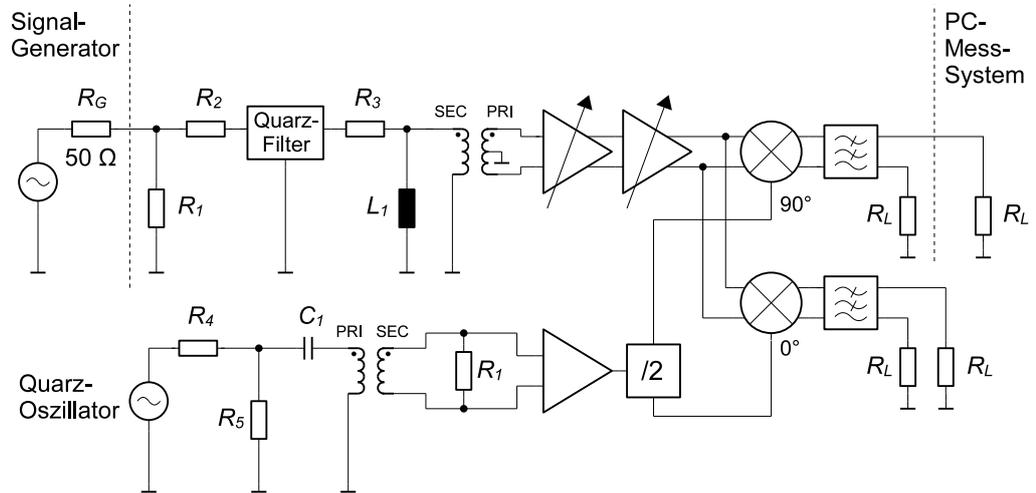


Abb. 4.49.: Ersatzschaltbild für die Messung des Frequenzgangs bei der Filteranpassung an den IQ-Demodulator

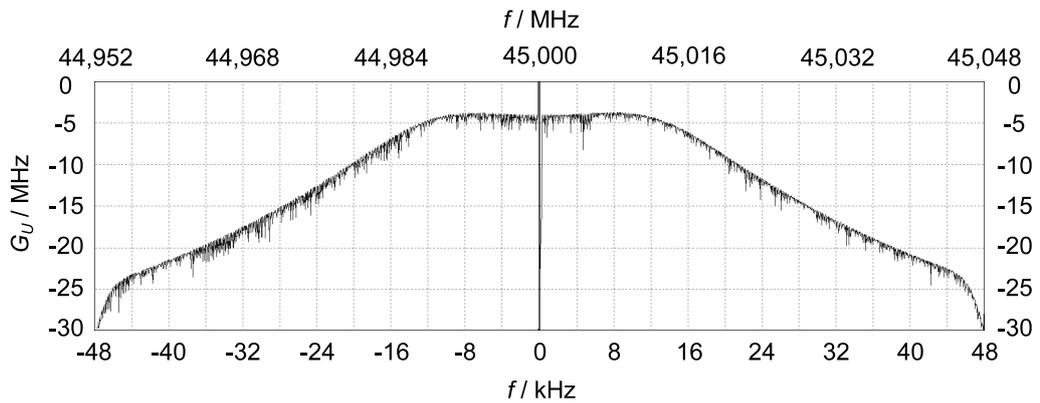


Abb. 4.50.: Frequenzgang des zweiten ZF-Filters bei Anpassung an den IQ-Demodulator

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

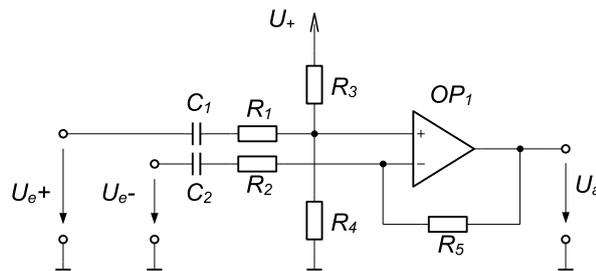


Abb. 4.51.: Umsetzung differentieller Signale auf unsymmetrisches Ausgangssignal mit vorgeschalteten Kondensatoren

4.6. Operationsverstärkerschaltungen

Zu den Operationsverstärkerschaltungen gehört die Umsetzung der differentiellen Ausgangssignale des IQ-Demodulators in einseitige Signale, dann die aktiven Filter und zum Schluss die schaltbaren Operationsverstärker. Diese OP-Schaltungen werden auf ihre Funktion getestet.

4.6.1. Umsetzung von symmetrischen Ausgängen auf unsymmetrische

Im ursprünglichen Entwurf war mittels $0\ \Omega$ -Brücken eine direkte Anbindung der differentiellen IQ-Ausgänge an einen Operationsverstärker geplant. Diese OPs sollte die symmetrischen Signale in unsymmetrische umsetzen. Mit Hilfe einer Referenzspannung sollte die Signale dann gegenüber einem definierten Potential verstärkt werden. Diese Schaltung ist in Abb. 3.2 auf S.29 dargestellt und entspricht der bekannten Schaltung eines Mehrfachsubtrahierer (vgl. [12] auf S.765).

Ursprünglich sollte es möglich sein, das Ausgangssignal nach einer Filterung nochmals mit einem Operationsverstärker um den Faktor 10 zu verstärken. Dies war mit der vorhandenen Schaltung aber nicht möglich, da bereits der Offset zwischen den differentiellen Ausgängen des IQ-Demodulators zu einer erheblichen Verschiebung des Nullpunktes führte. Zeitgleich stellte sich heraus, dass für eine Signalauswertung der Software eine Zielfrequenz von Null Hertz nicht notwendig ist und die Auswertung z.T sogar erschwert wird. Die Zielfrequenz wurde hiernach auf einige kHz umdefiniert.

Infolgedessen wurde das Problem der Signalumsetzung vorübergehend auf recht einfache Weise gelöst: Der Offset lässt sich wie in Abb. 4.51 auf S.71 dargestellt mit Kondensatoren entfernen. Dadurch entsteht im IQ-demodulierten Signalpfad ein Bandpass, dessen untere Grenzfrequenz klein bleiben sollte. Als Grenzfrequenz wurden 100 Hz anvisiert. Die relevanten Widerstände sollten dabei nicht zu groß werden um zusätzliches Rauschen zu verhindern, dies führt zwangsläufig zu großen Kondensatoren. Experimentell wurden die Widerstände um den Faktor 10 vergrößert und ungerichtete $10\ \mu\text{F}$ Kondensatoren anstelle der $0\ \Omega$ Widerstände eingesetzt. Dadurch kam es in Versuchen zu verwertbaren Ergebnissen, solange in das Empfängerboard ein Signal konstanter Frequenz und Amplitude eingespeist wurde.

Diese Lösungsstrategie musste aber verworfen werden, da für eine Ermittlung des Gleichspannungsanteils das in den IQ-Demodulator eingespeiste Signal kurzzeitig ausgeschaltet wird. Nach dem anschließenden Wiedereinschalten sollen wenige Millisekunden darauf

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Messungen durchgeführt werden. Für die Messung des Gleichspannungsanteils wird mit minimaler Verstärkung gearbeitet, bei der anschließenden Signalerkennung wird dann von maximaler Verstärkung heruntergeregelt. Da sich das System bei maximaler Verstärkung bei mittlerer und hoher Signalstärke zunächst in der Übersteuerung befindet, wirkt dies wie ein Sprung auf den Bandpass. Da die Zeitkonstante für das RC-Glied jedoch

$$\tau_1 = \left(R_1 + \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot C_1 = 200 \text{ ms}$$

bzw.

$$\tau_2 = (R_2 + R_5) \cdot C_2 = 600 \text{ ms}$$

beträgt, der Messzeitraum inklusive Verstärkungsregelung aber nur maximal 32 ms, tritt während der Messung eine Verschiebung des Gleichspannungsanteils auf und eine Verfälschung der Messergebnisse.

Daher wurden die Kondensatoren an den differentiellen Signalausgängen wieder entfernt und durch 0Ω Brücken ersetzt. Als Lösung wurde nun die ursprüngliche Schaltung abgeändert, indem der Spannungsteiler aus R_3 und R_4 entfernt wurde und letztendlich nur ein invertierender Verstärker wie in Abb. 4.52 übrigbleibt.

Um den Aussteuerbereich der differentiellen IQ-Signale an den Eingangsspannungsbereich $U_{AD \max}$ des AD-Umsetzers der Auswerte-Einheit anzupassen, wird eine Verstärkung von

$$A = \frac{k \cdot U_{AD \max}}{U_{diff}} = \frac{0,8 \cdot 3 \text{ V}}{0,8 \text{ V}} = 3$$

gewählt. Dabei wurde mit dem Faktor $k = 0,8$ noch ein Spielraum für den Gleichspannungsanteil gelassen. Die Einstellung des Gleichspannungsanteils wird nun über die Versorgungsspannung $U_{B_{IQ}}$ des IQ-Demodulators vorgenommen. Laut [7] beträgt der Gleichspannungsanteil der differentiellen Ausgänge

$$U_{0 \text{ diff}} = U_{B_{IQ}} - 1,19 \text{ V}$$

Um also die Mitte des Eingangsspannungsbereichs des AD-Umsetzers zu erreichen, muss

$$U_{B_{IQ}} = \frac{U_{AD \max}}{2} + 1,19 \text{ V} = 2,69 \text{ V}$$

betragen.

Da bereits der Aussteuerbereich des AD-Umsetzers der Auswerte-Einheit (mit einer kleinen Reserve) ausgenutzt wird, ist die schaltbare Verstärkung des letzten Operationsverstärkers überflüssig. Dieser wird nun nur noch als Spannungsfolger betrieben.

4.6.2. aktives Tiefpassfilter

Da im Verlauf der Entwicklung die Zielfrequenz von 0 Hz auf ca. $7,7 \text{ kHz} \pm 4 \text{ kHz}$ abgeändert. Infolgedessen wird die Grenzfrequenz von ursprünglich 10 kHz auf nun 20 kHz gesetzt. Die Berechnungen dazu gestalten sich analog zu Abschnitt 3.3.2. Für das erste Teilfilter ergeben sich nach 3.3 folgende Werte:

$$R_1 = 2020 \Omega \quad R_2 = 2436 \Omega$$

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

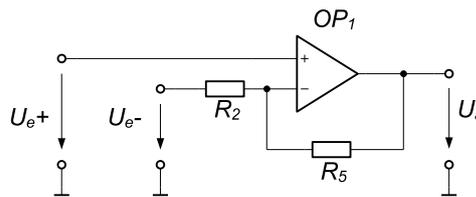


Abb. 4.52.: Invertierender Differenzverstärker

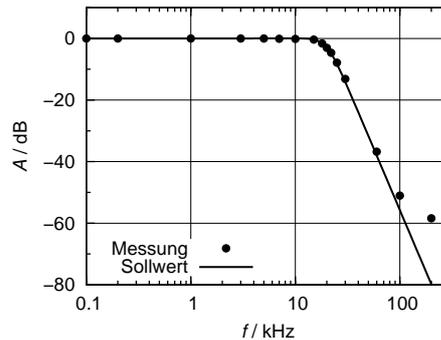


Abb. 4.53.: Vergleich der Messung mit den Sollwerten

Aus der E24-Reihe wurden dann $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 2,4 \text{ k}\Omega$ gewählt.

Eigentlich müssten auch für das zweite Teilfilter nur die Widerstandswerte neu berechnet werden, da die Grundvoraussetzungen sich nicht ändern. Dies führt aber bezogen auf die E24-Reihe mit

$$R_1 = 2466 \Omega \quad R_2 = 2610 \Omega$$

zu ungünstigen Ergebnissen. Denn bei $R_1 = 2,4 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 2,7 \text{ k}\Omega$ ändert sich die Filtercharakteristik, da ein Wert geringer als der berechnete, der andere aber höher ist.

Daher wird für dieses Filter ein neues Kondensatorverhältnis gewählt:

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{3,9 \text{ nF}}{560 \text{ pF}} = 6,9643 > 6,8333$$

Dadurch ergeben sich folgende Widerstandswerte

$$R_1 = 4677 \Omega \quad R_2 = 6200 \Omega$$

für die aus der E24-Reihe $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 6,2 \text{ k}\Omega$ gewählt werden.

Mit einem Signalgenerator und einem Oszilloskop wird der Frequenzgang überprüft. In Abb. 4.53 erkennt man, dass bis etwa 100 kHz die Werte etwa den Erwartungen entsprechen. Darüber hinaus kommt die Messmethode mit dem Digitaloszilloskop aber auch an die Grenzen der Auflösung.

4.6.3. Invertierender Operationsverstärker

Da wie Abschnitt 4.6.1 beschrieben die schaltbare Verstärkung wegen der Unterschiede der Gleichspannungsarbeitspunkte abgeschaltet wurde, wird dieser Operationsverstärker nur noch als Spannungsfolger betrieben.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Z	U_{Soll} in Volt	U_{real} in Volt
0	0,000	0,001
1	0,248	0,247
2	0,495	0,493
3	0,743	0,739
4	0,990	0,987
5	1,238	1,232
6	1,485	1,479
7	1,733	1,725

Tab. 4.1.: DA-Umsetzer-Werte zur Ansteuerung des IQ-Demodulators

4.7. Ansteuerung der Verstärkungsregelung

Untersucht wird hier insbesondere die Funktion der DA-Umsetzer. Die Überprüfung der Registerfunktion wird an dieser Stelle nicht weiter dargestellt, da dies bei Schaltfrequenzen weit unterhalb der Maximalfrequenz trivial ist.

4.7.1. DA-Umsetzer für Verstärkungsansteuerung

An dieser Stelle werden die Ausgangsspannungen der 3-Bit DA-Umsetzer vermessen. Hierfür werden über eine angeschlossene Auswerte-Einheit die verschiedenen Zustände des Umsetzers erzeugt. Zunächst werden die Ansteuerwerte für den IQ-Demodulator gemessen. Die Sollspannung wird mit

$$U_S = U_B \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{DA}} \cdot \frac{Z}{2^{n+1}} \quad (4.3)$$

berechnet, wobei $R_L = 27 \text{ k}\Omega$ ist und $R_{DA} = 18 \text{ k}\Omega$ und für $U_B = 3,3 \text{ V}$. Wie man in Tab. 4.1 sieht, stimmen die gemessenen Werte sehr gut mit den berechneten überein, die geringe Abweichung entstehen durch die minimal kleinere reale Betriebsspannung mit $U_{B_{real}} = 3,286 \text{ V}$.

Für den Sollwert der Steuerspannung des Abwärtsmischers gilt

$$U_S = \frac{Z}{2^{n+1} - 1} \cdot (U_{S_{max}} - U_{S_{min}}) + U_{S_{min}}$$

Mit Hilfe von Gl. 3.7 und 3.8 erhält man

$$U_S = U_B \cdot \left(\frac{Z}{2^{n+1} - 1} \cdot \left(\frac{\frac{b \cdot R_{DA} \cdot R_{L2}}{b \cdot R_{DA} + R_{L2}}}{\frac{b \cdot R_{DA} \cdot R_{L2}}{b \cdot R_{DA} + R_{L2}} + \frac{a \cdot R_{DA} \cdot R_{L1}}{a \cdot R_{DA} + R_{L1}}} - \frac{\frac{R_{DA} \cdot R_{L2}}{R_{DA} + R_{L2}}}{R_{L1} + \frac{R_{DA} \cdot R_{L2}}{R_{DA} + R_{L2}}} \right) + \frac{\frac{R_{DA} \cdot R_{L2}}{R_{DA} + R_{L2}}}{R_{L1} + \frac{R_{DA} \cdot R_{L2}}{R_{DA} + R_{L2}}} \right)$$

Hier sind die Werte $a = \frac{8}{7}$, $b = 8$, $R_{L1} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{L2} = 10 \text{ k}\Omega$ und wieder $U_B = 3,3 \text{ V}$ einzusetzen.

4. Funktionsüberprüfung mit Messungen

Z	$U_{S_{\text{Soll}}}$ in Volt	$U_{S_{\text{real}}}$ in Volt
0	0,199	0,197
1	0,338	0,334
2	0,476	0,472
3	0,615	0,610
4	0,753	0,748
5	0,891	0,885
6	1,030	1,023
7	1,168	1,161

Tab. 4.2.: DA-Umsetzer-Werte zur Ansteuerung des Abwärtsmischers

Die gemessenen und berechneten Werte sind in Tab. 4.2 dargestellt, auch hier sind nur geringe Abweichungen zu erkennen, die ebenfalls wieder durch die etwas geringere Spannung $U_{B_{\text{real}}} = 3,281 \text{ V}$ in diesem Bereich begründet ist.

4.7.2. Verstärkung Operationsverstärker

Die Ansteuerung der schaltbaren Verstärkung des letzten Operationsverstärkers fällt weg, da dieser nur noch als Spannungsfolger betrieben wird, wie bereits in 4.6.1 beschrieben wurde.

5. Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich

In diesem Kapitel werden die Anforderungen aus der Aufgabenstellung mit Messungen überprüft.

5.1. Beschreibung des Messaufbau

Eingespeist werden die Signale zweier Generatoren für die Empfindlichkeitsmessung. Als Messinstrument für die Ermittlung des Signal-Rausch-Abstandes dient wieder die USB-Soundkarte an einem PC und die Software AudioAnalyser. Zur Bestimmung des Abstandes Signal zu Intermodulationsprodukt werden die Signale zweier Generatoren über einen Leistungskombinierer zusammengeführt und in das System eingespeist.

Die Verstärkung des Abwärtsmischers AD8347 wird für alle Messungen auf den Wert des Ausgangs der Automatischen Verstärkungsregelung eingestellt. Die Verstärkung des IQ-Demodulators wird so geregelt, dass die Spannung an einem Ausgang unter 400 mV_{SS} bleibt, differentiell also unter 800 mV_{SS} .

Zunächst wird jedoch der Gesamtfrequenzgang im Durchlassbereich gemessen.

5.2. Aufnahme der Messungen

Nun sollen die relevanten Kenndaten Empfindlichkeit und Dynamikbereich ermittelt werden. Zunächst wird jedoch noch der Gesamtfrequenzgang gemessen.

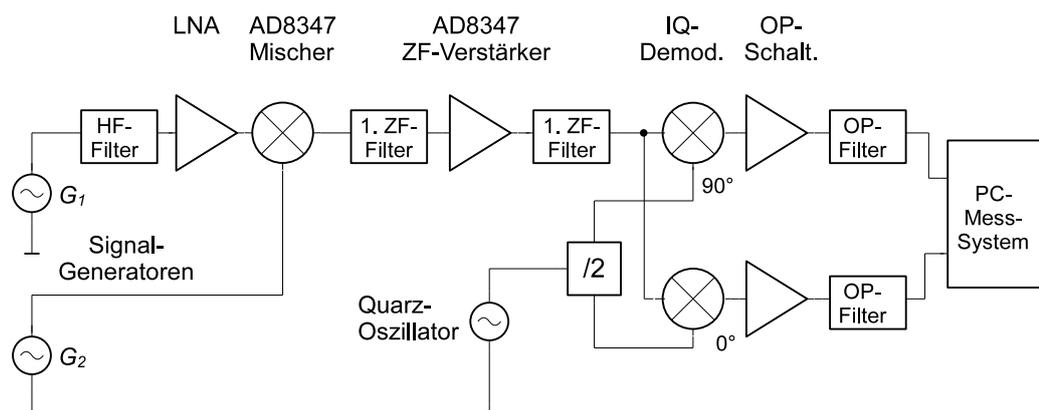


Abb. 5.1.: Vereinfachtes Schaltbild des Messaufbaus zur Empfindlichkeitsmessung

5. Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich

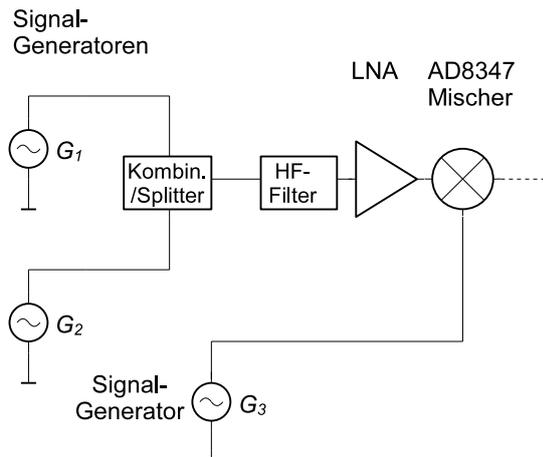


Abb. 5.2.: Zusammenführung zweier Signale über einen Kombinerer zur Messung des Dynamikbereichs

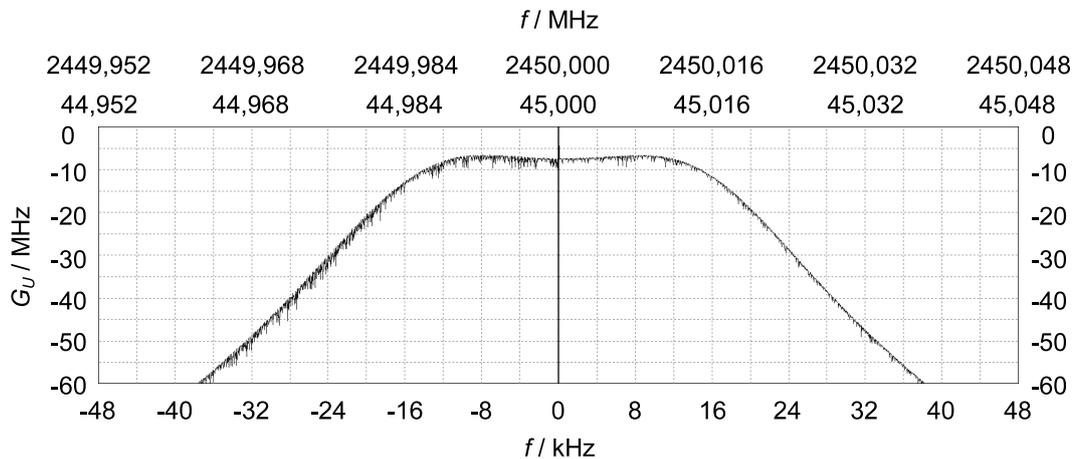


Abb. 5.3.: Frequenzgang des Gesamtsystems in der Nähe des Durchlassbereichs der ZF-Filter

5.2.1. Frequenzgang des Durchlassbereichs

Gemessen wird der Frequenzgang eines Kanals. Eingespeist wird ein Lokaloszillatorsignal mit einer Frequenz $f_{LO} = 2405$ MHz, das Signal am Empfängereingang wird in der Frequenz variiert von $f_{HF} = 2449,952$ MHz bis $f_{HF} = 2450,048$ MHz wie schon in 4.5.3.3 beschrieben. Die Messung des Gesamtfrequenzgangs wird auch hier aus zwei Einzelmessungen zusammengesetzt.

Aus dem aufgenommenen Frequenzgang in Abb. 5.3 erkennt man sehr schön dass der Durchlassbereich nahezu symmetrisch ist und eine Welligkeit in der Größenordnung von 1 dB aufweist. Die Grenzfrequenz liegt etwa bei $f_{HF} + 14,5$ kHz bzw. $f_{HF} - 14$ kHz. Insgesamt ist der Frequenzgang sehr steil, da bei der doppelten Grenzfrequenz bereits eine Dämpfung von etwa 33 dB vorhanden ist.

5. Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich

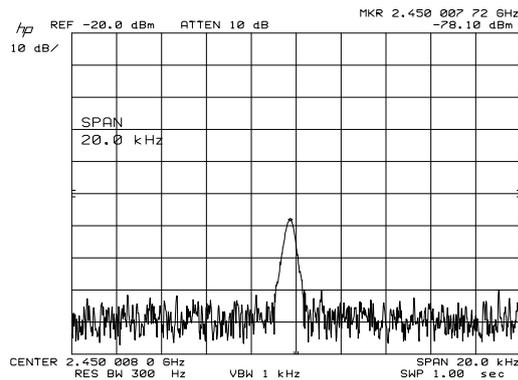


Abb. 5.4.: Messung des minimalen Eingangspegel für das zulässige Signal-Rausch-Verhältnis

5.2.2. Empfindlichkeit

Mit einem Signalgenerator wird ein Signal bei $f_{HF} = 2450$ MHz eingespeist und das Signal am Ausgang des Empfängers wird wieder mit dem PC-Mess-System ausgewertet. Verwendet wird für die FFT eine Blocklänge von $N = 2048$ bei einer Abtastfrequenz von $f_A = 96$ kHz. Damit wird eine Frequenzauflösung von

$$\Delta f = \frac{f_A}{N} = \frac{96 \text{ kHz}}{2048} = 46,875 \text{ kHz}$$

erreicht. Nach [4] muss der so gemessene Signal-Rausch-Abstand SNR_{FFT} über die Rauschbandbreite summiert und durch die Rauschleistungsbandbreite des verwendeten Fensters geteilt werden. Hier wird das Rechteckfenster gewählt, da es bei einer ganzzahligen Anzahl von Schwingungsperioden die genaueste Variante ist. Da das Rechteckfenster die Rauschleistungsbandbreite eins hat, entfällt auch die Berücksichtigung für die Korrektur des Signal-Rausch-Abstands. Als ganzzahlige Anzahl von Schwingungsperioden wird hier ein Wert nahe 8 kHz gewählt mit

$$\frac{f_A}{2048} \cdot 171 = 8,015625 \text{ kHz}$$

Der Signalgenerator wird dementsprechend eingestellt bis diese Ausgangsfrequenz erreicht ist. Das Eingangssignal wird solange in der Leistung verringert bis der gerade noch zulässige Signal-Rausch-Abstand $SNR_{def} = 35,16$ dB am Empfängeranfang erreicht ist.

Für die Messung wird die Verstärkung des Empfängers für den Abwärtsmischer durch die automatische Verstärkungseinstellung gesteuert, die des IQ-Demodulators wird per Hand eingestellt. Während der Messung ist dann die 6 dB Grenze der Rauschkurve als sinnvoll angesehen worden für die Bestimmung der Rauschbandbreite, die damit bei etwa 16 kHz liegt. Damit muss der mit der FFT gemessene Signal-Rausch-Abstand

$$SNR_{FFT} = SNR_{def} + 10 \log \left(\frac{16000}{46,875} \right) = 35,16 \text{ dB} + 25,33 \text{ dB} = 60,49 \text{ dB}$$

betragen. Dieses Verhältnis wird ungefähr mit $SNR_{FFT} = -9,1 \text{ dB} - -69,4 \text{ dB} = 60,3 \text{ dB}$ bei $-78,1 \text{ dB}$ erreicht (s. Abb. 5.5 und 5.4). Damit wird die maximale Empfindlichkeit für das geforderte Signal-Rauschverhältnis nicht ganz erreicht.

5. Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich

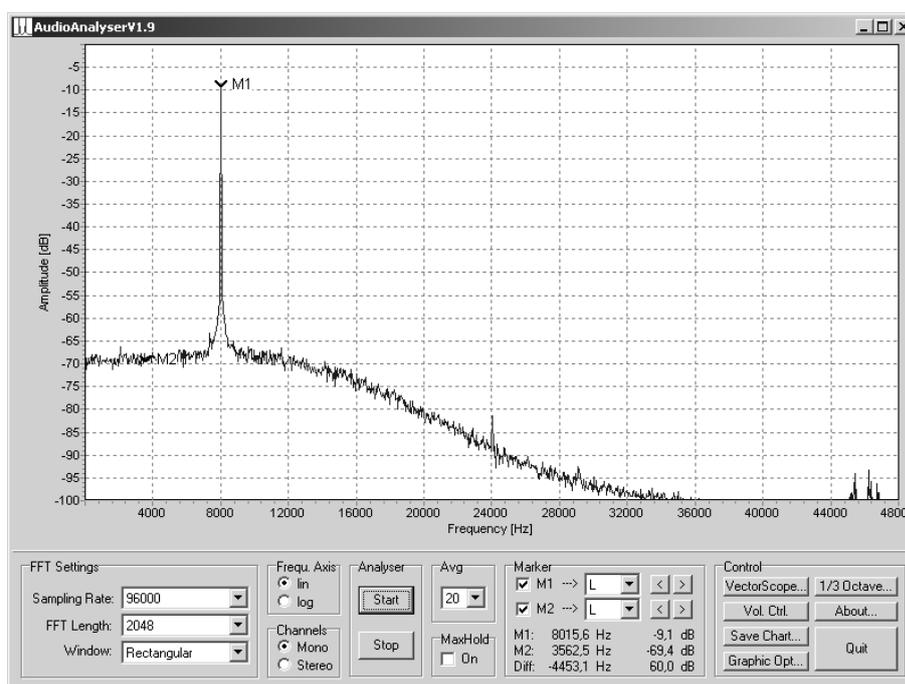


Abb. 5.5.: Messung des Signal-Rausch-Abstandes mittels Soundkarte und Software

5.2.3. Dynamikbereich

Um den verzerrungsfreien Dynamikbereich zu ermitteln, werden nun zwei Signale über einen Kombinerer zusammengeführt und auf den Empfängereingang gegeben. Der Signalpegel beider Signale beträgt -20 dB. Wie man Abb. 5.6 auf S. 80 erkennen kann, wird der als zulässig definierte Signal-Intermodulationsprodukt-Abstand nur knapp verfehlt. Erst die Reduzierung des Eingangspegels der beiden Signal um 1 dB führt zu dem gewünschten Ergebnis.

5.3. Auswertung der Messergebnisse

Die Anforderungen aus der Aufgabenstellung bezüglich Empfindlichkeit und Dynamikbereich werden nicht erreicht. Zwar bleiben die Abweichungen zu den gewünschten Ergebnissen klein, trotzdem muss die Empfängereinheit diesbezüglich noch verbessert werden. Die Anforderungen hinsichtlich des Frequenzgangs werden, wenn man die Änderungen während der Entwicklung berücksichtigt, dagegen erfüllt. Insbesondere die geringe Welligkeit im Durchlassbereich erleichtert der Auswertereinheit die Berechnungen.

5. Überprüfung von Empfindlichkeit und Dynamikbereich

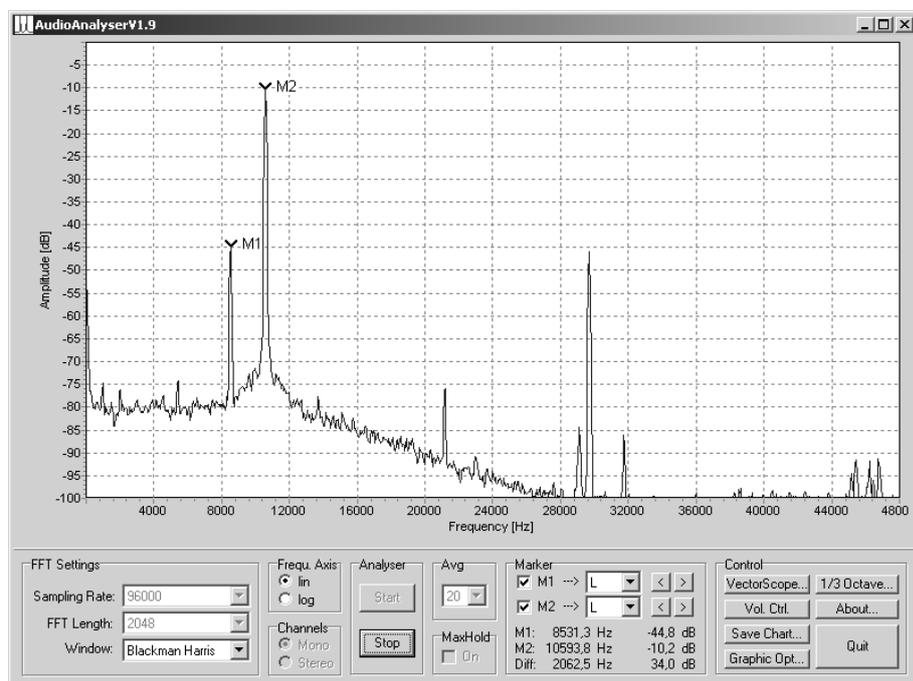


Abb. 5.6.: Messung des Abstandes zwischen Signal und Intermodulationsprodukt

6. Fazit und Ausblick

An dieser Stelle sollen kurz die Ergebnisse der Entwicklung erläutert werden und bewertet werden. Darüber hinaus werden dann Verbesserungsvorschläge vorgestellt.

6.1. Zusammenfassung der Entwicklung

Ausgehend von den ursprünglichen Anforderungen fällt die Bewertung der Ergebnisse zunächst nicht so positiv aus. Eine der Hauptanforderungen, ein Dynamikumfang von mindestens 60 dB bei dem in 2.4.2 definierten Signal-Rausch-Abstand wurde, wenn auch nur knapp, nicht erfüllt.

Dies liegt wohl hauptsächlich in zwei Ursachen begründet, die erste ergibt sich durch den Aufbau des Empfängers mit einem Filter am Eingang. Dadurch wird die Rauschzahl eines Empfängers ungünstig beeinflusst, da das erste Glied in einer Kette nach Gl. 2.2 einen großen Einfluss auf das Gesamtverhalten hat. Die zweite Ursache ist im folgenden Glied zu suchen, da der rauscharme Verstärker offensichtlich noch nicht optimal arbeitet. Insbesondere der angestrebte hohe Intercept-Punkt dritter Ordnung wurde nicht erreicht, ebenso wenig die laut Datenblatt mögliche Verstärkung.

Auch die Verstärkung der nachfolgenden Mischerstufe blieb etwas unter den Datenblattangaben zurück, die des IQ-Demodulators sogar deutlich. Allerdings wird die Verstärkung des letzteren in diesem Umfang gar nicht benötigt, da die vorigen Stufen trotz der Einschränkungen genug verstärken.

Im Bereich der OP-Schaltungen wurde für die Umsetzung differentieller Signale eine andere Lösung gefunden, die ursprünglich geplante Variante hat sich als unbrauchbar erwiesen. Auch die Möglichkeit einer weiteren Verstärkung nach den aktiven Tiefpassfiltern hat sich als überflüssig herausgestellt.

Als recht effektiv hat sich dagegen die Filtereigenschaft der entwickelten Empfängereinheit erwiesen, in der Messung des verzerrungsfreien Dynamikbereichs wurde ein Signal, das 16 kHz neben der ermittelten Grenzfrequenz liegt, bereits um mehr als 35 dB gedämpft. Außerdem ist der Durchlassbereich fast symmetrisch und die Welligkeit recht gering.

Die Entwicklung ist dennoch insgesamt durchaus positiv zu bewerten, da sich zwischenzeitlich herausgestellt hat, dass der angenommene notwendige Signal-Rausch-Abstand viel zu hoch angesetzt war und dass Ortungssystem durchaus zuverlässig und präzise mit weit geringeren Abständen auskommt. Der Prototyp des Ortungssystems kann zurzeit mit Signal-Rausch-Abständen arbeiten die bei 30 dB und darunter liegen.

Dadurch werden die Anforderungen aus der Aufgabenstellung hinsichtlich Empfindlichkeit und Dynamikbereich erfüllt und sogar etwas übertroffen. Während der Entwicklung haben sich auch die Anforderungen hinsichtlich des zulässigen Ausgangs-Frequenzbereichs geändert. Waren in der Aufgabenstellung noch eine Empfängerbandbreite von $2 \cdot 15 \text{ kHz} = 30 \text{ kHz}$ gefordert, änderte sich dies während der Entwurfsphase mit 20 kHz zwischenzeitlich auf einen geringeren Wert. Auch der nun verwendete Bereich von ca. 28 kHz wird sich

6. Fazit und Ausblick

wohl wieder ändern auf eine etwas größere Bandbreite.

Dies zeigt, dass sich Ziele und Anforderungen während einer Entwicklung verändern können. So ist z.B. das momentane Bestreben vorhanden, Empfindlichkeit zugunsten von Bandbreite zu opfern, da festgestellt wurde, dass Ortungen über größere Entfernungen möglich sind als zuvor angenommen wurde.

6.2. Verbesserungsmöglichkeiten

Während der Entwicklung haben sich zwei Ideen zur Verbesserung ergeben, die z.T. durch die Beschäftigung mit der entsprechenden Literatur entstanden, zum anderen auch durch Hindernisse in der Entwicklung selbst. Diese sollen nun dargestellt werden.

6.2.1. Änderung der 1. Mischstufe zum Betrieb als Image Rejection Mixer

Aufgrund der Zwischenfrequenz von 45 MHz und des Empfangsbandes von 2400 MHz bis 2500 MHz liegt ein Teil des Spiegelfrequenzbandes innerhalb des Empfangsbands. Die Frequenz des lokalen Oszillators liegt um die Zwischenfrequenz versetzt über der Empfangsfrequenz, also

$$f_E = f_{LO} - f_{ZF}$$

Dies entspricht dem Betrieb eines Mischers in Kehrlage, d.h. das Frequenzspektrum ist im Basisband invertiert. Für die Spiegelfrequenzen ergibt sich

$$f_{SP} = f_{LO} + f_{ZF}$$

Das Spiegelfrequenzband geht also von 2490 MHz bis 2590 MHz. Die Unterdrückung der Spiegelfrequenzen mit Hilfe des HF-Eingangsfilters ist daher nicht vollständig möglich.

Dieses lässt sich aber mit einem Image Rejection Mixer erreichen, dieser ist in [5] beschrieben, die nachfolgenden Erklärungen sind dort sinngemäß entnommen. Da der verwendete AD8347 schon als IQ-Demodulator ausgeführt ist, braucht man die I- und Q-Ausgänge nur über einen 90° Hybrid zusammenführen. Für $f_E = f_{LO} - f_{ZF}$ muss der I-Kanal um +90° verschoben werden.

Für die gewünschte Empfangsfrequenz $f_E = f_{LO} - f_{ZF}$ ergibt sich am Mischerausgang für den I-Kanal

$$\begin{aligned} g_{I_E}(t) &= \sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t) \sin(\omega_{LO}t) \\ &= \frac{1}{2} [\cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \omega_{LO}t) - \cos((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t + \omega_{LO}t)] \\ &= \frac{1}{2} [\cos(-\omega_{ZF}t) - \cos((2\omega_{LO} - \omega_{ZF})t)] \end{aligned}$$

Wegen des Tiefpassverhaltens am Mischerausgang und $\omega_{LO} \gg \omega_{ZF}$ ist nur der vordere Term interessant, also erhält man

$$g_{I_E}(t) = \frac{1}{2} \cos(-\omega_{ZF}t)$$

bzw. wegen der Symmetrie des Kosinus

$$g_{I_E}(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_{ZF}t)$$

6. Fazit und Ausblick

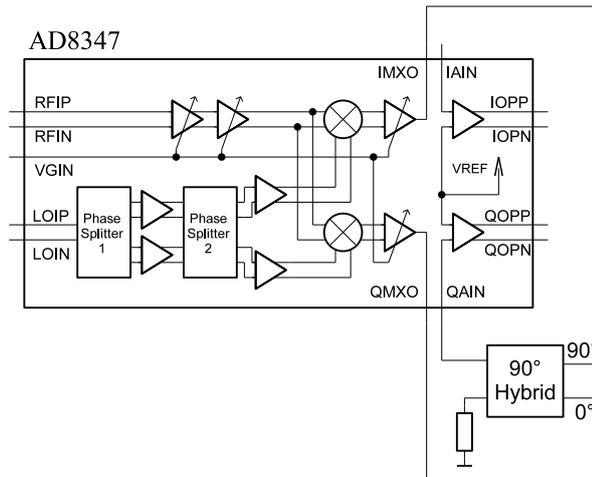


Abb. 6.1.: Image Rejection Mixer mit AD8347

Für den Q-Kanal erhält man wegen der 90° Verschiebung

$$\begin{aligned}
 g_{QE}(t) &= \sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t) \cos(\omega_{LO}t) \\
 &= 1/2[\sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \omega_{LO}t) + \sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t + \omega_{LO}t)] \\
 &= 1/2[\sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t - \omega_{LO}t) + \sin((\omega_{LO} - \omega_{ZF})t + \omega_{LO}t)] \\
 &= 1/2[\sin(-\omega_{ZF}t) + \sin((2\omega_{LO} - \omega_{ZF})t)]
 \end{aligned}$$

Wegen des Tiefpassverhaltens erhält man:

$$g_{QE}(t) = 1/2 \sin(-\omega_{ZF}t)$$

beziehungsweise

$$g_{QE}(t) = -1/2 \sin(\omega_{ZF}t)$$

Verschiebt man den I-Kanal um $+90^\circ$ und führt dann beide Kanäle zusammen, erhält man

$$\begin{aligned}
 g'_{IE}(t) + g_{QE}(t) &= -\frac{1}{2} \sin(\omega_{ZF}t) - \frac{1}{2} \sin(\omega_{ZF}t) \\
 &= -\sin(\omega_{ZF}t)
 \end{aligned}$$

Für die Spiegelfrequenz $f_{SP} = f_{LO} + f_{ZF}$ ergibt sich dann für den I-Kanal

$$\begin{aligned}
 g_{ISP}(t) &= \sin((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t) \sin(\omega_{LO}t) \\
 &= \frac{1}{2}[\cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t - \omega_{LO}t) - \cos((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \omega_{LO}t)] \\
 &= \frac{1}{2}[\cos(\omega_{ZF}t) - \cos((2\omega_{LO} + \omega_{ZF})t)]
 \end{aligned}$$

Auch hier die Vereinfachung wegen Tiefpassverhaltens:

$$g_{ISP}(t) = \frac{1}{2} \cos(\omega_{ZF}t)$$

6. Fazit und Ausblick

Für den Q-Kanal:

$$\begin{aligned}g_{Q_{SP}}(t) &= \sin((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t) \cos(\omega_{LO}t) \\&= \frac{1}{2}[\sin((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t - \omega_{LO}t) + \sin((\omega_{LO} + \omega_{ZF})t + \omega_{LO}t)] \\&= \frac{1}{2}[\sin(\omega_{ZF}t) + \sin((2\omega_{LO} + \omega_{ZF})t)]\end{aligned}$$

Wieder die Vereinfachung wegen des Tiefpassverhaltens:

$$g_{Q_{SP}}(t) = \frac{1}{2} \sin(\omega_{ZF}t)$$

Durch Verschiebung des I-Kanal um $+90^\circ$ und Zusammenführen mit dem Q-Kanal wird also die Spiegelfrequenz eliminiert:

$$\begin{aligned}g'_{I_{SP}}(t) + g_{Q_{SP}}(t) &= \frac{1}{2} \sin(\omega_{ZF}t) - \frac{1}{2} \sin(\omega_{ZF}t) \\&= 0\end{aligned}$$

Das benötigte Hybrid lässt sich z.B. durch ein Netzwerk aus 6 Kondensatoren und 2 Spulen realisieren. Hier werden allerdings Anforderungen an die Bauteiltoleranz gestellt, denn die Bandbreite des 90° Hybrid beträgt nur 2% der Mittenfrequenz. Weiteres hierzu kann der Literatur entnommen werden, z. B. [12]. Eine Ausführung des Hybrid als Streifenleiter ist im ZF-Bereich aufgrund der Wellenlänge bzw. der gewünschten kompakten Bauweise eher unrealistisch.

6.2.2. Anpassung des DA-Umsetzers

Während der Entwicklung hat sich ergeben, dass zwei Bits, die ursprünglich zur Verstärkungseinstellung von Operationsverstärker und LNA genutzt werden sollten, nun nicht mehr benötigt werden. Verwendet man diese nun zusätzlich für die DA-Umsetzer, lässt sich eine feiner Auflösung der Verstärkungseinstellung erzielen. Dadurch lässt sich eine bessere Ausnutzung des Eingangsbereichs des AD-Umsetzers der Auswerte-Einheit erreichen, dies hat eine einen größeren Dynamikbereich bei der Signalanalyse zur Folge.

Eine feinere Auflösung des Verstärkungsbereich lässt sich aber auch erreichen, wenn man den Bereich der DA-Umsetzer auf den nutzbaren Spannungsbereich der Steuereingänge reduziert. Da für die Steuerspannung des IQ-Demodulators nur eine Bereich von etwa 0,2 V bis 0,8 V sinnvoll ist, der bisherige Bereich aber 0 V bis 1,7 V umfasst, kann hier die eine deutlich feinere Auflösung erreicht werden.

7. Danksagung

Ich danke den Mitarbeitern der Firma Lambda:4 GmbH & Co.KG die mich in meiner Arbeit sehr unterstützt und diese Diplomarbeit überhaupt ermöglicht haben. Mein Dank gilt insbesondere Herrn Reimann, der mir bei der Konzeption der Empfängereinheit als Diskussionspartner immer wieder Anregungen gegeben hat.

Mein besonderer Dank gilt meiner Familie, die mir während des Studiums immer den Rücken gestärkt hat.

Einen ganz, ganz herzlichen Dank bekommt meine Freundin Birgit, die mich während der Diplomarbeit unglaublich ermutigt und vor allem auch entlastet hat.

Literaturverzeichnis

- [1] ANALOG DEVICES: *AD8347 - 0.8 GHz-2 GHz Direct Conversion Quadrature Demodulator*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 08. Juni 2008. 2001. – URL <http://www.analog.com>
- [2] ECS INC., INTERNATIONAL: *ECS-96SMF 45.0 MHz SMD Crystal Filter*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 15. Juni 2008. 2007. – URL http://www.ecsxtal.com/store/pdf/ECS_96SMF45.pdf
- [3] HAMEG INSTRUMENTS: *Was ist Rauschen*. Fachartikel. 2004. – URL http://www.hameg.com/downloads/fachartikel/HAMEG_Rauschen.pdf. – Zugriffsdatum: 2. Juni 2008
- [4] HARVEY, Audrey F. ; MICHEAL CERNA, National Instruments: *The Fundamentals off FFT-Based Signal Analysis and Measurement in LabVIEW and LabWindows*. Application Note. Zugriffsdatum: 26. August 2008. 1995. – URL <http://www.noise.physx.u-szeged.hu/DigitalMeasurements/AcquisitionAndProcessing/SpectrumFundamentals.pdf>
- [5] HUFSCHMID, Dr. M.: *HF-Systeme / Fachhochschule beider Basel*. URL <http://www.eit.fhbb.ch/htmldoz/huf/Skripte/HFSystemeSkript.pdf>. – Zugriffsdatum: 16. Juni 2008, 2000. – Skript
- [6] JOHANSON TECHNOLOGY: *2.45 GHz ISM Band Pass Filter P/N 2450BP18C100B*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 03. Juli 2008. 2001. – URL http://www.johansontechnology.com/products/rfc/bpf/JTI_Band-Pass-2450BP18C100B_6-02.pdf
- [7] LINEAR TECHNOLOGY: *LT5506 - 40 MHz to 500 MHz Quadrature Demodulator with VGA*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 31. Mai 2008. 2002. – URL <http://www.linear.com>
- [8] M. THUMM, Prof. D. rer nat Dr. h. c.: *HF-Systeme / Universität Karlsruhe (TH)*. URL http://www.ihe.uni-karlsruhe.de/download/HHHS_skript.pdf. – Zugriffsdatum: 22. August 2008, 2000. – Skriptum zur Vorlesung
- [9] NATIONAL SEMICONDUCTOR: *LM117/LM217/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 27. August 2008. 2007. – URL <http://www.national.com>
- [10] NEUBIG, Bernd ; BRIESE, Wolfgang: *Das große Quarzkochbuch*. 1. Auflage. Franzis-Verlag, 1997

Literaturverzeichnis

- [11] NXP: *BGA2012 1900 MHz high linear low noise amplifier*. Datenblatt. Zugriffsdatum: 20. Juli 2008. 2000. – URL http://www.nxp.com/acrobat_download/datasheets/BGA2012_2.pdf
- [12] TIETZE, Ulrich ; SCHENK, Christian: *Halbleiterschaltungstechnik*. 12. Auflage. Springer Verlag, 2003

Abbildungsverzeichnis

2.1. Geradeausempfänger mit zwei Hochfrequenz-Verstärkerstufen	8
2.2. Überlagerungsempfänger mit einer Zwischenfrequenz	9
2.3. Mischer	10
2.4. Frequenzumsetzung in Gleich- und Kehrlage	11
2.5. ISIDOR III	12
2.6. JOE	13
2.7. resultierender Phasenfehler	16
2.8. Nacheinandergeschaltete Komponenten mit Rauschzahl F und Verstärkung G	17
2.9. 1 dB Kompressionspunkt	19
2.10. Intermodulationsprodukte	19
2.11. Intercept-Punkt 3. Ordnung	20
3.1. Aufbau einer vierlagigen FR4-Platine	23
3.2. Abgewandelte Subtrahiererschaltung	29
3.3. Filter 4. Ordnung: Tschebyscheff 3dB Welligkeit, Butterworth und Bessel .	30
3.4. Sallen-Key-Filter	31
3.5. Invertierender Verstärker	32
3.6. Ersatzschaltbild für die Filteranpassung	33
3.7. Vereinfachtes Ersatzschaltbild für die Filteranpassung bei 45 MHz	34
3.8. Ersatzschaltbild der Anpassung des 2. ZF-Filters	35
3.9. Einfügungsverstärkung und Stromaufnahme gegenüber der Steuerspannung bei $U_{LNA} = 3 \text{ V}$, $f = 1,9 \text{ GHz}$ aus dem Datenblatt [11]	35
3.10. Ansteuerung der LNA mittels Spannungsteiler	35
3.11. Umsetzung der digitalen Steuersignale Z_i in eine analoge Steuerspannung U_S über ein R-2R-Netzwerk mit nachgeschaltetem Impedanzwandler	36
3.12. Erweiterung des Umsetzers für eine Steuerspannung $U_{S_{min}} > 0$ bei $Z = 0$	37
3.13. Ersatzschaltbilder Umsetzers für $U_{S_{min}}$ und $U_{S_{max}}$	37
3.14. linearer Spannungsregler LM317 mit Kondensatoren	39
3.15. Schematische Darstellung der Lagenbelegung	41
3.16. Räumliche Aufteilung der Bereiche und Kanäle auf der Platinenoberseite .	41
3.17. Querschnitt eines Mikrostreifenleiters. Dabei sind w : Breite des Leiters, h : Dicke des Substrats, t : Metallisierungsdicke bezeichnet, die Dicke des Sub- strats mit h , g : Abstand Leiter zu umgebender Massefläche (Betrachtung als koplanarer Leiter)	42
3.18. Simulation mit TXILINE für die vorgegeben Werte	43
4.1. Schaltbild zur Messung der Ein- und Ausgangsimpedanzen	45
4.2. Schaltbild mit parallelen Anpasswiderstand R_P	45
4.3. Gemessene Ein- und Ausgangs-Impedanzen des HF-Filter nach Anpassung	45

Abbildungsverzeichnis

4.4. Durchlasskurve des HF-Filters aus dem Datenblatt [6]	46
4.5. Gemessene Durchlasskurve des HF-Filters	46
4.6. Messung der Parameter S_{11} und S_{22} mit einem vektoriellen Netzwerk-Analysator für die empfohlene Konfiguration mit $C_1 = C_5 = 100$ pF, $C_2 = C_4 = 22$ nF, $C_3 = 100$ nF und $L_1 = L_2 = 3.9$ nH bei $U_S = U_{LNA} = 3,3$ V	47
4.7. Messung der Parameter S_{11} und S_{22} mit einem vektoriellen Netzwerk-Analysator mit den korrigierten Werten $R_1 = 220$ Ω , $C_1 = 2,2$ pF, $C_2 = C_4 = 22$ nF, $C_3 = 100$ nF, $C_5 = 100$ pF, $L_1 = 1,5$ nH und $L_2 = 2,7$ nH bei $U_S = U_{LNA} = 3,3$ V	48
4.8. Gemessene Impedanzen des Messaufbaus	48
4.9. Messung des S_{21} -Parameters der angepassten LNA mit Bestimmung des 1 dB-Kompressionspunktes	49
4.10. Messung der IM_3 -Produkte und Ermittlung des IP3-Punktes	49
4.11. Messung Intermodulationsprodukte 3. Ordnung für $f_1 = 2450,00$ MHz, $f_2 = 2450,01$ MHz und Bestimmung des Intercept-Punkts	50
4.12. Messaufbau	51
4.13. Gemessene Impedanzen des Messaufbaus	52
4.14. Verstärkungsdiagramm für den ZF-Verstärker aus dem Datenblatt	52
4.15. Gemessene Verstärkung des ZF-Verstärkers bei 45 MHz	52
4.16. regelbare Verstärker und Mischer des AD8347	53
4.17. Messung der Impedanz des HF-Signal-Eingangs des AD8347	53
4.18. Ermittelte S_{11} -Parameter des Eingangs	53
4.19. Anpassung der Impedanz des HF-Signal-Eingang des AD8347	55
4.20. Ermittelte S_{11} -Parameter des angepassten Eingangs	55
4.21. Messung der Impedanz des Lokaloszillator-Eingangs des AD8347	56
4.22. Ermittelte S_{11} -Parameter des Lokaloszillator-Eingangs	56
4.23. Anpassung der Impedanz des HF-Signal-Eingang des AD8347	57
4.24. Ermittelte S_{11} -Parameter des angepassten Eingangs	57
4.25. Messung der Verstärkungskennlinie mit den ermittelten Anpassungen.	57
4.26. Verstärkungskennlinie aus Datenblatt [1] für $f_{HF} = 1900$ MHz bei 2,7 V Versorgungsspannung	58
4.27. Gemessene Verstärkungskennlinie für $f_{HF} = 2450$ MHz bei 3,3 V Versorgungsspannung	58
4.28. Ersatzschaltbild des Messaufbaus zur Bestimmung der Kennlinie der automatischen Verstärkungssteuerung	58
4.29. Gemessene Kennlinie der Verstärkungssteuerung	59
4.30. Kennlinie aus dem Datenblatt [1] zur Verstärkungssteuerung	59
4.31. Messaufbau IQ-Demodulator	59
4.32. Pegelmessung lokaler Oszillator IQ-Demodulator	60
4.33. Gemessene Phasen- und Amplitudenfehler des IQ-Demodulators	61
4.34. Vergleich gemessene Verstärkung mit Sollwerten	62
4.35. Messaufbau zur Überprüfung der Datenblattangaben	62
4.36. gemessene Filterkurve im Adapter	63
4.37. Vergleich der Filterkurve mit Datenblattangaben	63
4.38. gemessene Filterkurve auf Platine mit Standard-Anpassung	64
4.39. gemessene Filterkurve auf Platine ohne Kondensator-Anpassung	64

Abbildungsverzeichnis

4.40. Mess-Schaltung zur Anpassung des Filters an den Eingang des ZF-Verstärkers	64
4.41. Frequenzgang des ersten ZF-Filter nach berechneter Anpassung an ZF-Verstärker-Eingang mit $R_{2'} = 1200 \Omega$ und $L = 4,7 \mu\text{H}$	65
4.42. Frequenzgang des ersten ZF-Filter nach mit experimenteller Anpassung an ZF-Verstärker-Eingang mit $R_{2'} = 910 \Omega$ und $L = 4,7 \mu\text{H}$	65
4.43. Ersatzschaltbild des Messaufbaus zur Anpassung des ersten ZF-Filters an den Ausgang der Mischerstufe	66
4.44. Frequenzgang des ersten ZF-Filters bei Anpassung an den Ausgang der Mischerstufe	66
4.45. Testmessung des 2. ZF-Filter auf der Platine	67
4.46. Messaufbau zur Überprüfung der Datenblattangaben	67
4.47. deegrg	68
4.48. Gemessene Eingangsimpedanz des IQ-Demodulators über das Balun	69
4.49. Ersatzschaltbild für die Messung des Frequenzgangs bei der Filteranpassung an den IQ-Demodulator	70
4.50. Frequenzgang des zweiten ZF-Filters bei Anpassung an den IQ-Demodulator	70
4.51. Umsetzung differentieller Signale auf unsymmetrisches Ausgangssignal mit vorgeschalteten Kondensatoren	71
4.52. Invertierender Differenzverstärker	73
4.53. Vergleich der Messung mit den Sollwerten	73
5.1. Vereinfachtes Schaltbild des Messaufbaus zur Empfindlichkeitsmessung	76
5.2. Zusammenführung zweier Signale über einen Kombiniierer zur Messung des Dynamikbereichs	77
5.3. Frequenzgang des Gesamtsystems in der Nähe des Durchlassbereichs der ZF-Filter	77
5.4. Messung des minimalen Eingangsspegel für das zulässige Signal-Rausch-Verhältnis	78
5.5. Messung des Signal-Rausch-Abstandes mittels Soundkarte und Software	79
5.6. Messung des Abstandes zwischen Signal und Intermodulationsprodukt	80
6.1. Image Rejection Mixer mit AD8347	83

Tabellenverzeichnis

3.1. Herstellerangaben für 2450BP18C100B	25
3.2. Herstellerangaben für BGA2012 bei 2,4 GHz	25
3.3. Herstellerangaben für AD8347 für 1900 MHz	26
3.4. Herstellerangaben für ECS-96SMF45A30	26
3.5. Herstellerangaben für LT5506 für 284 MHz	27
3.6. Herstellerangaben für TLV27x	28
3.7. Herstellerangaben für CD74HC194 bei 2 V	28
3.8. Herstellerangaben für CD4066 bei 2 V	29
4.1. DA-Umsetzer-Werte zur Ansteuerung des IQ-Demodulators	74
4.2. DA-Umsetzer-Werte zur Ansteuerung des Abwärtsmischers	75

A. Anhang

Übersicht

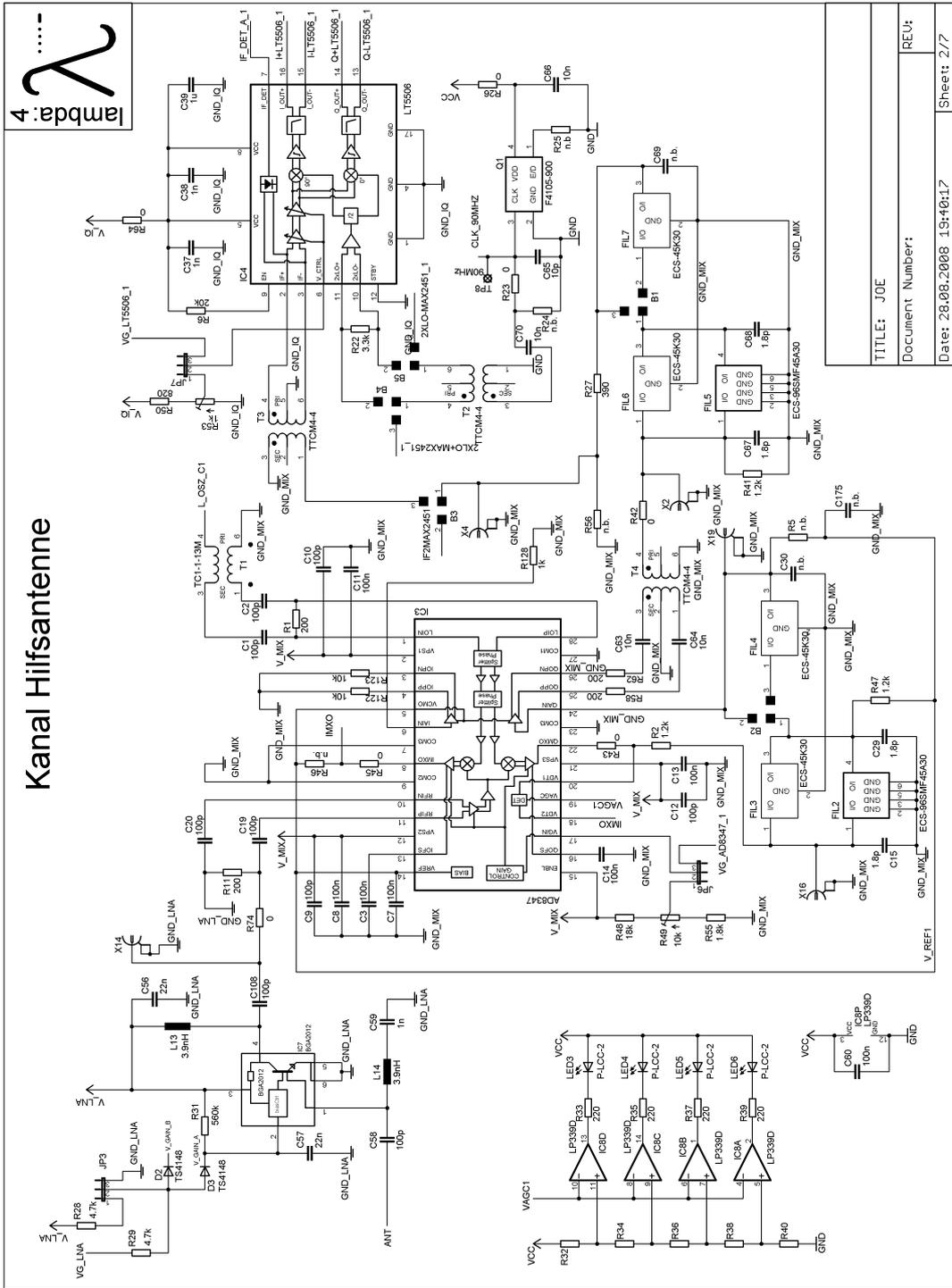
- Anhang A1: Schaltplan der Empfängereinheit
- Anhang A2: Platinenlayout der Empfängereinheit
- Anhang A3: Datenblätter der verwendeten ICs

Die Anhänge A2 und A3 sind in elektronischer Form auf einer CD abgelegt und beim Prüfer Prof. Dipl.-Ing Joachim Goerth einzusehen

A.1. Schaltplan der Empfängereinheit

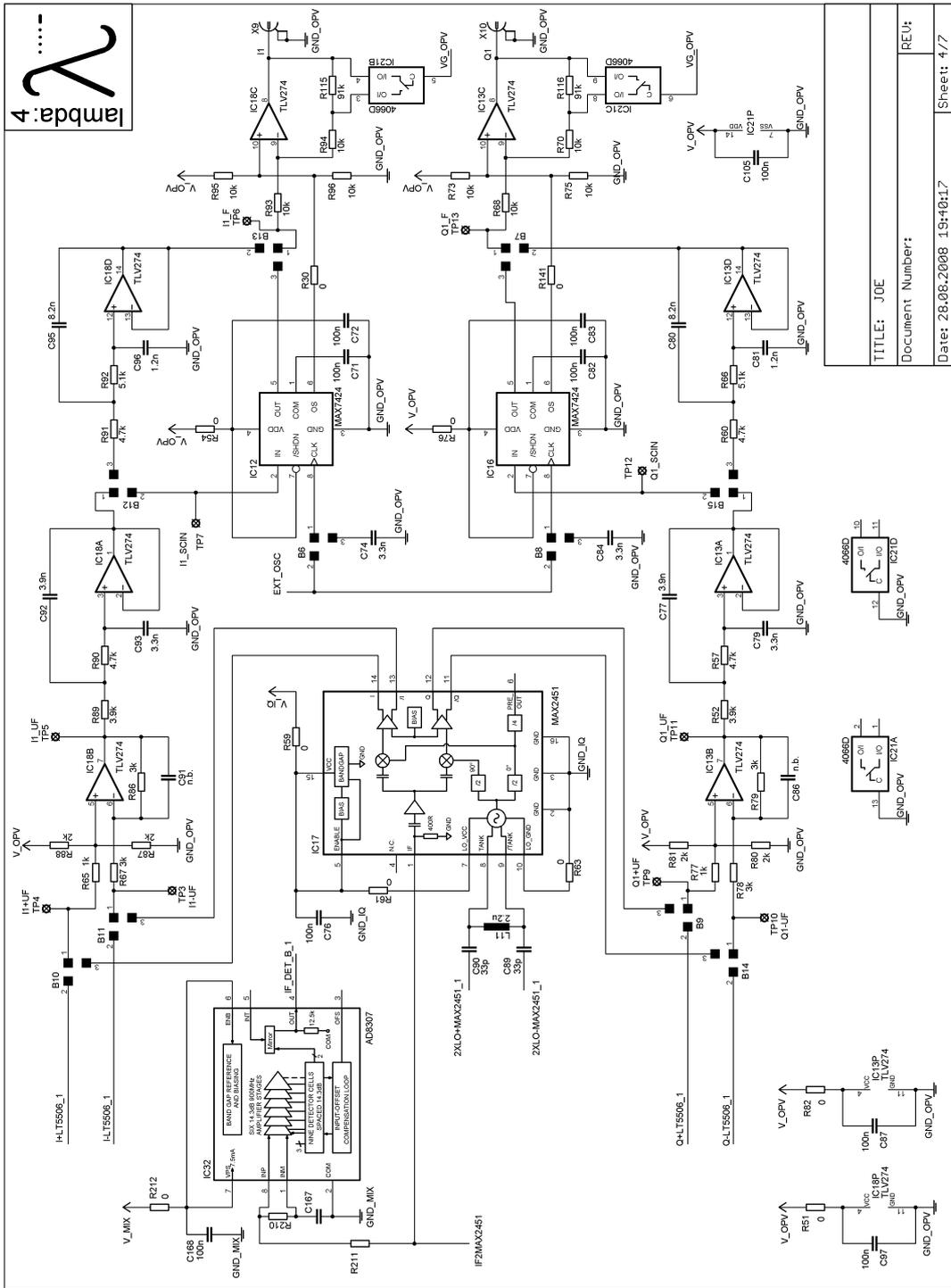
Auf den nachfolgenden Seiten sind die Schaltpläne der Empfängereinheit dargestellt

- Schaltplan S.1 : Spannungsversorgungen
- Schaltplan S.2 : Empfängerkanal 1, HF-Teil, Abwärtsmischer, ZF-Filter IQ-Demodulator
- Schaltplan S.3 : Empfängerkanal 2, HF-Teil, Abwärtsmischer, ZF-Filter IQ-Demodulator
- Schaltplan S.4 : Empfängerkanal 1, OP-Schaltungen
- Schaltplan S.5 : Register und Digital-Analog-Umsetzer
- Schaltplan S.6 : Empfängerkanal 2, OP-Schaltungen
- Schaltplan S.7 : OP-Treiber für Detektorausgänge



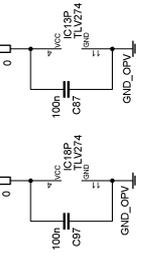
lambda: 4

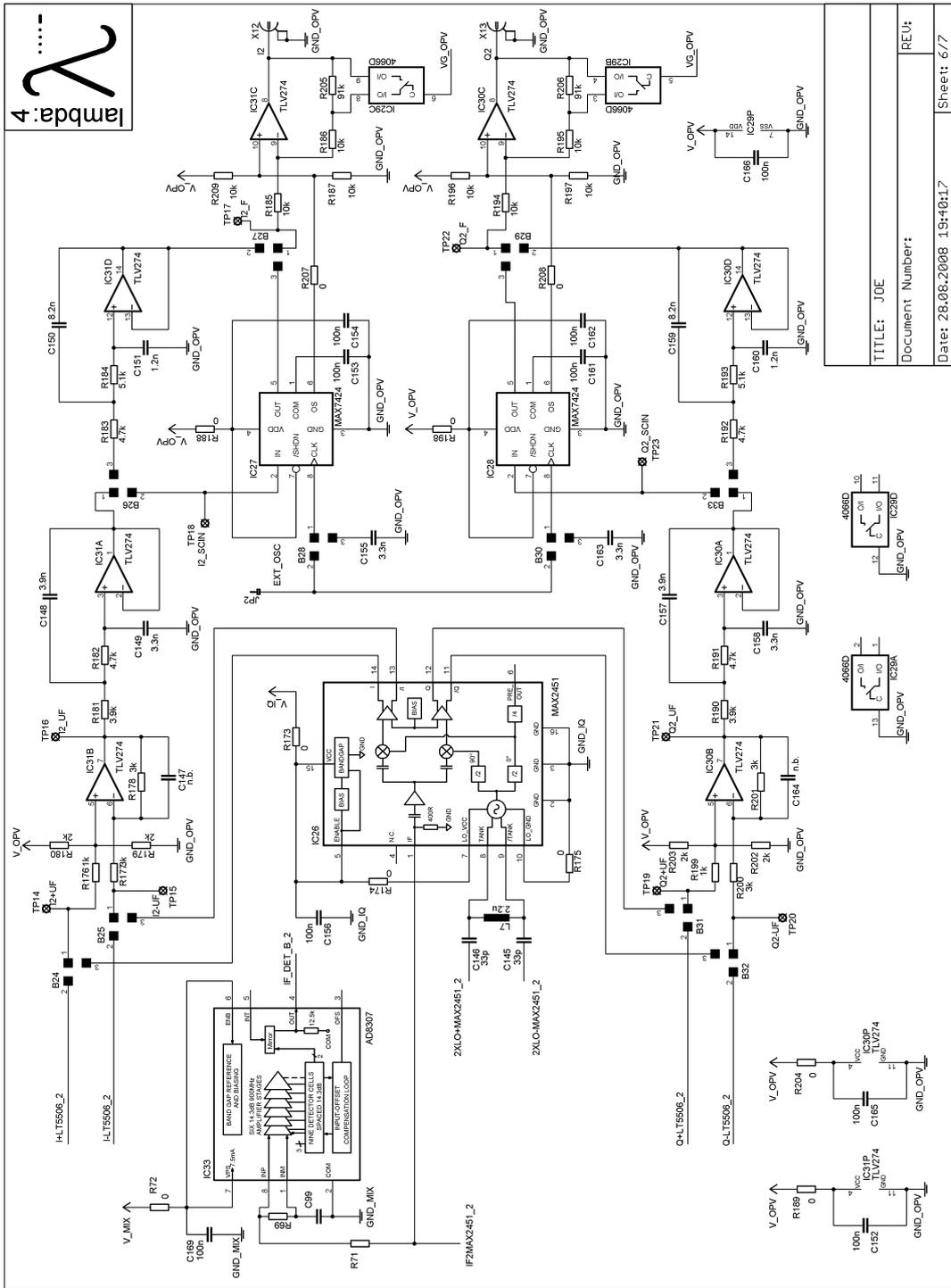
TITLE: JOE	REV:
Document Number:	
Date: 28.06.2008 19:40:17	Sheet: 2/7



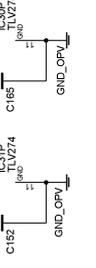
lambda: 4

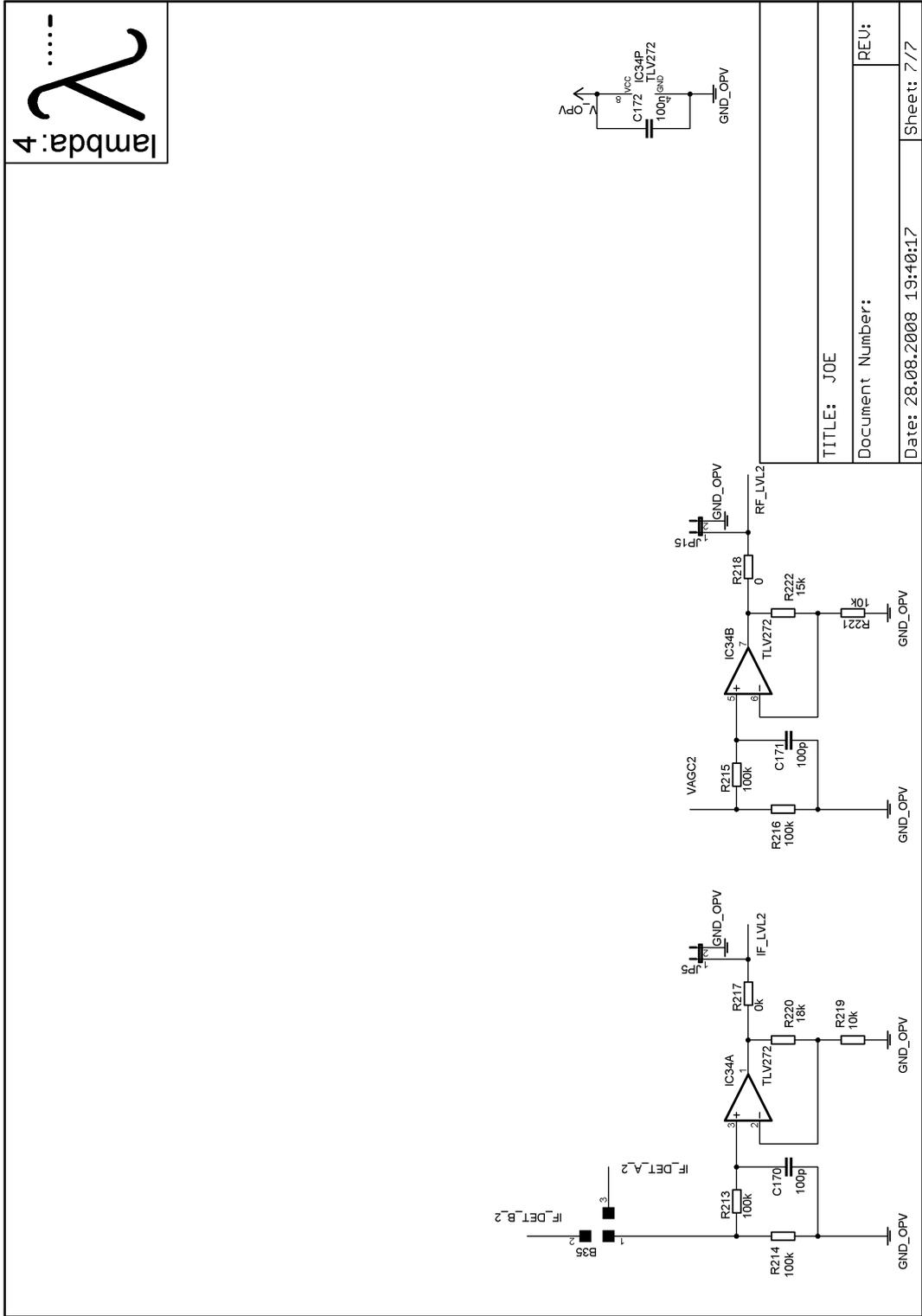
TITLE: JOE
Document Number:
Date: 28.08.2008 19:10:17
Sheet: 4/7





TITLE: JOE
 Document Number:
 Date: 28.08.2008 19:10:17





A. Anhang

A.2. Layout der Empfängereinheit

Der Anhang A2 ist in elektronischer Form als Gerber-Daten auf einer CD abgelegt und beim Prüfer Prof. Dipl.-Ing Joachim Goerth einzusehen.

A.3. Datenblätter der verwendeten ICs

Der Anhang A3 ist in elektronischer Form als PDF-Dateien auf einer CD abgelegt und beim Prüfer Prof. Dipl.-Ing Joachim Goerth einzusehen.

Versicherung über die Selbständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §25(4) ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Ort, Datum Unterschrift