



Forschungszentrum Karlsruhe
in der Helmholtz-Gemeinschaft

Wissenschaftliche Berichte
FZKA 6936

Selektiver S-Band-Messempfänger für einen Millimeterwellen- Netzwerkanalysator

O. Prinz

**Institut für Hochleistungsimpuls-und
Mikrowellentechnik
Programm Kernfusion**

Dezember 2003

Forschungszentrum Karlsruhe

in der Helmholtz-Gemeinschaft

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 6936

Selektiver S-Band-Messempfänger für einen Millimeterwellen-Netzwerkanalysator

O. Prinz

Institut für Hochleistungsimpuls-
und Mikrowellentechnik
Programm Kernfusion

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe
2003

Impressum der Print-Ausgabe:

**Als Manuskript gedruckt
Für diesen Bericht behalten wir uns alle Rechte vor**

**Forschungszentrum Karlsruhe GmbH
Postfach 3640, 76021 Karlsruhe**

**Mitglied der Hermann von Helmholtz-Gemeinschaft
Deutscher Forschungszentren (HGF)**

ISSN 0947-8620

Selektiver S-Band-Messempfänger für einen Millimeterwellen-Netzwerkanalysator

Kurzfassung

Der vorliegende Bericht dokumentiert die Entwicklung und Realisierung eines selektiven S-Band-Messempfängers. Damit wird der Empfangspegel in einem skalaren Netzwerkanalysator, dessen Frequenzbereich 100 GHz bis 175 GHz überstreicht, bestimmt. Der Dynamikbereich reicht von -90 dBm bis +7 dBm. Der Messempfänger ist modular als Superheterodynempfänger aufgebaut. Das Eingangssignal wird durch einen passiven Mischer auf eine Zwischenfrequenz von 115 MHz umgesetzt. Das Lokaloszillatorsignal für den Mischer wird aus einem VCO, der über eine PLL an einen Quarzoszillator angebunden ist, gewonnen. In der Zwischenfrequenzebene wird der Pegel angepasst und durch Filterung die Bandbreite, die den Detektor erreicht, beschnitten. Als Detektor wird ein logarithmischer Verstärker, der als integrierte Schaltung erhältlich ist, eingesetzt.

Diese Arbeit wurde im Rahmen einer Kooperation zwischen dem Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik am Forschungszentrum Karlsruhe und dem Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik der Universität Karlsruhe (TH) durchgeführt.

Selective S-band-measurement-receiver for a Millimeterwave-Networkanalyser

Abstract

The following report shows the design and development of a selective S-band measurement receiver. Its function is the detection of the received power in a 100 GHz to 175 GHz scalar networkanalyser. The dynamic range is from -90 dBm to +7 dBm. A superheterodyn receiver architecture is realized. The received signal is converted down to an intermediate frequency of 115 MHz by a passive mixer. The local oscillator uses a PLL stabilized VCO to pump the mixer. In the intermediate frequency the level is matched and a bandpass filter limits the bandwidth. The detector is a logarithmic amplifier which is available as an integrated circuit.

This project was possible through a cooperation between the Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik at the Forschungszentrum Karlsruhe and the Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik at the Universität Karlsruhe (TH).

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Messempfänger	4
2.1. Voraussetzungen	4
2.2. Empfängerkonzeption	4
2.3. Frequenzplan	5
2.4. Pegelplan	7
2.5. Messungen	8
3. Detektor-Baugruppe	10
3.1. Eigenschaften des AD8309	10
3.2. Beschaltung	12
3.3. Messergebnisse	13
4. Filter-Baugruppe	16
4.1. Tiefpassfilter	16
4.2. Bandpassfilter	18
4.3. Integration	21
5. Mischer-Baugruppe	23
5.1. Mischer	23
5.2. Tiefpassfilter	24
5.3. Verstärker	25
5.4. Messergebnisse	26
6. Lokaloszillator-Baugruppe	30
6.1. Konzept	30
6.2. Schaltung	31
6.3. Messergebnisse	33
7. Gesamtsystem	38
7.1. Funktion	38
7.2. Zusammenfassung	42
7.3. Mögliche Verbesserungen	42
A. Schaltbilder der Baugruppen	44
B. Assemblerprogramm des PIC-Mikroprozessors	47
Literaturverzeichnis	52

1. Einleitung

Im Institut für Hochleistungsimpuls- und Mikrowellentechnik (IHM) am Forschungszentrum Karlsruhe (FZK) wird ein skalarer Netzwerkanalysator für den Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz entwickelt. Die Aufgabe eines Netzwerkanalysators ist die Charakterisierung der Transmission und der Reflexion eines Messobjekts in einem gegebenen Frequenzbereich. Eine ausführliche Einführung ist in [1] zu finden. Das Anwendungsgebiet ist die Vermessung von Ausgangsfenstern von Millimeterwellenoszillatordröhen. In der vorliegenden Arbeit wird ein Teilsystem des Netzwerkanalysators entwickelt.

Die Besonderheit des Fenstermessplatzes gegenüber gewöhnlichen Netzwerkanalysatoren ist die quasi-optische Messstrecke, die anstatt eines Test-Sets in koaxialer Bauweise verwendet wird. Die Messfrequenzen liegen zwischen 110 GHz und 170 GHz.

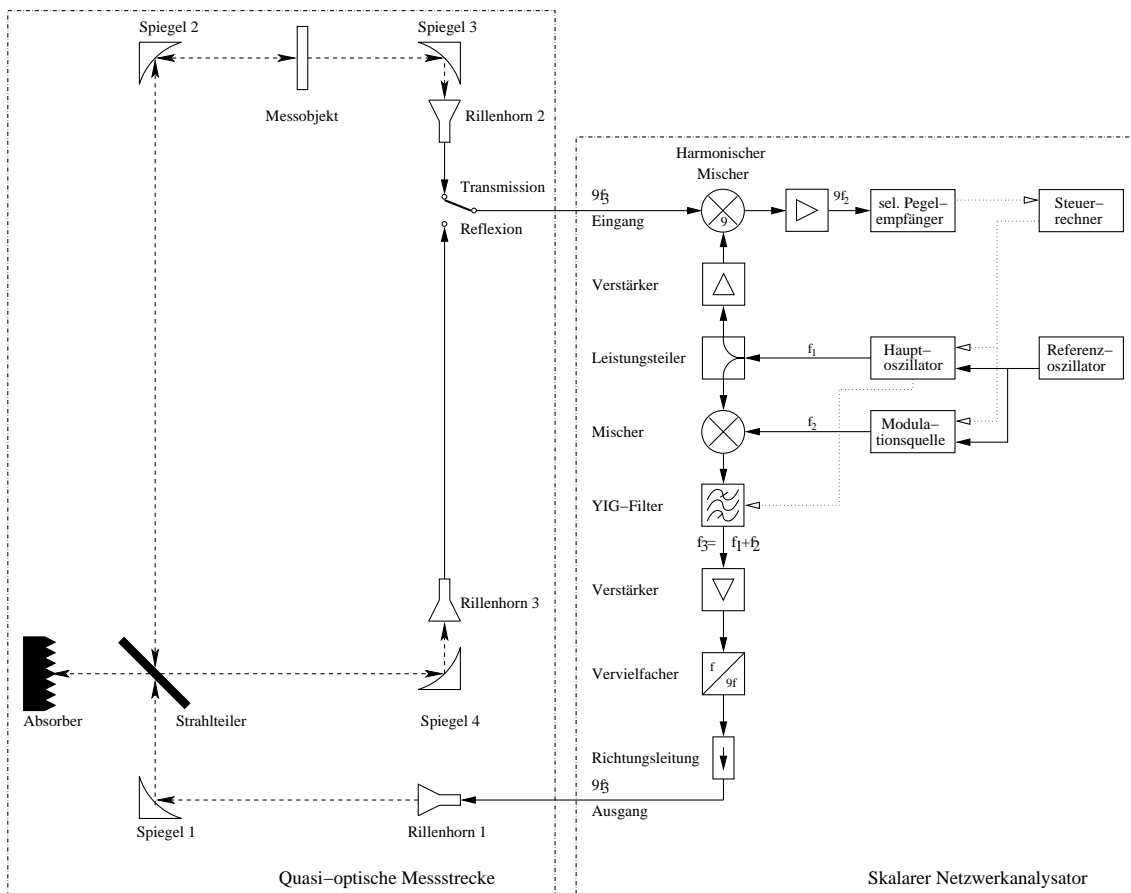


Bild 1.1.: Blockschaltbild des Fenstermessplatzes.

Der Fenstermessplatz, wie in Bild 1.1 dargestellt, gliedert sich in zwei Blöcke: Die Messstrecke und den skalaren Netzwerkanalysator. Die Messstrecke beginnt mit Rillen-

horn 1 am Ausgang des Netzwerkanalysators, das die leitungsgebundene Welle abstrahlt. Die Welle wird durch einen Spiegel fokussiert und umgelenkt. Durch den nachfolgenden Strahlteiler (3 dB-Koppler) wird die Welle im Verhältnis 1:1 aufgeteilt. Ein Teil fällt geradeaus auf Spiegel 2. Der am Strahlteiler reflektierte Anteil wird dem Absorber zugeführt und hat keine Bedeutung für die Messung. Am Messobjekt kommt eine quasi-ebene Wellenfront an. Diese teilt sich dort in einen reflektierten und transmittierten Anteil auf.

Die transmittierte Welle wird durch den Spiegel 3 umgelenkt. Am Rillenhorn 2 misst der Netzwerkanalysator den Pegel dieses Signals. Wenn eine Reflexion am Messobjekt auftritt, läuft die reflektierte Welle den gleichen Weg bis zum Strahlteiler zurück. Hier wird eine Hälfte zu Spiegel 4 umgelenkt, die andere geht geradeaus und wird durch die Richtungsleitung nach Rillenhorn 1 absorbiert. Damit sind hin- und rücklaufende Welle entkoppelt. Der Pfad der reflektierten Welle geht auf Spiegel 4 und weiter in das Rillenhorn 3, dessen Pegel durch den Netzwerkanalysator gemessen wird. Es kann wahlweise der transmittierte oder reflektierte Anteil auf den Eingang des Netzwerkanalysators geschaltet werden.

Der Netzwerkanalysator generiert das Messsignal von 110 GHz bis 170 GHz und detektiert das Signal nach der Messstrecke. Ein Computer übernimmt die Steuerung über IEEE488-Bus. Durch die Mischung von zwei Quellen und dem anschließenden Vervielfachen des Summensignals erzeugt man die Ausgangsfrequenz. Der Hauptoszillator mit der Frequenz f_1 ist von 11,9 GHz bis 18,6 GHz durchstimmbare. Die Modulationsquelle ist mit der Frequenz $f_2 = 300$ MHz hingegen festfrequent. Aus den Mischprodukten dieser Signale filtert ein von der Hauptoszillatorfrequenz gesteuertes YIG-Filter das obere Seitenband heraus: $f_3 = f_1 + f_2$. Das verstärkte Signal wird verneunfacht. Die Ausgangsfrequenz liegt demnach zwischen 110 GHz und 170 GHz. Nach dem Durchlaufen der Messstrecke wird das Signal mit dem harmonischen Mischer heruntergemischt. Dessen Pumpsignal ist das Neunfache des Hauptoszillators. Die Empfangsfrequenz setzt sich wie die Sendefrequenz aus dem Neunfachen des Hauptoszillatorsignals und dem Neunfachen des Modulationssignals zusammen, so dass nach der Mischung das Neunfache der Modulationsfrequenz bleibt: $9 \cdot 300 \text{ MHz} = 2,7 \text{ GHz}$. Geringe Frequenzschwankungen des Hauptoszillators wirken sich nicht auf das zu detektierende Signal aus, weil in der Sendeaufbereitung wie im Empfängerzweig zur Mischung jeweils das Hauptoszillatorsignal verwendet wird. Die Frequenzschwankungen werden somit kompensiert. Das Zwischenfrequenzsignal des Mischers wird verstärkt und erreicht den selektiven Pegelempfänger. Dieser wertet die Amplitude aus und teilt sie dem Steuerrechner mit.

Bei der schrittweisen Weiterentwicklung des skalaren Netzwerkanalysators wurde der bis heute zur Detektion des heruntergesetzten Empfangssignals eingesetzte Spektralanalysator durch auf den Fenstermessplatz abgestimmte Komponenten ersetzt. Die Herausforderung bestand darin, einen Messempfänger zu entwickeln, der nur Bruchteile eines Spektralanalysators kostet und für diesen speziellen Anwendungsfall mindestens gleich gute Eigenschaften besitzt. Neben einem Dynamikbereich von mehr als 90 dB, der direkt für den Messumfang des Millimeterwellen-Netzwerkanalysators steht, sind die Empfindlichkeit und die thermische Stabilität des Systems hervorzuheben.

Ein Ansatz, diese Forderungen zu realisieren, wurde bereits in [2] beschrieben. Darin

wird ein Superheterodyn-Empfänger mit einem logarithmischen Verstärker als Detektor verwendet. Der Dynamikbereich liegt in der Größenordnung von 40 dB. Die Analyse hat gezeigt, dass der kleine Dynamikbereich auf das Aussteuern des Detektors durch Störsignale zurückzuführen ist. Die Ursache der Störsignale ist der Lokaloszillator, welcher als 96 MHz-Quarz-Oszillator mit Vervielfachung auf 2,585 GHz ausgeführt ist. Das Grundsignal von 96 MHz ist am Oszillatorausgang vorhanden. Auch die Isolation des Mischers reicht nicht aus, um die 96 MHz genügend zu bedämpfen, damit diese am Detektoreingang im Rauschen verschwinden.

Um diese Problematik zu vermeiden, wird im folgenden ein Messempfänger beschrieben, dessen Lokaloszillatorfrequenz direkt auf der Endfrequenz schwingt und mit einer Phasenregelschleife an eine Referenz gekoppelt ist. Bevor die Einzelkomponenten beschrieben werden, wird zunächst das Gesamtsystem charakterisiert.

2. Messempfänger

Der Messempfänger soll den anstehenden Pegel auswerten und das Messergebnis an den Steuerrechner weitergeben. Bei der Auslegung des Systemkonzepts für den Messempfänger steht eine geringe Beeinflussbarkeit von außen bei bestmöglichem Kosten-Nutzen-Verhältnis im Vordergrund.

2.1. Voraussetzungen

Aus dem Blockschaltbild des skalaren Netzwerkanalysators in Bild 1.1 gehen die Schnittstellen des zu entwickelnden Messempfängers hervor: Hochfrequenzeingang und Ausgang zur Messwertweitergabe.

Das Eingangssignal ist die neunfache Frequenz der Modulationsquelle, also 2,7 GHz. Der zu detektierende Pegel ist bei reflektiertem Signal sehr klein. Hieraus erwächst die Forderung nach einem möglichst empfindlichen Empfänger. Um den großen Pegelunterschied zwischen Reflexions- oder Transmissionsmessung ohne das Zuschalten von Dämpfungsgliedern im Messempfänger zu realisieren, ist ein Dynamikbereich des Messempfängers von über 90 dB gefordert. Eine genaue Anpassung des Pegelsbereichs am Eingang ist durch eine rauscharme externe Verstärkerstufe möglich. Die Eingangsimpedanz ist mit 50Ω festgelegt.

Der Ausgang des Messempfängers soll die Ergebnisse zur Auswertung an den Steuerrechner weitergeben. Die Ausgangsgleichspannung des Detektors wird durch ein Digitalvoltmeter mit IEEE488-Bus in digitale Daten gewandelt. So kann die Gleichspannung, die eine logarithmische Funktion des Eingangspegels ist, durch den Steuerrechner ausgelesen werden. Bei dem gewählten Konzept wird der Messfehler kleiner als 1 dB gehalten. Im Aufbau sind teilweise aktive Komponenten enthalten, was eine Spannungsversorgung erforderlich macht. Um den Aufbau einfach zu halten, wird für alle Komponenten die gleiche Versorgungsspannung benutzt. Die mechanischen Abmessungen werden so gehalten, dass der Einbau in 19 Zoll-Module möglich ist.

2.2. Empfängerkonzeption

Bis heute sind keine Detektoren mit den oben dargestellten Anforderungen für Frequenzen oberhalb von 1 GHz bei vertretbaren Kosten verfügbar, daher kommt nur die Amplitudenauswertung nach dem Heruntermischen des Signals in einem Superheterodyn-Empfänger in Frage. Als Detektor wird ein logarithmischer Verstärker eingesetzt, der als hochintegriertes Bauteil auch in Geräten für die Mobilkommunikation verwendet wird. Hiermit lässt sich die Forderung des großen Dynamikbereichs erfüllen. Das Blockschaltbild des Superheterodyn-Empfängers ist in Bild 2.1 dargestellt.

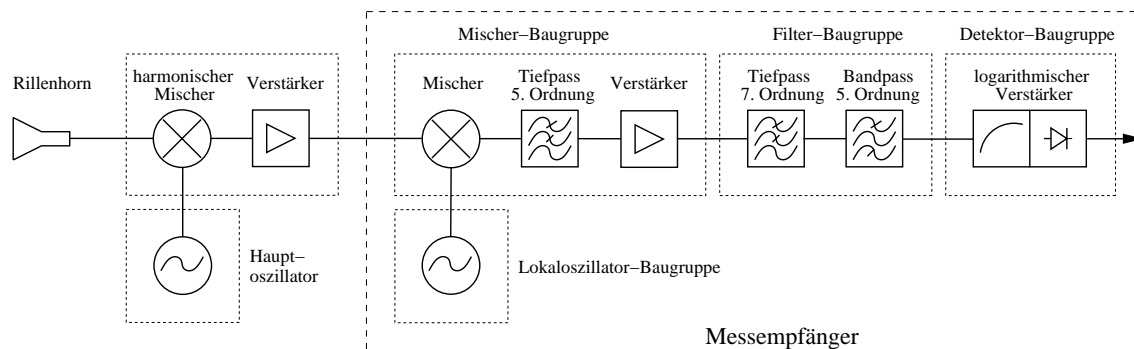


Bild 2.1.: Blockschaltbild der Empfängerkette des Fenstermessplatzes.

Wegen der großen Bandbreite des logarithmischen Verstärkers wird eine Selektion direkt vor dessen Eingang realisiert. Dadurch erreicht den Detektor weniger Rauschen und die Empfindlichkeit wird wesentlich verbessert. Die Bandbreite wird größer als 10 MHz gewählt. Grund dafür ist, dass sich eine geringe Verschiebung der Frequenz des Modulationsoszillators oder des Lokaloszillators zur Umsetzung des 2,7 GHz-Signals möglichst wenig auf das Messergebnis auswirken soll. Im Frequenzbereich von 100 MHz sind Filter dieser Bandbreite mechanisch unkompliziert mit konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten machbar. Das Tiefpassfilter, das vor dem Bandpass im Signalweg liegt, sorgt für eine ausreichende Unterdrückung von Mischprodukten und der durch die Verstärkung entstandenen Harmonischen. Hierbei wird besonderer Wert auf die Unterdrückung der Vielfachen des heruntergemischten Signals und des Eingangs- sowie Lokaloszillatorsignals gelegt. Es kommt ein Tiefpass 7. Ordnung zum Einsatz, dessen Sperrbereich sich bis über 8 GHz auf Dämpfungen besser als 20 dB optimieren lässt. Der Verstärker passt den Pegel zwischen dem Mischerausgangssignal und dem Detektoreingang an. Das Tiefpassfilter vor dem Verstärker soll das Eingangs- und Lokaloszillatorsignal unterdrücken. Den Verstärker soll nur das Nutzsignal erreichen. Aus Platzgründen konnte hier nur ein Tiefpass 5. Ordnung eingesetzt werden, was die Unterdrückung von Harmonischen des heruntergemischten Signals bei hohen Pegeln nur begrenzt möglich macht. Am Eingang wurde ein passiver Mischer verwendet, da die zur Verfügung stehenden aktiven Mischer eine deutlich schlechtere Rauschzahl hatten. Seine eingeschränkte Bandbreite wirkt sich außerdem positiv auf die Unterdrückung von Störungen aus. Der für den Mischer nötige Lokaloszillatorpegel ergibt sich hier aus dem maximalen Eingangspegel. Im Netzwerkanalysator sind dem Messempfänger ein Verstärker und der harmonische Mischer vorgeschaltet. Dieses Lokaloszillatorsignal stammt vom Hauptoszillator.

2.3. Frequenzplan

Durch den Aufbau des skalaren Netzwerkanalysators ist die Eingangsfrequenz des Messempfängers mit der neunfachen Frequenz der Modulationsquelle gegeben. Diese liegt bei 300 MHz, somit beträgt die Eingangsfrequenz 2,7 GHz. Zu definieren ist eine wei-

tere Zwischenfrequenzebene, bei der der logarithmische Verstärker arbeiten soll. Eine Untersuchung des Dynamikbereichs des logarithmischen Verstärkers hat ergeben, dass dieser bei 115 MHz am größten ist. Dieser Wert wird als Zwischenfrequenz gewählt. Daraus ergibt sich die Frequenz des Lokaloszillators als Addition oder Subtraktion von Eingangsfrequenz und Zwischenfrequenz. Es ergeben sich 2,585 GHz und 2,815 GHz. Gewählt wird die kleinere Frequenz. Dadurch können noch Bauteile eingesetzt werden, die für die Verwendung im 2,4 GHz-ISM¹-Band entwickelt wurden.

Aus der Abwärtsmischung in Gleichlage resultiert eine Spiegelfrequenz von 2,47 GHz. Diese Frequenz müsste theoretisch am Mischereingang anliegen, um auf die gleiche Zwischenfrequenz umgesetzt zu werden. Die Stufen davor müssten diese Frequenz hervorrufen. Um bei der Konversion mit dem harmonischen Mischer 2,47 GHz zu erzeugen, müsste ein Signal vorhanden sein, das 230 MHz kleiner als das ausgesendete Signal f_3 ist. Dies bedeutet, dass eine Quelle dieser Frequenz in nächster Umgebung sein müsste. Dies ist vermeidbar. Die direkte Kopplung der Spiegelfrequenz durch den harmonischen Mischer kann ausgeschlossen werden, da das Rillenhorn mit Hohlleiter als Hochpass mit Grenzfrequenz oberhalb von circa 90 GHz wirkt. Kleinere Frequenzen erreichen den harmonischen Mischer erst gar nicht. Eine Einstrahlung in das geschirmte System ist wenig wahrscheinlich.

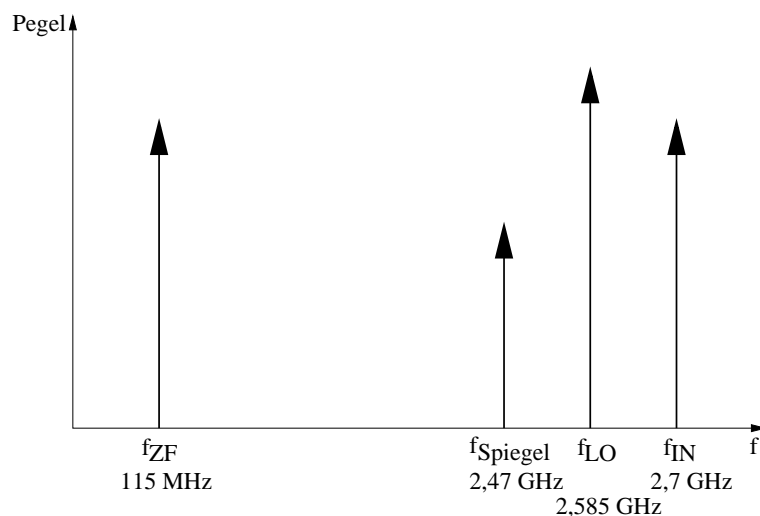


Bild 2.2.: Frequenzplan des Messempfängers.

In Bild 2.2 sind die im Messempfänger auftretenden Frequenzen auf der Frequenzachse aufgetragen. Die kleinste Frequenz ist die Zwischenfrequenz von 115 MHz. Um die Lokaloszillatorfrequenz von 2,585 GHz sind in gleichem Abstand die Spiegelfrequenz von 2,47 GHz und die Empfangsfrequenz von 2,7 GHz angeordnet.

¹Industrial Scientific Medical

2.4. Pegelplan

Die Pegelverhältnisse bedürfen sorgfältiger Planung, da es nach oben und unten Schranken gibt. Nach unten ist der Signalpegel der Empfängerkette durch das thermische Rauschen beschränkt. Ein Signal ohne Modulation, das im Rauschen liegt, ist nicht mehr als Signal zu erkennen. Die Leistung des thermischen Rauschens in einer definierten Bandbreite wird folgendermaßen berechnet:

$$P_{therm.Rauschen} = kTB$$

$P_{therm.Rauschen}$	thermische Rauschleistung in W
k	Boltzmann-Konstante ($1,38 \cdot 10^{-23} \frac{Ws}{K}$)
T	Temperatur in K
B	Bandbreite in Hz

Das bedeutet, dass bei kleiner gewählter Bandbreite eines Detektors weniger Rauschleistung erfasst wird. Somit ist die Detektion kleinerer Signale durch Verringerung der Bandbreite möglich, da das Verhältnis Signal zu Rauschen größer wird. Eine Verstärkung des Signals bringt keinen Gewinn, da das Signal-Rauschverhältnis dadurch verschlechtert wird. Verstärker heben nicht nur den Pegel des Signals und des Rauschens an, sondern fügen noch ihr Eigenrauschen hinzu. Bei passiven Bauteilen ist das Rauschen am Ausgang nur thermisches Rauschen, sofern am Eingang nur thermisches Rauschen anliegt. Wenn das Rauschen zuvor durch einen Verstärker angehoben wurde, dann wird dieses wie ein Signal gedämpft. Die Untergrenze ist nach wie vor das thermische Rauschen. Nach oben wird der Pegel durch die Aussteuerbarkeit des Bauteils begrenzt. Bei höheren Pegeln verhält sich die Kennlinie nicht mehr linear, was meist unerwünscht ist.

Im Pegelplan des Messempfängers in Bild 2.3 sind in der oberen Hälfte tabellarisch die Kenngrößen der einzelnen Baugruppen aufgeführt. Daraus resultiert die Rauschzahl der Empfängerkette mit allen Vorgängerstufen. Diese berechnet sich nach [3] wie folgt:

$$NF = 10 \log \left(F_1 + \sum_N^{l=2} \frac{F_l - 1}{\prod_{N-1}^{l=1} G_l} \right)$$

NF	Rauschzahl in dB
F_l	Rauschzahl der l-ten Baugruppe, linear
G_l	Verstärkung der l-ten Baugruppe, linear

In der vierten Zeile des Pegelplans ist der relative Pegel bezogen auf den Eingang dargestellt. Dieser berechnet sich aus der Addition der Verstärkungen der Vorgängerstufen. Die absoluten Pegel in den nächsten zwei Zeilen resultieren aus dem minimalen beziehungsweise dem maximalen Eingangspegel des Detektors, bei denen der Messfehler des Messempfängers kleiner als 1 dB ist. Von diesen wird mit Hilfe des relativen Pegels auf die Pegel an den Vorgängerstufen geschlossen. In der untersten Zeile ist die Rauschleistung dargestellt. Diese berechnet sich aus dem relativen Pegel und der Rauschzahl der

Vorgängerstufen nach der entsprechenden Baugruppe.

$$P_{\text{Rauschen}} = 10 \log(kTB) + G + NF$$

P_{Rauschen}	Rauschleistung in dBm
k	Boltzmann-Konstante ($1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$)
T	Temperatur in K
B	Detektorbandbreite in Hz
G	Verstärkung der Vorgängerstufen in dB
NF	Rauschzahl der Vorgängerstufen in dB

Für die Berechnung wird T als Raumtemperatur von 290 K angenommen. Die Bandbreite entspricht derjenigen des Bandpassfilters vor dem Detektor (13,4 MHz). Dies ist als Bezugsgröße sinnvoll, da es dem Verschieben des Detektors mit Filter nach der entsprechenden Baugruppe gleichkommt.

In der unteren Hälfte von Bild 2.3 sind die absoluten Pegel sowie der Rauschpegel über den einzelnen Baugruppen aufgetragen. Der relative Verlauf von Minimum und Maximum sind identisch. Das Eingangssignal wird durch den Mischer um 6 dB gedämpft, anschließend durch das Tiefpassfilter um 1 dB abgesenkt und anschließend durch den Verstärker um 17 dB angehoben. Die folgenden zwei Filter dämpfen das Signal um insgesamt 4 dB. Am Detektoreingang ist der Pegel, bezogen auf den Eingang, um 6 dB angehoben. Wie in Bild 2.3 dargestellt, wird das Signal nach oben hin durch die Sättigungsleistung des Detektors beschränkt. Der 1 dB-Kompressionspunkt des Verstärkers und die maximale Eingangsleistung des Mixers sind unterschritten. Zu kleinen Pegeln hin wird die Detektierbarkeit durch das Rauschen begrenzt. Es besteht jedoch ein Unterschied zwischen dem Rauschpegel und dem minimalen Pegel des Messempfängers. Unterhalb des minimalen Pegels ist die Ausgangskennlinie des Detektors nicht linear, so kann hier der Messfehler von 1 dB nicht erfüllt werden. Das Signal kann aber noch detektiert werden. Auffallend an der Kurve des Rauschpegels ist die Horizontale bis zum Verstärkereingang. Bis zu diesem Punkt ist nur thermisches Rauschen vorhanden. Dieses wird durch den Verstärker angehoben. Gleichzeitig addiert der Verstärker sein Eigenrauschen. Der Abstand von Signal und Rauschen wird geringer. In den weiteren Stufen hat das thermische Rauschen einen geringeren Einfluss. Das verstärkte Rauschen hat einen wesentlich höheren Pegel als das thermische Rauschen. Das verstärkte Rauschen wird in den folgenden Filtern genauso stark wie das Signal bedämpft, sodass das Signal-Rausch-Verhältnis konstant bleibt. Der Dynamikbereich des Messempfängers von 97 dB wird aus dem Abstand der Kurven des minimalen und maximalen Pegels deutlich.

2.5. Messungen

Vorab ein paar grundsätzliche Aussagen zu den Messungen der einzelnen Komponenten. Bei der Entwicklung von Hardware stellen Messungen die einzig sinnvolle Möglichkeit der Verifizierung der Anforderungen dar.

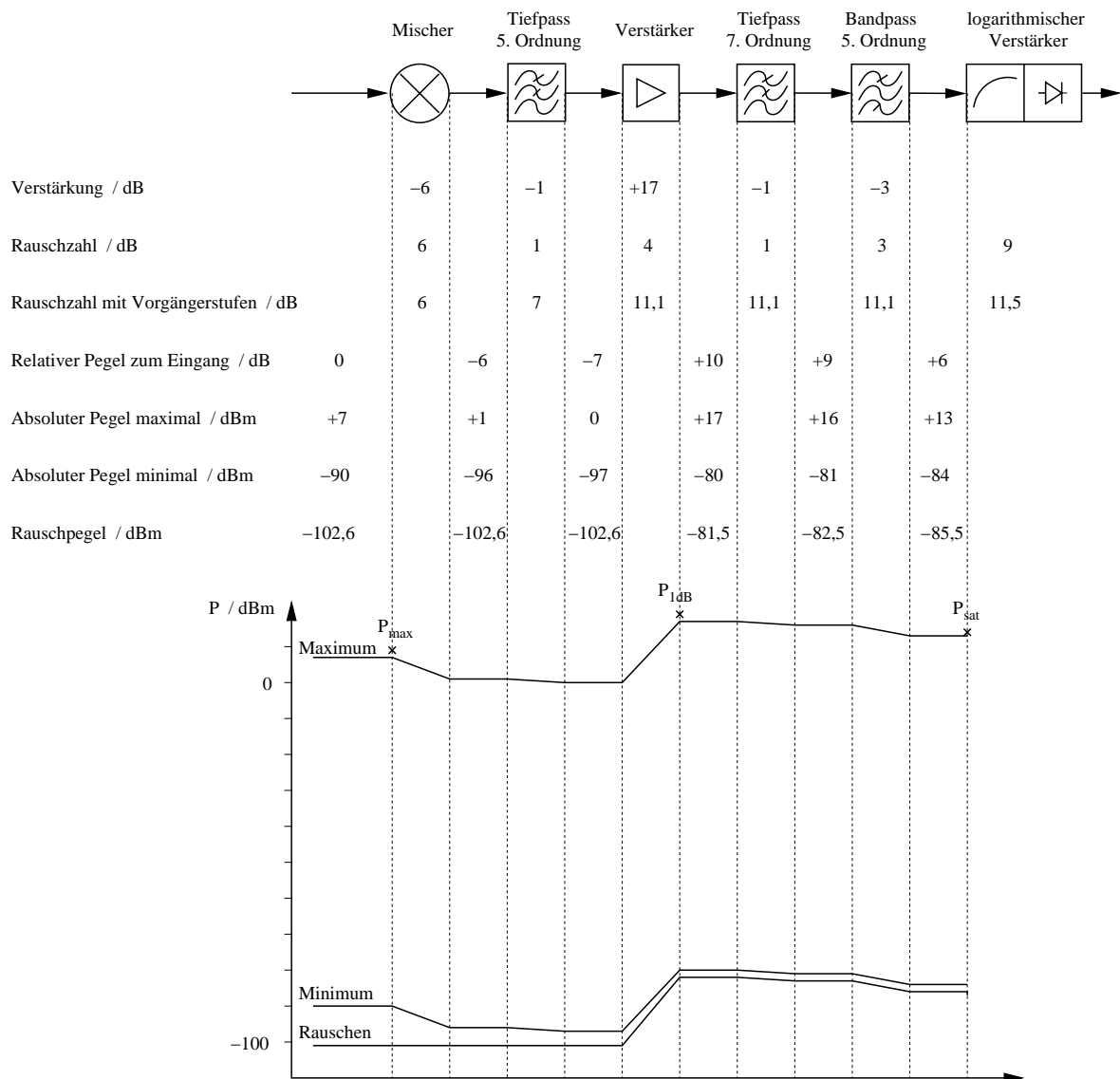


Bild 2.3.: Pegelplan des Messempfängers.

Zur Analyse der Streuparameter von einzelnen Baugruppen kamen der Netzwerkanalysator HP8757C mit dem wobbelbaren Synthesegenerator HP8340A (10 MHz bis 26 GHz) sowie der Netzwerkanalysator HP8711A (300 kHz bis 1,3 GHz) zum Einsatz. Diese Geräte stammen von HEWLETT PACKARD. Der Pegel bei der Netzwerkanalyse ist 0 dBm, falls nicht anders vermerkt. Zur Spektralanalyse wurde der Spektralanalysator FSP (9 kHz bis 30 GHz) von ROHDE & SCHWARZ eingesetzt. Die Messungen sind durch Kopien des Bildschirms dokumentiert. Um die Übersichtlichkeit zu wahren, wurde nur jeweils eine Kurve pro Plot dargestellt.

3. Detektor-Baugruppe

Der Detektor wandelt die eingangsseitig anstehende Hochfrequenzleistung in eine zu der Leistung in logarithmischem Verhältnis stehende Gleichspannung am Ausgang um. Da bisher keine integrierten Detektoren für hohe Frequenzen wie 2,7 GHz mit einem Dynamikbereich von mehr als 60 dB angeboten werden, muss auf Bausteine mit geringerer Grenzfrequenz zurückgegriffen werden. Die hierzu notwendige Umsetzung der Frequenz wird in der Mischer-Baugruppe, welche in Kapitel 5 beschrieben wird, realisiert. Wie bereits erwähnt, wird ein logarithmisch begrenzender Verstärker eingesetzt. Es handelt sich um den monolithisch integrierten Verstärker AD8309 von ANALOG DEVICES [4]. Dieser zeichnet sich durch einen Dynamikbereich von typisch 100 dB bei ± 3 dB Fehler aus. Die kleine Bauweise in einem TSSOP¹-Gehäuse und die ausgezeichnete Messgenauigkeit begünstigen seine Auswahl.

3.1. Eigenschaften des AD8309

Die integrierte Schaltung AD8309 von ANALOG DEVICES ist ein begrenzender Zwischenfrequenzverstärker. Die Funktion ist die logarithmische Messung des Eingangssignals. Sie ermöglicht die Darstellung des Eingangspegels im logarithmischen Maßstab. Einsatzgebiet dieses Bausteins sind Empfänger, bei denen frequenz- oder phasenmodulierte Signale demoduliert werden, wobei gleichzeitig die Hochfrequenzleistung des Signals gemessen wird. Das Anwendungsgebiet sind vornehmlich Mobilfunksysteme und Messgeräte. Aus Gründen der Vollständigkeit sei darauf hingewiesen, dass der Baustein zusätzlich einen programmierbaren Begrenzer-Ausgang zur Auswertung von Frequenz und Phase des Eingangssignals hat.

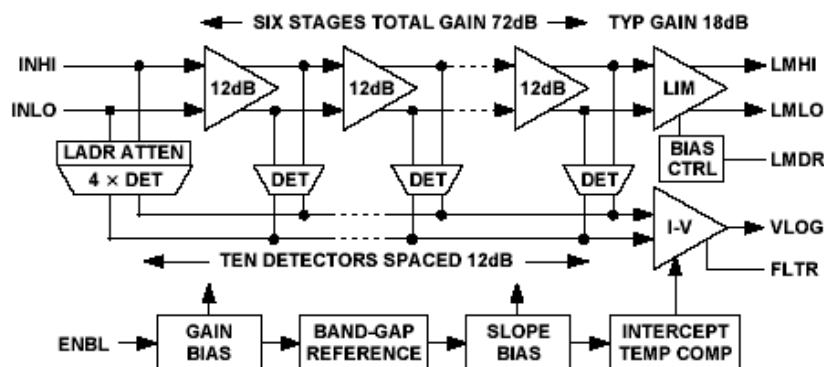


Bild 3.1.: Blockschaltbild des AD8309.

¹Thin Shrink Small Out-line Package

Aus dem Blockdiagramm in Bild 3.1 ist zu entnehmen, dass es sich hier um eine spezielle Architektur eines logarithmischen Verstärkers handelt. Zur Leistungsmessung sind zehn Detektoren im Abstand von 12 dB angeordnet. Die ersten vier Detektoren nach dem Eingang werden über Dämpfungsglieder angeschlossen. Dann folgen sechs kaskadierte begrenzende Verstärker, nach denen jeweils ein Detektor folgt. Die Ausgänge der Detektoren werden addiert und verstärkt. Nach dem letzten Detektor fügt sich der letzte regelbare Verstärker mit 18 dB Verstärkung an. Beim Anlegen einer geringen Spannung werden alle sechs logarithmischen Verstärker linear betrieben. Das Eingangssignal wird um insgesamt 72 dB angehoben. Der letzte Detektor wertet den Pegel aus. Wenn der Eingangspegel nun steigt, wird der letzte begrenzende Verstärker in Sättigung gehen. Der Detektor gibt den maximalen Pegel an. Der nächste Verstärker in Richtung Eingang arbeitet aber noch im linearen Bereich, und das zugehörige Detektorausgangssignal wird zum ersten Signal addiert. Es kann bereits ein Dynamikbereich von 24 dB überstrichen werden. Die Detektoren werden jeweils im linearen Bereich verwendet. Ihr Fehler ist minimal. Wenn nun bei weiter steigender Eingangsleistung der sechste begrenzende Verstärker in Sättigung geht, werden die Detektoren an den Dämpfungsgliedern davor ausgewertet. Die logarithmische Ausgangsspannung, bezogen auf die Eingangsleistung, ist das Resultat der immer geringer werdenden Verstärkung für größere Eingangsleistungen. Bei Angabe der Leistung im logarithmischen Maßstab berechnet sich die lineare Kennlinie wie folgt:

$$U_{LOG} = U_{SLOPE}(P_{IN} - P_0)$$

U_{LOG}	Ausgangsspannung in V
U_{SLOPE}	Steigung der Kennlinie in $\frac{V}{dB}$
P_{IN}	Eingangsleistung in dBm
P_0	Eingangsleistung bei verschwindender Ausgangsspannung (-95 dBm)

Der logarithmische Verstärker reagiert nur auf Spannungen. Eine Leistung an einem Bezugswiderstand entspricht nach dem Ohm'schen Gesetz einer Spannung. Eine Absorption der Leistung ist außerhalb des AD8309 nötig. Die absorbierende Schaltung sorgt gleichzeitig für die Anpassung des Eingangs an 50 Ω . Die untere Grenze für die Detektion stellt das thermische Rauschen dar. Nach oben begrenzt die Aussteuerbarkeit des ersten Detektors den Dynamikbereich. Die Eingangsspannungen von -91 dBV als Minimum und +9 dBV als Maximum an 50 Ω entsprechen einer Leistung von -78 dBm bis +22 dBm. Dies entspricht einem Dynamikbereich von 100 dB. Die Grenze der Empfindlichkeit eines Detektors ist per Definition gleich dem Eigenrauschen des Geräts. Wenn der AD8309 selbst kein zusätzliches Rauschen produziert, wäre die Grenze das thermische Rauschen. Dieses beträgt bei einer Bandbreite von 500 MHz bei Raumtemperatur -87 dBm. Wie oben festgestellt, ist die Grenze der Empfindlichkeit -78 dBm. Also rauschen die internen Verstärker wie erwartet. Für die Grenze der Empfindlichkeit in dBm eines Detektors gilt wegen $P_{ni} = kTBF$:

$$P_{ni} = -174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} + 10 \log\left(B \frac{1}{\text{Hz}}\right) + NF$$

- P_{ni} Eigenrauschen des Systems bezogen auf den Eingang in dBm
- B Detektorbandbreite in Hz
- NF Rauschzahl des Systems in dB

Mit der typischen Bandbreite des AD8309 von 500 MHz und der Eingangsempfindlichkeit von -78 dBm kann auf die Rauschzahl zurückgeschlossen werden. Sie ist 9 dB. Rechts in Bild 3.2 (Figure 11) ist die Ausgangskennlinie aus dem Datenblatt des AD8309 [4] dargestellt. Aufgetragen sind Eingangsspegel an 50 Ω gegen die Ausgangsspannung des logarithmischen Verstärkers bei 5 MHz, 50 MHz, 100 MHz und 200 MHz. Es kann eine ausgezeichnete Linearität über den angegebenen Bereich abgelesen werden. Die Kurve des 5 MHz-Signals hat bei hohen Pegeln einen starken Einbruch. Der Linearitätsfehler lässt sich wesentlich besser im rechten Teil des Bilds 3.2 (Figure 11) beurteilen. In diesem ist der Fehler zur idealen Gerade über dem Eingangsspegel aufgetragen. Der Dynamikbereich bei 100 MHz ist mit 97 dB am größten. Auf der Grundlage dieser Daten wurde die Detektionsfrequenz, die der Zwischenfrequenz des Messempfängers entspricht, bei 115 MHz festgelegt, da hier der Dynamikbereich bei kleinstmöglichem Fehler am größten ist.

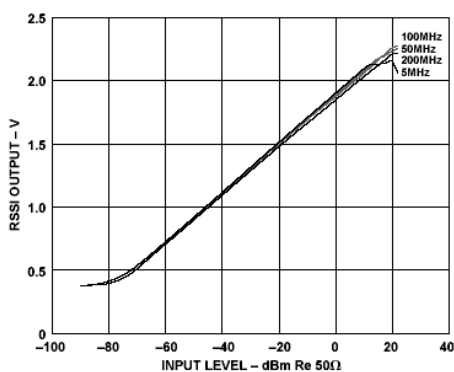


Figure 8. RSSI Output vs. Input Level, at $T_A = +25^\circ\text{C}$, for Frequencies of 5 MHz, 50 MHz, 100 MHz and 200 MHz

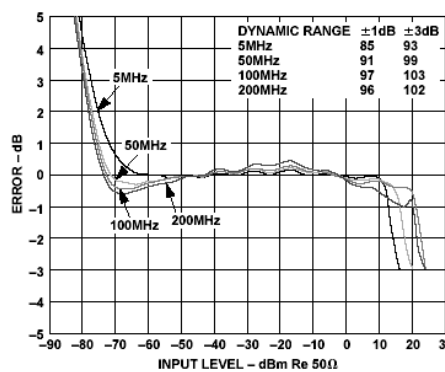


Figure 11. Log Linearity of RSSI Output vs. Input Level, at $T_A = +25^\circ\text{C}$, for Frequencies of 5 MHz, 50 MHz, 100 MHz and 200 MHz

Bild 3.2.: Kennlinien des AD8309 aus dem Datenblatt.

3.2. Beschaltung

Neben der Spannungsversorgung müssen mit der äußeren Beschaltung zwei Aufgaben erfüllt werden:

- Anpassung und Unsymmetrierung des Eingangs
- Kalibration der Steigung der Ausgangsspannung

Der Eingang des AD8309 ist symmetrisch und kann als Parallelschaltung eines 1 KΩ-Widerstandes und eines 2,5 pF-Kondensators betrachtet werden. Um eine Eingangsimpedanz von 50 Ω zu erhalten, kann dem Eingang zur breitbandigen Anpassung ein

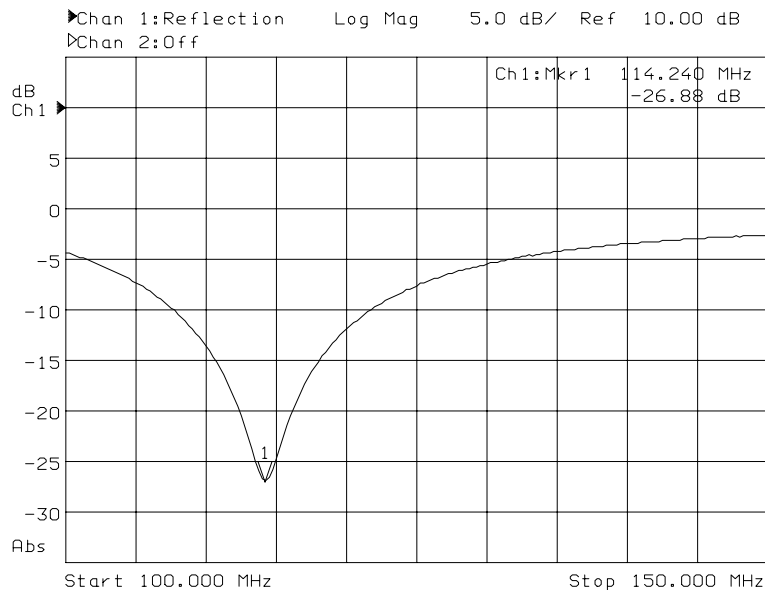


Bild 3.4.: Eingangsanpassung des AD8309.

gang des AD8309 zurückzuführen. Die Steigung der gemessenen Kurve im linearen Bereich beträgt $16,7 \frac{mV}{dB}$. Der auffälligste Unterschied ist die Verschiebung der gemessenen Kurve zu kleineren Eingangsleistungen hin. Ursache dafür ist die schmalbandige Anpassung des AD8309. Dadurch wird gleichzeitig eine Einschränkung der Bandbreite erreicht, was zu einer verbesserten Eingangsempfindlichkeit führt. Man kann davon ausgehen, dass für die im Datenblatt veröffentlichten Messungen eine breitbandige Anpassung mit einem 53Ω -Widerstand, wie oben beschrieben, verwendet wurde. Des Weiteren fällt die ausgeprägte Sättigung am Ende der Kurve auf. Im Datenblatt wird dieser Bereich nicht mehr messtechnisch erfasst. Um den Dynamikbereich besser ablesen zu können, wird ebenfalls die Abweichung der erwarteten Eingangsleistung in Bezug auf eine Gerade mit obengenannter Steigung dargestellt. Diese Kurve unterscheidet sich geringfügig von der Vergleichsmessung. Die Grenzen des Dynamikbereichs bei einem maximalen Fehler von 1 dB sind -85 dBm und +14 dBm. Der Dynamikbereich ist 99 dB. Dies übertrifft die Herstellerangabe von 97 dB.

Um den Dynamikbereich des Detektors möglichst gut im Gesamtsystem nutzen zu können, muss der Ausgangspegel der vorhergehenden Stufen an den Dynamikbereich des Detektors angepasst werden.

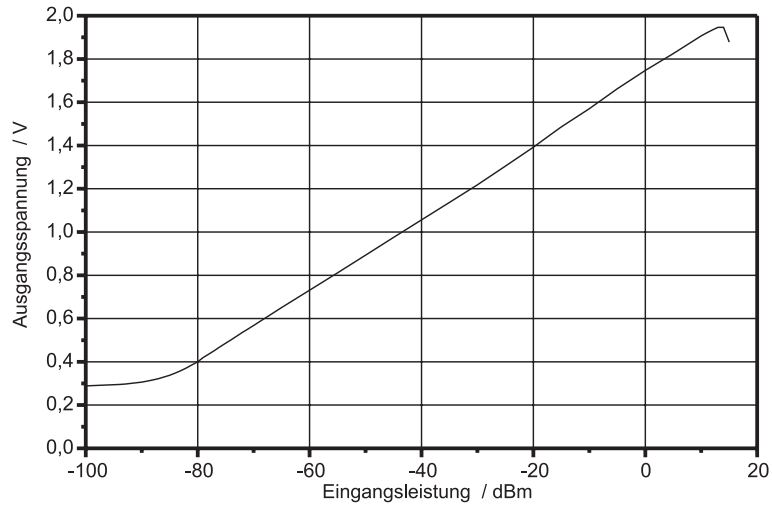


Bild 3.5.: Gemessene Ausgangskennlinie des AD8309.

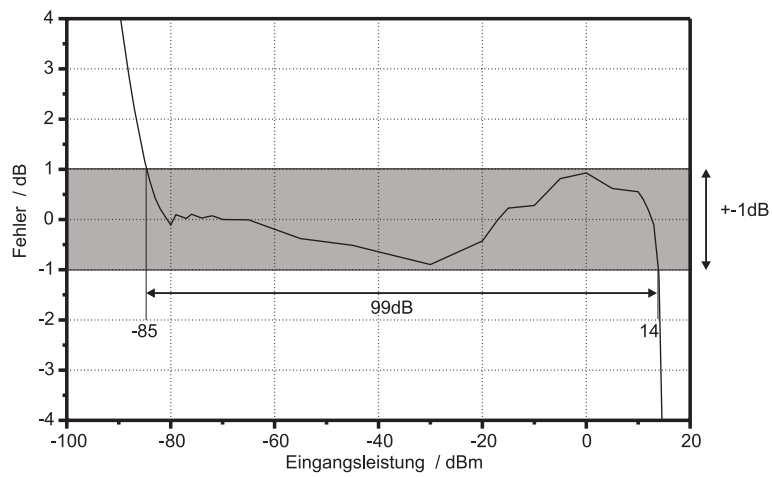


Bild 3.6.: Gemessener Linearitätsfehler der Ausgangskennlinie des AD8309.

4. Filter-Baugruppe

Diese Baugruppe dient zur Selektion des Signals und zur Unterdrückung von Störsignalen sowie Harmonischen der Mess-, Lokaloszillator- und Eingangsfrequenzen. Die Hauptaufgabe ist die Einschränkung der Bandbreite, welche den Detektor erreicht. Weniger thermisches Rauschen am Detektor bedeutet eine größere Empfindlichkeit des Messempfängers. Dazu ist die Baugruppe in zwei Teile gegliedert. Auf den Eingang folgt ein Tiefpassfilter 7. Ordnung mit einer Eckfrequenz von 175 MHz, um störende Signale zu unterdrücken. Ein Bandpassfilter 5. Ordnung mit der Mittenfrequenz von 115 MHz und der 3 dB-Bandbreite von 13,4 MHz beschneidet das Rauschspektrum.

4.1. Tiefpassfilter

Das Tiefpassfilter unterdrückt Frequenzanteile, die die Messung negativ beeinflussen könnten. Bei sehr hohen Eingangspegeln bewirkt die endliche Isolation der Mischerein- und -ausgänge das Übersprechen der Eingangsfrequenz von 2,7 GHz auf den Ausgang. Unabhängig vom Eingangspegel ist auch das abgeschwächte Lokaloszillatorsignal von 2,585 GHz am Ausgang zu detektieren. Dies macht sich vor allem bei geringen Pegeln des Messsignals bemerkbar, da das Lokaloszillatorsignal immer die gleiche Amplitude hat. Das Messsignal kann aber eine wesentlich kleinere Amplitude haben, was zu einer Überdeckung führt, da der Detektor nicht frequenzselektiv ist. Auch auftretende Harmonische von Eingangs-, Lokaloszillator- und Zwischenfrequenzsignal müssen unterdrückt werden. Die Spektralanalyse in den Bildern 5.4 und 5.5, die detailliert in Abschnitt 5.4 diskutiert werden, zeigt die Signalanteile am Ausgang der Mischerbaugruppe mit einem Eingangssignal von +5 dBm bei 2,7 GHz. Neben dem Messsignal sind die Harmonischen detektierbar. Die erste Oberwelle ist um 30 dB, die zweite um 50 dB unterdrückt. Ein steiles Filter mit einer Eckfrequenz zwischen 115 MHz und 230 MHz ist nötig, um diese Anteile noch stärker zu unterdrücken. In der Darstellung von 1 GHz bis 9 GHz sind die Lokaloszillatorfrequenz, die Signalfrequenz von 2,7 GHz und deren Harmonische mit Nebenlinien zu sehen. Diese Frequenzanteile sollen möglichst im Rauschen verschwinden. Das führt zu der Forderung an das Filter, dass bis 8 GHz Filterdämpfungen von mindestens 20 dB erreicht werden müssen.

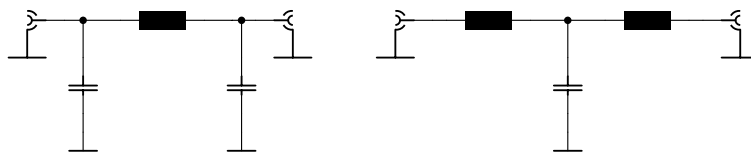


Bild 4.1.: Grundschaltung eines Tiefpasses 3. Ordnung.

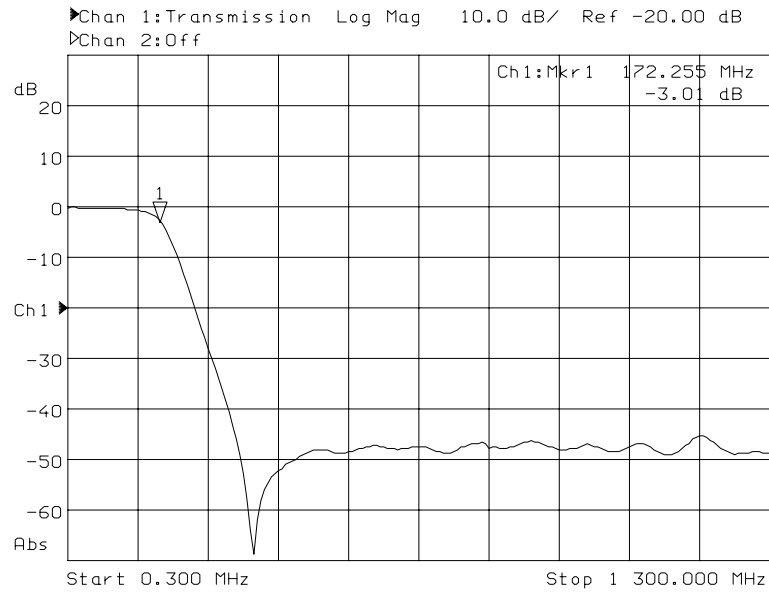


Bild 4.2.: Transmission des Butterworth-Tiefpasses 7. Ordnung.

Erste Ansätze, diese Forderungen umzusetzen, führten zu einem Tiefpass dritter Ordnung mit diskreten Spulen und Kondensatoren. Das Schaltbild ist in Bild 4.1 in der linken Hälfte dargestellt. Die Realisation zeigt - wie die Simulation - eine ausreichende Flankensteilheit. Allerdings ist die Dämpfung zu höheren Frequenzen hin zu gering. Dies rührt von der direkten Kopplung zwischen Ein- und Ausgang her. Eine deutliche Verbesserung dieses Verhaltens ist schon damit zu erzielen, dass statt einer π -eine T-Anordnung, wie in Bild 4.1 auf der rechten Seite dargestellt, gewählt wird. Um die Entkopplung weiter zu steigern, wird ein Filter höherer Ordnung aufgebaut. Die Schwierigkeit liegt bei der genügend großen Entkopplung der einzelnen Spulen. Zu guten Ergebnissen hat neben der räumlichen Trennung die orthogonale Anordnung aufeinander folgender Spulen mit kleinem Spulendurchmesser und damit geringer Güte geführt. Deswegen wird für den endgültigen Aufbau auf eine mechanisch wesentlich aufwendigere Kammerbauweise mit Abschirmblechen zu Gunsten eines einfachen, robusten Aufbaus auf einer Platine verzichtet. Auf eine Simulation der Kopplungen wird wegen der schwierig zu erfassenden Parameter verzichtet.

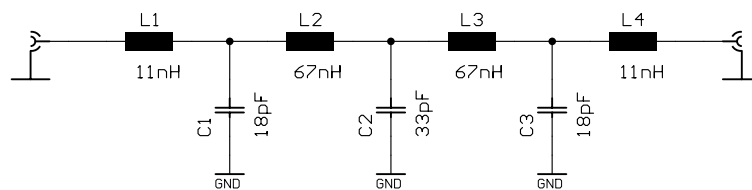


Bild 4.3.: Tiefpass 7. Ordnung.

Es wird ein Butterworthfilter 7. Ordnung nach Bild 4.3 mit einer Eckfrequenz von 175 MHz entworfen. Das Butterworthfilter zeichnet sich dadurch aus, dass im Durch-

lassbereich keine Rippel auftreten. Charakteristisch ist ebenso der langsame Übergang in den Sperrbereich. Aus der Transmissionsmessung in Bild 4.2 geht hervor, dass eine Durchgangsdämpfung bei 115 MHz von weniger als 1 dB realisiert werden kann. Die Dämpfung bei 230 MHz beträgt bereits 18 dB. In Bild 4.4 ist die Transmissionsmessung bis 10 GHz dargestellt. Neben einer idealen Filterwirkung bis 2 GHz sind Verkopplungen von Ein- zu Ausgang ab 2,5 GHz durch die wieder ansteigende Kurve zu sehen. Diese bleiben bis 8 GHz kleiner als 30 dB. Die Harmonischen des Lokaloszillators werden ausreichend unterdrückt. Bei noch höheren Frequenzen wird die Dämpfung geringer. Charakteristisch sind auch die starken Änderungen der Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz. Diese sind auf Resonanzeffekte zwischen den Filterelementen zurückzuführen.

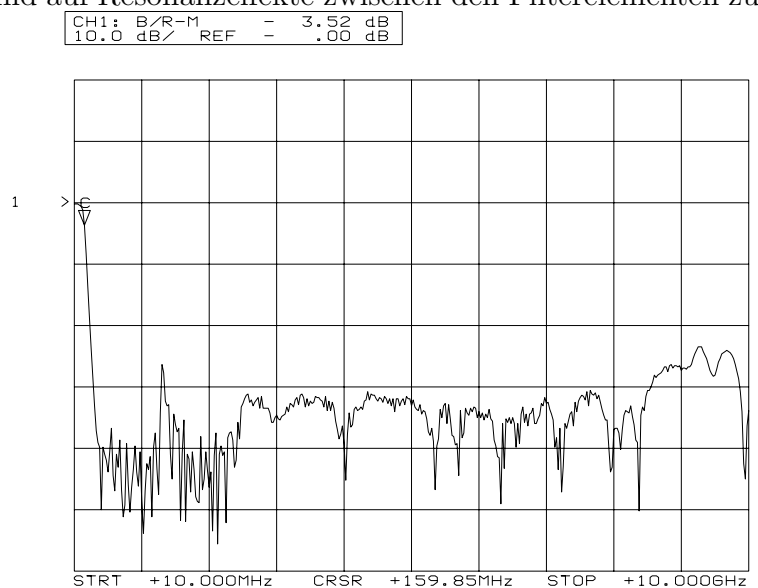


Bild 4.4.: Weitabsektion des Butterworth-Tiefpasses 7. Ordnung.

4.2. Bandpassfilter

Der Bandpass soll den Frequenzbereich begrenzen, der den Detektor erreichen kann. Dabei soll das Nutzsignal von 115 MHz möglichst wenig beeinflusst werden; die Bandbreite soll gering gehalten werden, damit wenig thermisches Rauschen am Detektor ankommt. Weiterhin sollen Harmonische der Messfrequenz unterdrückt werden. Eine Weitabsektion ist nicht notwendig, da dies von dem vorgeschalteten Tiefpass übernommen wird. Eine weitere Forderung ist eine Filterkurve mit einem flachen Maximum, damit bei geringen Frequenzverschiebungen des Lokaloszillators oder des Eingangssignals keine Änderung des gemessenen Pegels zu erwarten ist. Um dies zu erreichen, ist wieder ein Butterworth-Filter notwendig, da es im Gegensatz zu Tschebyscheff-Filtern keine Rippel im Durchlassbereich zeigt. Die 3 dB-Bandbreite befindet sich im Bereich zwischen 10 MHz und 15 MHz. Bei der Mittenfrequenz von 115 MHz und der geforderten Bandbreite lassen sich noch LC-Filter realisieren. Bei kleineren Bandbreiten muss

auf Resonatoren, die höheren mechanischen Aufwand mit sich bringen, zurückgegriffen werden.

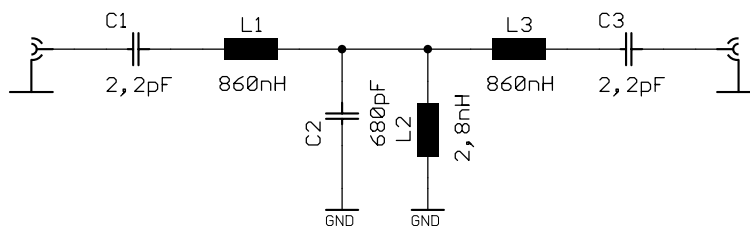


Bild 4.5.: Butterworth-Bandpass 3. Ordnung.

Die Schaltung des Butterworth-Bandpasses 3. Ordnung aus Bild 4.5 wird simuliert und optimiert. Das Filter ist aus Serienschwingkreisen im Signalpfad und Parallelschwingkreisen nach Masse zusammengesetzt. Durch die Variation des L/C-Verhältnisses kann die Bandbreite und Dämpfung des Kreises verändert werden. Die Resonanzfrequenzen der einzelnen Schwingkreise werden so nebeneinander gelegt, dass sich ein flacher Durchlassbereich ergibt. Die Kopplung der zwei Serienresonanzkreise wird durch den Parallelresonanzkreis bestimmt. Damit sind einige Freiheitsgrade zum Optimieren gegeben. Als Schwierigkeit stellt sich heraus, dass Kondensatoren nur mit bestimmten Kapazitäten erhältlich sind. Wegen ihrer Verluste und der Alterung eignen sich Kapazitätstrimmer nur bedingt. Das Simulationsergebnis wird in Bild 4.6 dargestellt. Ein erster Versuch der Realisierung zeigt wenig Gemeinsamkeiten. Deshalb werden im Signalweg Spulen mit Tauchkern zur Abstimmung verwendet. Das Hauptproblem ist die zu hohe Durchgangsdämpfung. Ursache hierfür sind die bei der Simulation nicht berücksichtigten Widerstände der realen Induktivitäten und Kapazitäten, die im Ersatzschaltbild seriell und parallel geschaltet sind. Die weitere Optimierung beinhaltet die Änderung der L/C-Verhältnisse der einzelnen Schwingkreise. Ein Abgleich zu einem Filter mit einer flachen Filterdurchlasskurve ist nicht gelungen.

Die Transmissionsmessung des Filter ist in Bild 4.7 dargestellt. Es ist keine Bandbreite geringer als 30 MHz zu erzielen, wenn gleichzeitig die Durchgangsdämpfung kleiner als 3 dB gehalten wird. Der Durchlassbereich hat eine Welligkeit von mehr als 3 dB. Dies ist nicht akzeptabel.

Da die Bandbreitenforderung nicht eingehalten werden konnte, wird ein Bandpass 5. Ordnung simuliert. Wie in Bild 4.8 dargestellt, werden zum Bandpass 3. Ordnung ein Parallel- und ein Serienschwingkreis hinzugenommen. Hier können die bereits gewonnenen Erfahrungen beim Aufbau von Filtern geringerer Ordnung eingebracht werden.

Das Simulationsergebnis zeigt in Bild 4.9 einen idealen Bandpass. Die 3 dB-Bandbreite ist 12 MHz. Der Unterschied zwischen Realisierung und Simulation ist gravierend. Daher werden zur Abstimmung alle Spulen mit Tauchkern versehen. Das Ergebnis ist deutlich besser, wie Bild 4.10 zeigt. Die Kreise nach Masse sind nicht schmalbandig genug, dass sie vollständig von den Serienresonanzkreisen überdeckt werden. In der Durchlasskurve treten daher neben dem Hauptmaximum jeweils ein Seitenmaximum rechts und links auf. Dies ist für die Anwendung jedoch weniger störend. Positiv ist das erzielte flache Maximum im Bereich von 109 MHz bis 121 MHz. Die 3 dB-Bandbreite ist 13,4 MHz. Die

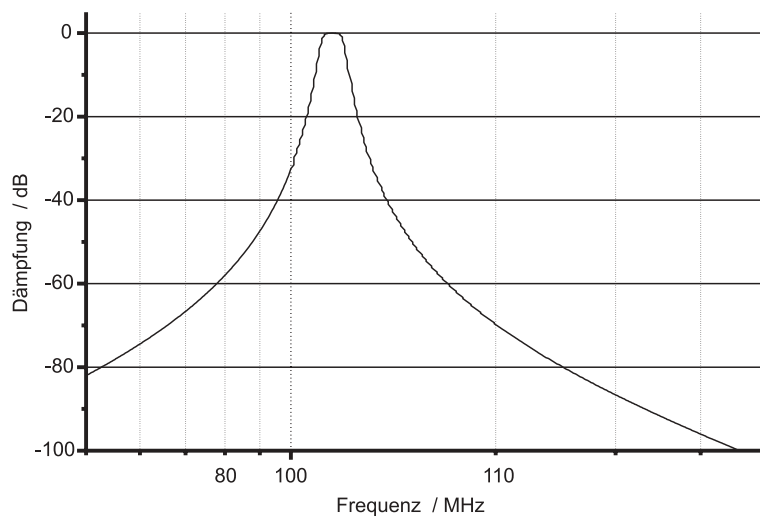


Bild 4.6.: Simulation der Transmission des Butterworth-Bandpasses 3. Ordnung.

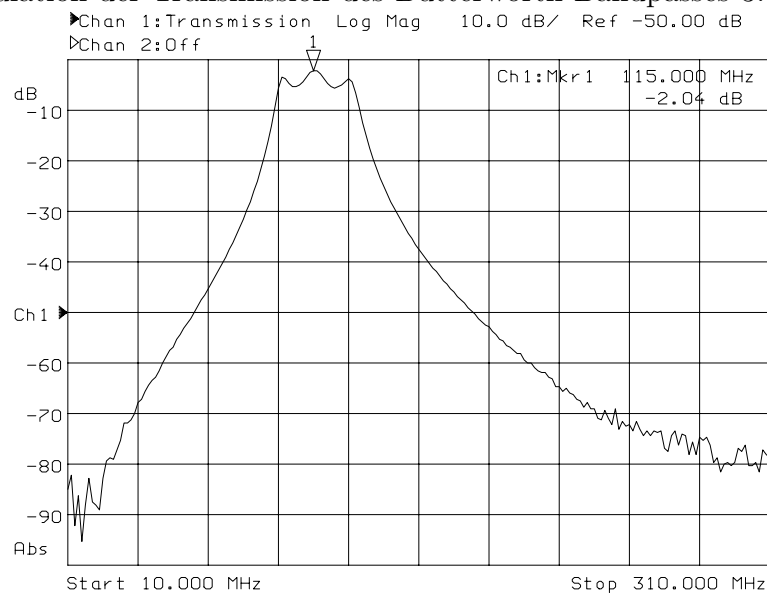


Bild 4.7.: Transmission des Bandpasses 3. Ordnung.

Größenordnung der Bandbreite stellt eine Grenze für diese Art des Filteraufbaus dar. Geringere Bandbreiten können mit anderen Realisierungen, wie Helixfiltern, mit we-

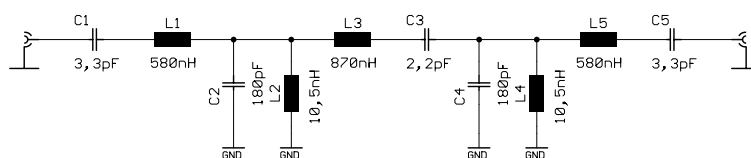


Bild 4.8.: Butterworth-Bandpass 5. Ordnung.

sentlich geringeren Dämpfungen aufgebaut werden. Dies übersteigt jedoch den Rahmen dieser Arbeit, da die Herstellung der Filter mechanisch wesentlich aufwendiger ist.

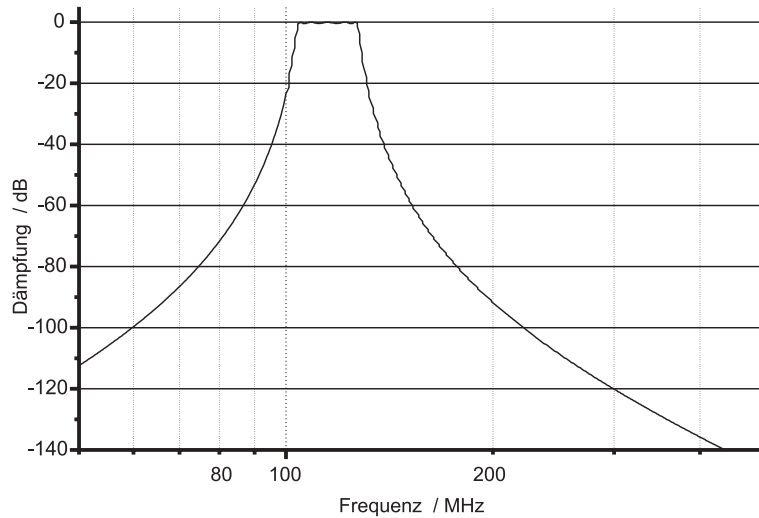


Bild 4.9.: Simulation der Transmission des Butterworth-Bandpasses 5. Ordnung.

4.3. Integration

Der Tiefpass und der Bandpass wurden auf einer Platine aufgebaut. Die Entkopplung der beiden Schaltungen wurde durch eine 50 Ω -Streifenleitung zwischen den Toren realisiert. Eine aus der Integration herrührende Kopplung vom Eingang auf den Ausgang der Baugruppe konnte durch zusätzliches Verbinden der Oberseiten der Filterbecher deutlich reduziert werden. Die Transmission der Filterbaugruppe unterscheidet sich nur bei hohen Frequenzen von der des Bandpasses. Erst hier kommt die Wirkung des Tiefpasses wegen der begrenzten Dynamik der Messung zum Tragen.

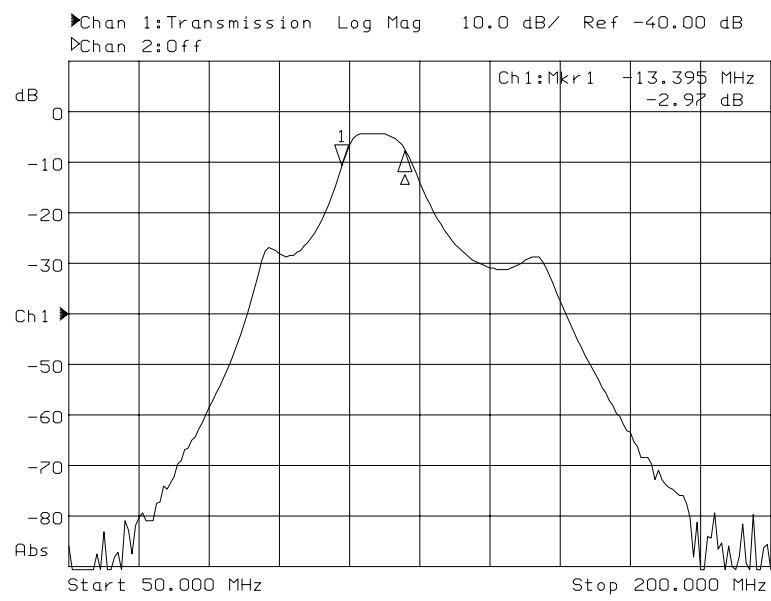


Bild 4.10.: Transmission des Butterworth-Bandpasses 5. Ordnung.

5. Mischer-Baugruppe

Die Hauptaufgabe der Mischer-Baugruppe ist das Herabsetzen des Messsignals von 2,7 GHz auf die Zwischenfrequenzebene von 115 MHz, bei der die Detektion erfolgt. Da durch den Mischprozess nicht erwünschte Frequenzen entstehen, werden diese Frequenzen durch ein Filter unterdrückt. Im vorliegenden Aufbau wird ein Tiefpass 5. Ordnung mit einer Eckfrequenz von 150 MHz eingesetzt. Zur Anpassung des Pegels wird das Signal mit einem MMIC¹-Verstärker um 17 dB angehoben. Für den Mischprozess ist eine weitere Baugruppe notwendig, die das Lokaloszillatorsignal zur Verfügung stellt. Diese ist in Kapitel 6 beschrieben.

5.1. Mischer

Der Mischer ist ein Bauteil mit einer nichtlinearen Kennlinie. An dieser werden das Eingangssignal mit der Frequenz $f_{RF} = 2,7$ GHz und das Lokaloszillatorsignal mit der Frequenz $f_{LO} = 2,585$ GHz miteinander gemischt. Dabei entstehen folgende Spektralanteile:

$$|\pm m f_{RF} \pm n f_{LO}| \quad m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Wie aus dem Frequenzplan in Bild 2.2 zu ersehen ist, kommt hier die Grundwellenmischung ($m = 1, n = 1$) als Abwärtsmischung in Gleichlage zum Einsatz. Die Zwischenfrequenz ergibt sich durch $f_{ZF} = f_{RF} - f_{LO}$ zu 115 MHz.

Die Hauptkriterien bei der Wahl des Mixers:

- Die Frequenzbereiche für Eingang, Zwischenfrequenz und Lokaloszillator werden nach dem Frequenzplan des Empfängers als erstes Kriterium festgelegt. Sofern eine Komponente mit einem schmalen Frequenzbereich gewählt werden kann, bietet das den Vorteil, dass weniger mögliche Eingangssignale weniger potentielle Mischprodukte erzeugen können. Des Weiteren haben schmalbandigere Mischer meist eine geringere Rauschzahl sowie einen geringeren Konversionsverlust.
- Der abzudeckende maximale Eingangspegel bestimmt den nötigen Lokaloszillatorpegel. Im allgemeinen soll der Lokaloszillatorpegel bei passiven Mixern 8 dB über dem maximalen Eingangspegel liegen. Bei einem Eingangspegel von maximal 5 dBm sind mindestens +13 dBm Lokaloszillatorpegel nötig.
- Je nach Anwendung kann die Schaltung einen Konversionsverlust ausgleichen. Somit kommt ein passiver Mischer in Betracht. Ein aktiver Mischer hingegen stellt neben der Frequenzumsetzung auch eine Verstärkung des Signals zur Verfügung.

¹Monolithic Microwave Integrated Circuit

Dies hat aber den Nachteil, dass ein solcher gleich mit einer wesentlich höheren Rauschzahl im Gesamtsystem zu Buche schlägt. Da es in diesem Aufbau auf die Empfindlichkeit ankommt und somit Komponenten mit möglichst geringen Rauschzahlen bevorzugt werden, kommt nur ein passiver Mischer in Frage.

- Das Gehäuse muss den Erfordernissen entsprechen. Die Größe und die Anschlüsse für Eingang, Ausgang und Lokaloszillator sind entscheidend. Bei dem hier dargestellten Systemkonzept ist ein Bauteil für Platinenmontage sinnvoll.

Wegen der ausgezeichneten Eigenschaften wird der doppelt balanzierte Mischer MBA-18MH von Mini-Circuits eingesetzt. Er zeichnet sich nach dem Datenblatt [5] durch die folgenden Punkte aus:

- Frequenzbereich von 1600 MHz bis 3200 MHz für Eingangs- und Pumpsignal; DC bis 650 MHz für die Zwischenfrequenzebene
- Lokaloszillatorpegel +13 dBm
- Maximaler Pegel auf dem Eingangstor +9 dBm
- Konversionsverlust 6 dB bei 2,7 GHz
- Rauschzahl entspricht Konversionsverlust von 6 dB
- Isolation von Lokaloszillator- und Eingangstor besser als 25 dB
- Isolation von Lokaloszillator- und Ausgangstor besser als 20 dB
- Anpassung an 50 Ω ausreichend ohne Anpassnetzwerk
- SMD-Bauform

Der Mischer wird mit den anderen Komponenten der Baugruppe über eine 50 Ω -Streifenleitung verbunden.

5.2. Tiefpassfilter

Hinter einem Mischer ist die Selektion des gewünschten Mischprodukts notwendig, um Beeinflussungen nachfolgender Stufen zu vermeiden. Da es sich hier um eine Grundwellenmischung handelt, wird das kleinste Mischprodukt ausgewählt. Ein Tiefpassfilter ist daher zur Selektion ausreichend. Weil es einen geringeren Platzbedarf als der in der Filterbaugruppe eingesetzte Tiefpass 7. Ordnung hat, wird hier ein Tiefpass 5. Ordnung nach Bild 5.1 benutzt. Sinngemäß gelten die Ausführungen in Kapitel 4.1 auch hierfür.

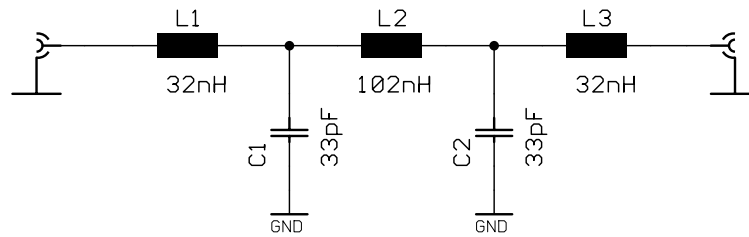


Bild 5.1.: Tiefpass 5. Ordnung.

5.3. Verstärker

Zur Anpassung des Pegels ist nach dem Pegelplan in Bild 2.3 eine Verstärkung von 17 dB erforderlich. Da der Entwurf eines Transistorverstärkers sehr aufwendig ist und hier keine besonderen Anforderungen gestellt sind, wird auf einen MMIC-Verstärker zurückgegriffen. Die Vorteile sind:

- einfach handhabbar
- geringer Platzbedarf
- bereits intern auf 50Ω angepasst
- nur stabilisierte Spannungsversorgung notwendig

Dafür muss man Breitbandigkeit und eine höhere Rauschzahl in Kauf nehmen. Die grundsätzliche Beschaltung des MMIC-Verstärkers ist in Bild 5.2 dargestellt. Die Ein- und Ausgänge werden direkt mit 50Ω -Streifenleitungen verbunden. Kondensatoren entkoppeln die Gleichspannung von anderen Schaltungsteilen. Die Versorgungsspannung wird über eine Spule zugeführt. Damit wird die Hochfrequenz verdrösselt und kann nicht über die Spannungsversorgung abgestrahlt werden. Die Einstellung des Arbeitspunkt wird durch den Biaswiderstand vorgenommen, der einen konstanten Kollektorstrom zur Folge hat. Zusätzlich wird die Versorgungsspannung abgeblockt.

Mini-Circuits bietet ein breites Sortiment von MMIC-Verstärkern, die unterschiedliche Verstärkungen und Sättigungsleistungen im gleichen Gehäuse bieten. Dadurch ist es möglich, auf Änderungen des Pegelplans sehr flexibel, das heißt ohne Änderung des Platinenlayouts, zu reagieren. Eingesetzt wird der ERA-51SM mit folgenden Daten:

- Verstärkung typisch 18 dB bei 100 MHz
- Frequenzbereich von DC bis 4 GHz
- 1 dB-Kompressionspunkt bei 18 dBm Ausgangsleistung
- Rauschzahl von 4 dB

Durch Veränderungen des Biaswiderstandes lässt sich die Verstärkung geringfügig variieren.

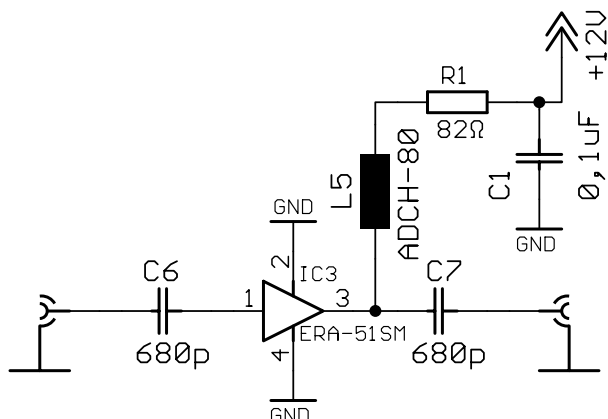


Bild 5.2.: Beschaltung des MMIC-Verstärkers.

5.4. Messergebnisse

Der Konversionsverlust des Mischers wird durch eine Transmissionsmessung mit dem Netzwerkanalysator gemessen. Der gemessene Verlust beträgt 5,8 dB. Die Parameter der Messung waren eine Eingangsfrequenz von 2,7 GHz, eine Lokoszillatorfrequenz von 2,585 GHz bei einem Pegel von +13 dBm.

Bild 5.3 zeigt die Transmissionsmessung des Tiefpassfilters 5. Ordnung mit nachgeschaltetem MMIC-Verstärker. Der Durchlassbereich von 25 bis 122 MHz hat eine Verstärkung von 16 dB. Die Cursorposition von 150 MHz markiert die 3 dB-Eckfrequenz des Tiefpassfilters. Es besteht eine gute Weitabselektion. Die hohe Dämpfung von niedrigen Frequenzen wird von den Koppelkondensatoren vor und hinter dem Verstärker verursacht.

In den Bildern 5.4 und 5.5 ist das Ausgangsspektrum der Mischerbaugruppe mit einem Lokoszillatorpegel von +13 dBm bei 2,585 GHz und einem Eingangssignal von +5 dBm bei 2,7 GHz dokumentiert. Bild 5.4 zeigt das Spektrum zwischen 50 MHz und 550 MHz. Das Zwischenfrequenzsignal von 115 MHz hat einen Pegel von 15 dBm. Dies entspricht einer Verstärkung der Baugruppe von 10 dB. Die erste Oberwelle bei 230 MHz ist um 30 dB, die zweite Oberwelle bei 345 MHz ist um 48 dB abgesenkt. Die dritte Oberwelle ist um weitere 10 dB schwächer. Ursache für die Oberwellen ist der Mischprozess. An den zu höheren Frequenzen hin abfallenden Pegeln der Harmonischen ist die Charakteristik des Tiefpassfilters wiederzuerkennen.

Bild 5.5 zeigt das Spektrum zwischen 1 GHz und 9 GHz. In diesem Spektralbereich sind drei Gruppen von Signalen detektiert worden. Der Linienabstand entspricht der Zwischenfrequenz von 115 MHz. In der Gruppe mit kleinster Frequenz ist das Signal der Grundwelle des Lokoszillators durch Cursor 1 markiert. In dieser Gruppe hat es den größten Pegel mit -34 dBm. Bezogen auf das 115 MHz-Zwischenfrequenzsignal entspricht dies einer Dämpfung von 49 dB. Die Linie rechts neben der Lokoszillatorfrequenz ist die Eingangsfrequenz von 2,7 GHz. Sie hat noch einen Pegel von -44 dBm. Dies entspricht

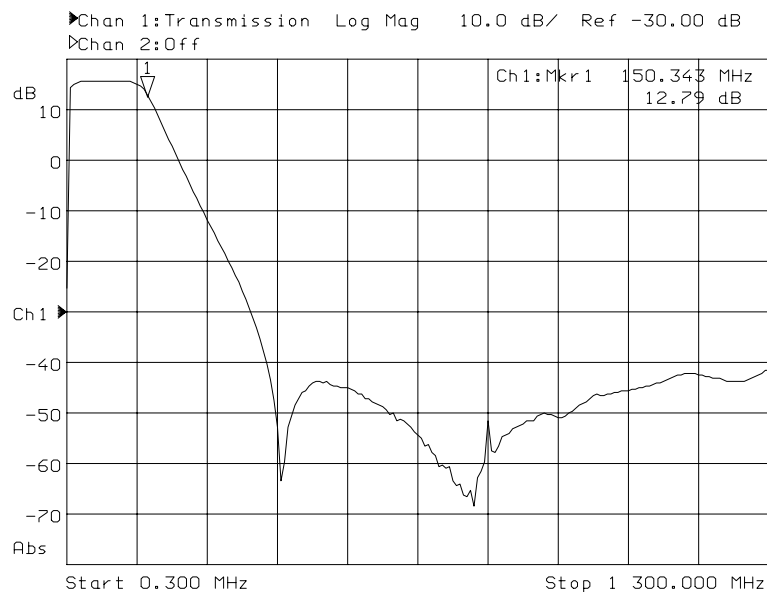


Bild 5.3.: Transmissionsmessung von Tiefpassfilter und MMIC-Verstärker.

einer Dämpfung von 59 dB zum Ausgangssignal. Die Linien in ihrer Umgebung sind durch Mischung entstanden. Die Gruppe in der Mitte des Plots bei 5 GHz entspricht den ersten Oberwellen der linken Gruppe. Die Pegel der ersten Oberwellen liegen um -40 dBm. Die dritte Gruppe besteht aus den zweiten Oberwellen. Der Pegel ist mit -20 dBm als Maximum deutlich höher. Bei diesen Verhältnissen handelt es sich um den 'worst case', da das Eingangssignal nie größer sein wird. Der zu detektierende Pegel wird wie erwartet durch die Harmonischen des Grundsignals verfälscht. Diese liegen innerhalb der Bandbreite des Detektors. Unerwartet hingegen ist die störende Beeinflussung des Detektionsergebnisses durch die Signalanteile oberhalb von 2 GHz, da diese mindestens viermal höher sind als die Eckfrequenz des Detektors. Um diese Frequenzanteile zu unterdrücken, wird die Filterbaugruppe mit Band- und Tiefpass eingeführt. Dadurch ist es möglich den maximalen Dynamikbereich zu realisieren.

Im weiteren werden die Messergebnisse der Spektralanalyse am Ausgang der Serienschaltung von Mischer- und Filterbaugruppe diskutiert. Die Plots sind in die gleichen Frequenzbereiche wie diejenigen der Mischer-Baugruppe alleine aufgeteilt. Die Eingangssignale in die Mischerbaugruppe bleiben unverändert. Im Frequenzbereich zwischen 50 MHz und 550 MHz in Bild 5.6 ist nur noch das 115 MHz-Signal sichtbar. Wie aus der Darstellung der Messung zwischen 1 GHz und 9 GHz in Bild 5.7 hervorgeht, wird das Lokaloszillatorsignal von 2,585 GHz durch die Filterbaugruppe um 30 dB unterdrückt. Der sich dadurch ergebende Pegel von -65 dBm ist bereits so klein, dass er keinen Einfluss auf die Messung hat, da die Grenzfrequenz des Detektors bei 500 MHz liegt. Alle weiteren Anteile wurden durch das Filter so weit unterdrückt, dass sie bei der gewählten Auflösung im Rauschen liegen. Es handelt sich hier um das Spektrum, wie es am Eingang der Detektorbaugruppe ansteht.

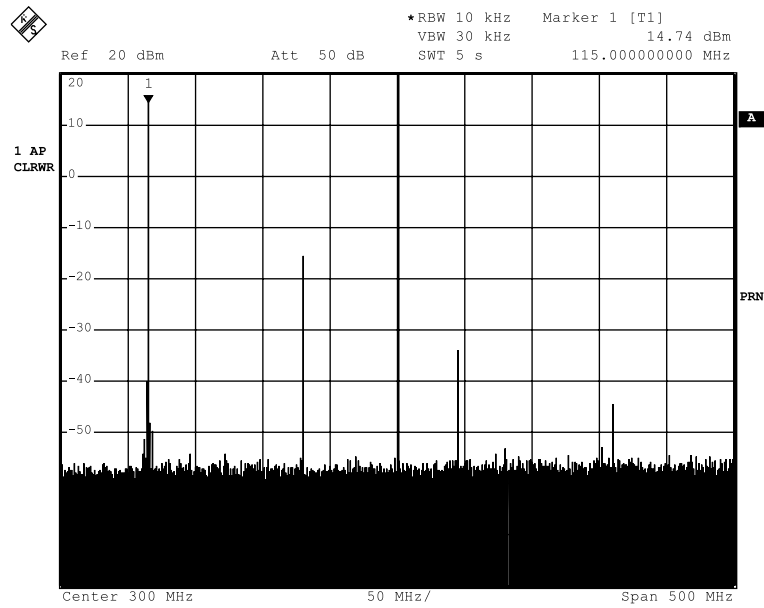


Bild 5.4.: Ausgang der Mischerbaugruppe 50–550 MHz.

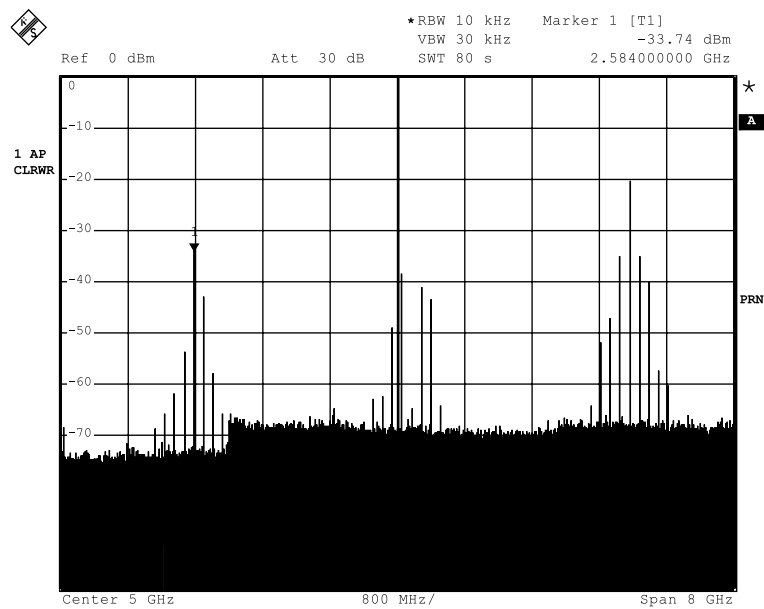


Bild 5.5.: Ausgang der Mischerbaugruppe 1–9 GHz.

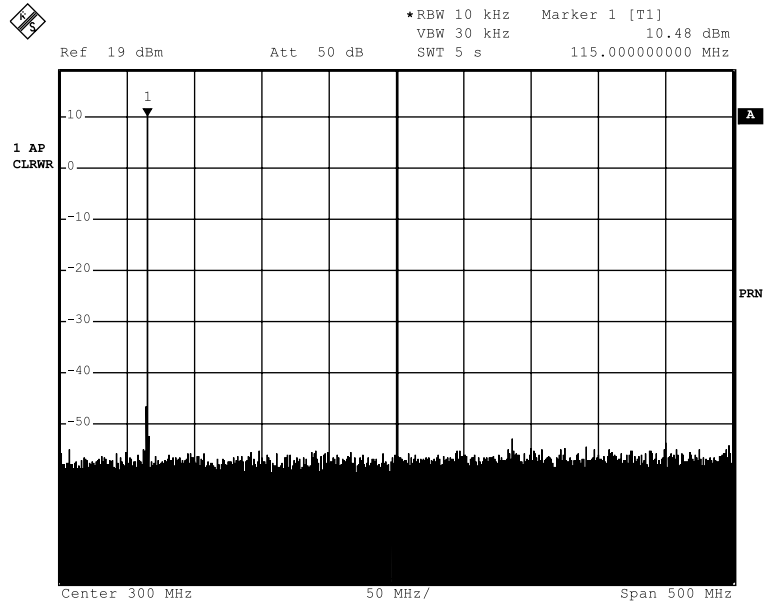


Bild 5.6.: Ausgang von Mischerbaugruppe mit Filterbaugruppe 50–550 MHz.

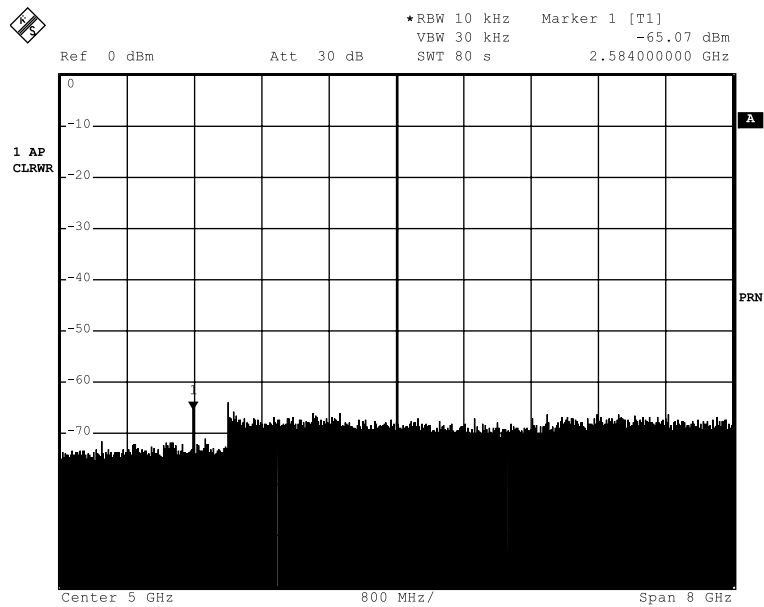


Bild 5.7.: Ausgang von Mischerbaugruppe mit Filterbaugruppe 1–9 GHz.

6. Lokoszillator-Baugruppe

Der Lokoszillator liefert das Pumpsignal für den Mischer. Der Pegel von +13 dBm ist durch die Parameter des Mixers, die Frequenz mit 2,585 GHz durch den Frequenzplan aus Abschnitt 2.3 festgelegt. Aus den Messungen in Abschnitt 5.4 ergab sich, dass eine Oberwellenunterdrückung von mindestens 30 dB ausreichend ist. An das Seitenbandrauschen werden keine besonderen Anforderungen gestellt, da nur monofrequente, nicht gepulste oder modulierte Signale verarbeitet werden; $75 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ bei 10 kHz Abstand sind ausreichend.

6.1. Konzept

Es gibt verschiedene Konzepte, die die Anforderungen an den Lokoszillator erfüllen. Heutzutage sind Designs mit dielektrischem Resonator wegen des einfachen Aufbaus beliebt. Der Quarzoszillator bietet bei niedrigen und mittleren Frequenzen ein sehr stabiles Ausgangssignal. Weit weniger verbreitet sind Realisierungen mit keramischen oder SAW¹-Resonatoren. Der Nachteil bei der Verwendung von Resonatoren ist, dass diese sich nur über einen sehr geringen Frequenzbereich ziehen lassen. Wenn keine Standardfrequenzen zur Anwendung kommen können, ist eine Spezialanfertigung notwendig. Einfacher zu realisieren und in einem weiteren Frequenzbereich abstimmbare sind Oszillatoren mit einem Schwingkreis aus Induktivität und Kapazität. Allerdings ist deren Frequenzstabilität bei weitem nicht so hoch wie in den oben genannten Konzepten, da keine vergleichbare Güte erreichbar ist. Um dies zu kompensieren, kann eine Ankopplung an einen stabileren Referenzoszillator zur Erfüllung gesteigerter Anforderungen geboten sein. Dieser flexible Ansatz, wie in Bild 6.1 dargestellt, wird hier umgesetzt.

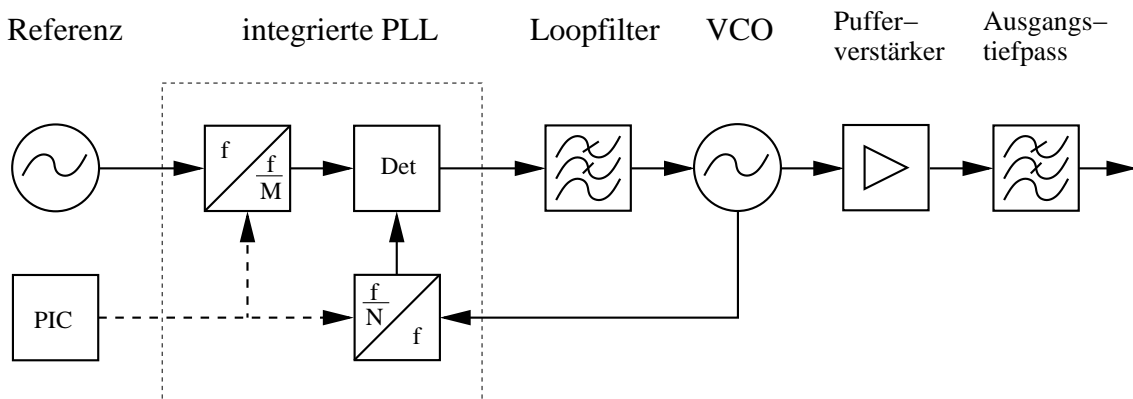


Bild 6.1.: Blockschaltbild des Lokoszillators.

¹Surface Acoustic Wave

Herzstück ist die Phasenregelschleife (PLL²). Sie vergleicht die Phasenlage des Referenzoszillators mit der des VCOs³. Zum Vergleich werden Referenzoszillator- und VCO-Frequenz heruntergeteilt. Der Phasendiskriminator gibt je nach Phasendifferenz der Eingänge Impulse ab, die durch das Loop-Filter geglättet werden und dann dem spannungsgesteuerten Oszillator als Regelspannung dienen. Durch das Ändern der Teilungsfaktoren kann die Frequenz des VCOs variiert werden. Das Frequenzraster entspricht der Vergleichsfrequenz, sofern der Teiler der Referenzfrequenz konstant ist. Dem VCO ist ein Pufferverstärker nachgeschaltet, um Änderungen der Frequenz und Ausgangsamplitude, sogenanntes load-pulling, wie in [6] beschrieben, durch Impedanzschwankungen am Ausgang zu vermeiden. Als letztes werden Harmonische in einem Tiefpass bedämpft. Die Teilungsfaktoren werden durch einen PIC⁴-Microcontroller gesteuert.

6.2. Schaltung

Es ist nicht nötig Phasendiskriminator oder VCO diskret aufzubauen, da von der Industrie bereits integrierte und optimierte Bausteine angeboten werden. Als Frequenz-Synthesizer kommt der LMX2330 von National Semiconductor zum Einsatz. Dieser IC enthält zwei Phasendiskriminatoren. Die Vorteiler und Teiler für die VCO-Signale sowie der Teiler für den gemeinsamen Referenzoszillator sind bereits integriert. Es handelt sich um eine „integer n-loop“-Schaltung. Die Teiler und die gesteuerte Stromquelle werden über einen Dreileiterbus gesteuert, was hier von dem PIC-Microcontroller übernommen wird. Die mit den VCO-Signalen beschalteten Eingänge des Synthesizers haben eine Grenzfrequenz von 2,5 GHz beziehungsweise 510 MHz. Das typische Anwendungsbeispiel für diesen IC ist ein Empfänger für das 2,4 GHz-ISM-Band mit zwei Zwischenfrequenzen. Für den Messempfänger wird nur der Phasendiskriminator, der bis 2,5 GHz spezifiziert ist, eingesetzt. Da die Lokaloszillatorfrequenz 2,585 GHz beträgt, wird der Chip außerhalb der Spezifikation verwendet. Die Funktion wird dadurch jedoch nicht beeinträchtigt. Ein grundlegender Schaltungsvorschlag wird vom Hersteller in [7] gegeben. Dieser dient als Grundlage bei der Auslegung der Schaltung. Die Vergleichsfrequenz des Phasendiskriminators ist 1 MHz; demnach ist der Teiler des Referenzsignals zu 16 und der Teiler des VCO-Signals zu 2585 gesetzt. Als VCO wird der JTOS-3000 von Mini-Circuits benutzt. Dieser ist von 2,3 GHz bis 2,6 GHz mit einer Abstimmspannung von maximal 5V durchstimmbare. Das Phasenrauschen ist mit $-63 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ in 1 kHz, mit $-90 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ in 10 kHz und mit $-110 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ in 100 kHz Abstand angegeben. Aufgrund der geringen Abstimmspannung ist es ausreichend, ein passives Schleifenfilter einzusetzen. Dieses besteht aus einem Potentiometer in der Signalleitung und einem RC-Kreis nach Masse.

Als Pufferverstärker am VCO-Ausgang kommt wieder ein MMIC von Mini-Circuits zum Einsatz. Das Ausgangsfilter ist ein 2,95 GHz-Tiefpass von Mini-Circuits mit der Bezeichnung SLP-2950. Die Stabilität der Ausgangsfrequenz des Lokaloszillators hängt maßgeblich von der Stabilität der Referenz ab. Beim Einsatz eines Quarzes als fre-

²Phase Locked Loop

³Voltage Controlled Oscillator

⁴Peripheral Interface Controller

quenzbestimmendes Bauteil in einer Oszillatorschaltung können mit geringem Aufwand Frequenzstabilitäten von 10^{-7} erreicht werden. Hier wird um einen Standardquarz von 16 MHz ein Collpits-Oszillator, wie in Bild 6.2 dargestellt, aufgebaut. Der Quarz ist im Rückkopplungszweig der Verstärkerstufe in Serie zu einem Kapazitätstrimmer mit einem BC848 geschaltet. Mit dem Serientrimmer kann die Frequenz noch geringfügig gezogen werden. Die Auskopplung geschieht am Ohm'schen Spannungsteiler, mit dessen Verhältnis die Ausgangsimpedanz angepasst wird.

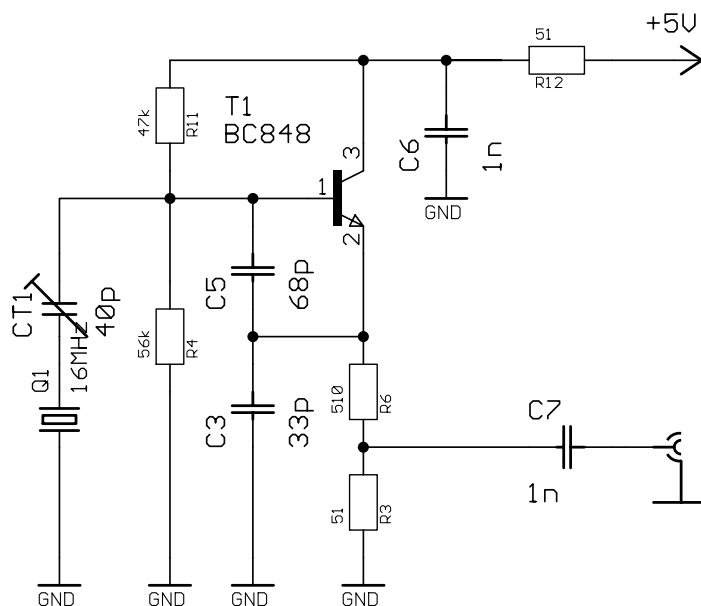


Bild 6.2.: Referenzoszillator als 16 MHz Collpits-Oszillator.

Zur Programmierung des PLL-Bausteins über den Dreileiterbus wird ein kleiner Mikroprozessor eingesetzt. Der Dreileiterbus enthält folgende Signale: **CLOCK**, **DATA** und **LOAD ENABLE**. Die zeitliche Abfolge der eingehenden Signale ist in [7] definiert. Zur Erzeugung dieses Schemas wird von MICROCHIP der PIC 12C508 eingesetzt. Dieser hat fünf Ein- bzw. Ausgänge, einen weiteren Eingang, sowie einen eingebauten Taktoszillator (siehe [8]). Der Schaltungsaufwand ist sehr klein. Neben Pull-up-Widerständen für die Ausgänge ist lediglich eine geregelte Spannungsversorgung notwendig, da der Taktoszillator bereits integriert ist. Die Programmierung erfolgt durch nur 33 Assemblerbefehle. Das Programm wird mittels eines Programmiergeräts in den Chip geschrieben. Der Reset bei Spannungsaufschaltung gibt die Möglichkeit eines automatischen Programmbeginns beim Einschalten. Da hier nur eine Ausgangsfrequenz benötigt wird, sind die in Binärwörtern dargestellten Teilungsfaktoren fest im Programm verankert. Es hat sich gezeigt, dass einmaliges Programmieren des PLL-Bausteins nach dem Einschalten ausreichend ist. Ein dauerndes Nachladen der gleichen Information führt zu Nebenlinien des Ausgangssignals, die auf das Taktsignal des Dreileiterbusses zurückzuführen sind.

6.3. Messergebnisse

Im folgenden wird das Ausgangssignal des Lokaloszillators analysiert. Kriterien sind Langzeit- und Kurzzeitstabilität sowie die spektrale Reinheit des Signals. Einfang-, Halte- und Ziehbereich der Phasenregelschleife werden hier nicht betrachtet, da es sich um eine festfrequente Quelle handelt.

Ausschlaggebend für die Stabilität des Ausgangs der Regelschleife ist die Referenz. In Bild 6.3 ist das Ausgangssignal des 16 MHz-Quarzoszillators auf dem Spektralanalysator dargestellt. Das Phasenrauschen lässt sich nach [9] mit dieser Methode nicht bestimmen. Da das Phasenrauschen der internen Oszillatoren des Spektralanalysators höher ist, wird dieses abgebildet. Es zeigt sich jedoch, dass es für diese Anwendung ausreichend klein ist.

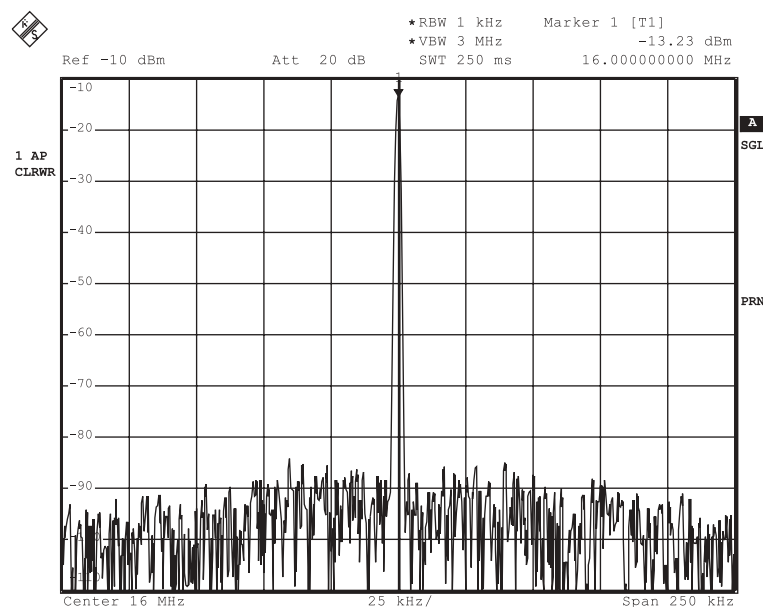


Bild 6.3.: Spektrum des 16 MHz-Quarzoszillators.

In Bild 6.4 ist das 2,585 GHz-Ausgangsspektrum des Lokaloszillators zu sehen. Die Oberwellen sind 18 dB oder mehr als 18 dB unterdrückt. Da dies nicht ausreichend ist, wurde ein Tiefpassfilter nachgeschaltet. Wie Bild 6.5 zeigt, wurde damit die Oberwellenunterdrückung auf mindestens 60 dB gesteigert. Eine genauere Aussage lässt sich wegen der eingeschränkten Messdynamik nicht machen. Das Signal, wie in Bild 6.5 gezeigt, ist das Lokaloszillatorsignal, wie es am Lokaloszillatoreingang der Mischer-Baugruppe anliegt.

Bei geringerer Auflösungsbandbreite des Spektralanalysators, wie in Bild 6.6 dargestellt, fallen Linien auf, die im Abstand von Vielfachen von 1 MHz zueinander auftreten. Die Vergleichsfrequenz von 1 MHz und deren Harmonische sind auf den Träger aufmoduliert. Um eine stärkere Unterdrückung zu erreichen, muss ein Schleifenfilter höherer

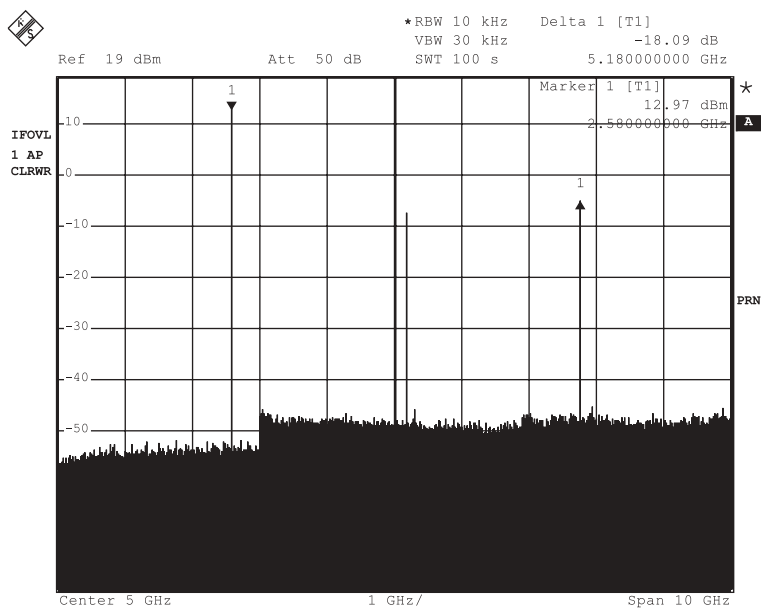


Bild 6.4.: Spektrum des Lokoszillators ohne Tiefpass.

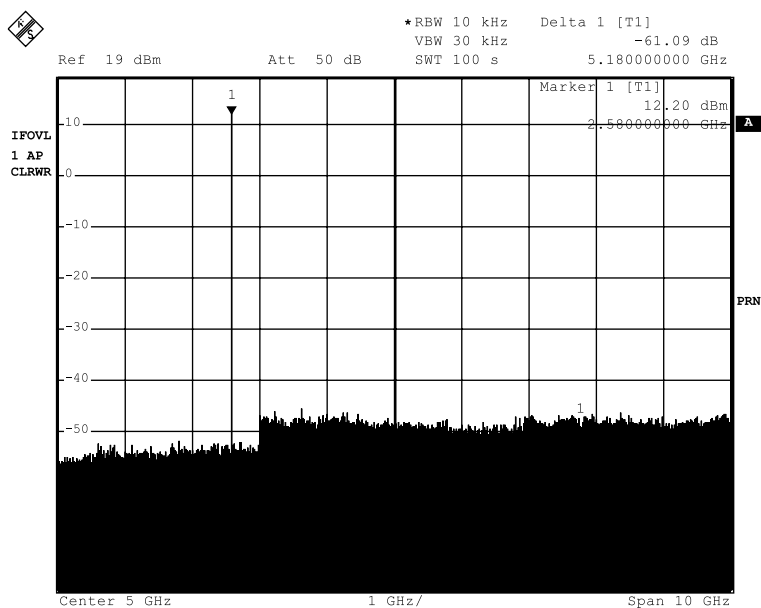


Bild 6.5.: Spektrum des Lokoszillators mit Tiefpass.

Ordnung gewählt werden. Die gemessene Unterdrückung von mehr als 65 dB zum Träger ist für diese Anwendung ausreichend.

Die Kurzzeitstabilität des Lokoszillators wird durch das Einseitenbandphasenrau-

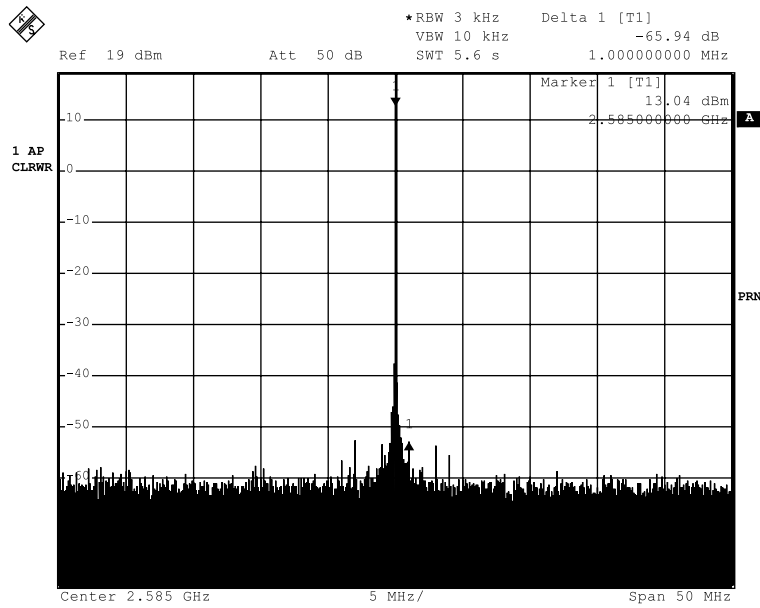


Bild 6.6.: Spektrum des Lokaloszillators mit 1 MHz-Nebenlinien.

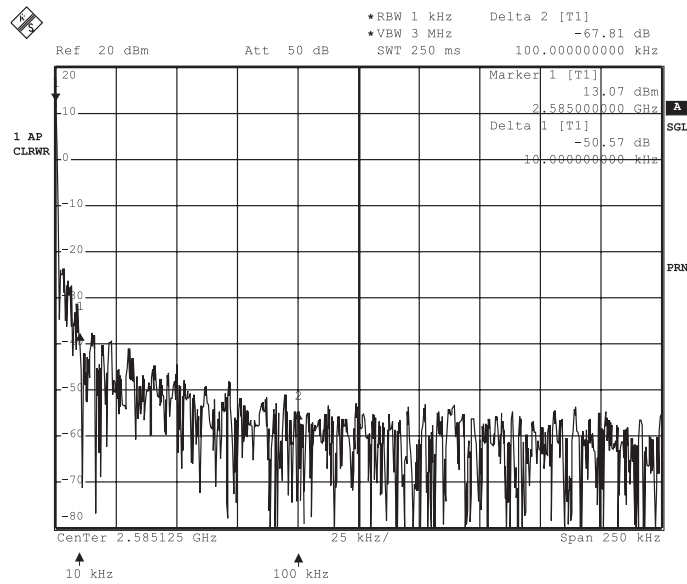


Bild 6.7.: Phasenrauschen des Lokaloszillators.

schen charakterisiert. Es kann direkt mit dem Spektralanalysator gemessen werden. Voraussetzung ist, dass das Amplitudenrauschen vernachlässigbar ist, da der Spektralanalysator nicht zwischen Amplituden- und Phasenrauschen unterscheidet. Bild 6.7 gibt die Messung wieder. Die Untersuchung positiver Offsetfrequenzen ist wegen der Symmetrie des Spektrums ausreichend, deshalb wird der Träger am linken Bildrand darge-

stellt. Dadurch können große Offsets dargestellt werden. Delta-Marker 1 gibt den Pegel bei 10 kHz Offset mit -50,5 dBc an. Delta-Marker 2 steht bei 100 kHz Offset zum Träger. Der dort gemessene Pegel beträgt -67,8 dBc. Um das Einseitenbandphasenrauschen aus den Messwerten zu bestimmen, muss nach [1] eine Bandbreitennormierung durchgeführt werden und der systematische Fehler von 2,5 dB addiert werden, der von der Kalibration der Spektralanalysatoren auf Sinussignale herrührt. Daraus ergeben sich Werte bei 10 kHz und 100 kHz Offset von $-78,8 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$ und $-96,1 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$, wie in Tabelle 6.1 dargestellt.

Frequenzoffset	10 kHz	100 kHz
gemessener Pegel	-50,5 dBc	-67,8 dBc
systematischer Fehler	+2,5 dB	+2,5 dB
Bandbreitennormierung $-10 \lg(1,2B_{3\text{dB}})$	-30,8 dB	-30,8 dB
Einseitenbandrauschpegel	$-78,8 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$	$-96,1 \frac{\text{dBc}}{\text{Hz}}$

Tabelle 6.1.: Einseitenbandrauschen des Lokaloszillators.

Mit dem Frequenzzähler wird die Langzeitstabilität untersucht. Dazu wird die Ausgangsfrequenz über einen längeren Zeitraum kontinuierlich gezählt und in Intervallen von zwei Minuten festgehalten. Der Offset zur nominalen Frequenz von 2,585 GHz ist in Bild 6.8 gegen die Zeit aufgetragen. Nach dem Einschalten ist die Frequenzdrift relativ stark ausgeprägt, was sich in einem großen Gradienten der Kurve widerspiegelt. Nach 40 Minuten ist die Änderung der Frequenz nur noch unwesentlich. Auch wenn die Frequenzänderung zu Beginn bei der gewählten Skalierung dramatisch aussieht, so handelt es sich dennoch nur um 8 kHz. Da die Änderung der Lokaloszillatorfrequenz eine Änderung der Zwischenfrequenz um den gleichen Betrag hervorruft, ändert sich das Lokaloszillatorausgangssignal auch nur um 8 kHz. Diese Frequenzänderung wirkt sich kaum auf das Messergebnis aus, da das Zwischenfrequenzfilter eine Bandbreite von 13,4 MHz aufweist. Die Frequenzänderung ist auf das Einschwingverhalten des Quarzoszillator zurückzuführen. Seine Frequenzänderung wirkt sich mit dem Faktor 162 auf die Ausgangsfrequenz aus. Eine Änderung des 2,585 GHz-Signals von 1 kHz ist eine Änderung der Referenzfrequenz um 6 Hz. Die Drift ist des Weiteren temperaturabhängig, was auf den Transistor selbst zurückzuführen ist. Daher werden, wenn sehr stabile Frequenzen benötigt werden, temperaturkompensierte und geheizte Quarzoszillatoren eingesetzt. Eine Anbindung an die Referenz des Fenstermessplatzes ist wegen der geringen Drift nicht notwendig.

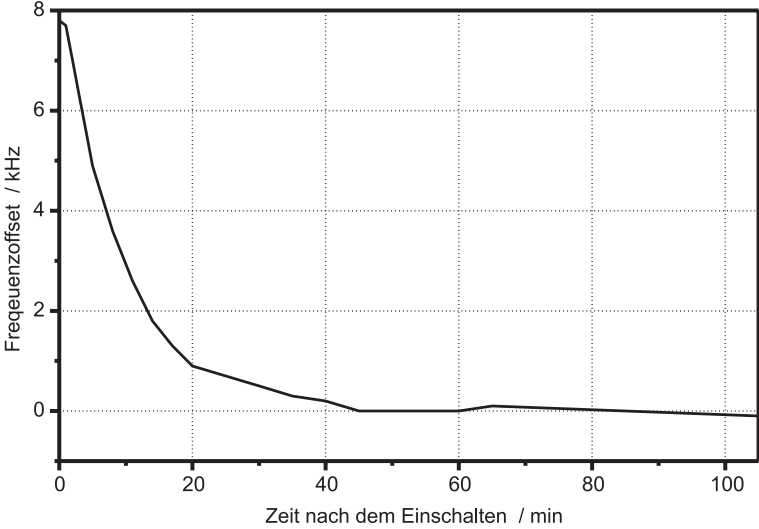


Bild 6.8.: Einschwingverhalten des Lokaloszillators nach dem Einschalten.

7. Gesamtsystem

In den vorangegangenen Kapiteln wurden die Einzelkomponenten des Messempfängers mit detaillierten Messungen präsentiert. Im folgenden wird der Messempfänger als Ganzes dargestellt.

7.1. Funktion

Den Anforderungen aus Kapitel 2 folgend lässt sich nun eine Bewertung des Gesamtsystems vornehmen. Durch das Konzept eines Superheterodyn-Empfängers wird die Eingangsfrequenz von 2,7 GHz erreicht. Der eingesetzte Mischer ist für diesen Frequenzbereich dimensioniert. Der Frequenzplan stellt die Beziehungen zwischen den Frequenzen dar. Wie schon aus den Messungen in Abschnitt 5.4 hervorgeht, ist nach der Mischerbaugruppe das Zwischenfrequenzsignal von 115 MHz vorhanden. Ebenso wird die Unterdrückung von Mischprodukten im oben genannten Abschnitt messtechnisch erfasst und als ausreichend erachtet. Den Detektor erreicht nur das 115 MHz-Signal. Ein Vergleich des Messempfängers mit und ohne Filterung wird weiter unten veranschaulicht. Die Verifikation des Pegelplans ist durch die Dämpfungsmessungen der einzelnen Stufen in den vorhergehenden Kapiteln erfolgt. Die gemessene Dämpfung der gesamten Kette beträgt 6,2 dB.

Für die Messungen werden die Baugruppen nach dem Blockschaltbild in Bild 2.1 angeordnet. Der Hochfrequenzeingang, welcher der Eingang der Mischerbaugruppe ist, wird mit einem Signalgenerator beschaltet, der bei 2,7 GHz ein unmoduliertes Signal mit einem variablen Pegel bereitstellt. Dadurch wird das reflektierte beziehungsweise transmittierte Signal der Messstrecke simuliert. An die Mischer-Baugruppe ist der Lokaloszillator angeschlossen. Auf die Mischer-Baugruppe folgen die Filterbaugruppe und der Detektor. Am Ausgang des Detektors wird die Gleichspannung durch das Voltmeter mit HPIB-Bus gemessen und aufgezeichnet. Zur Funktion wird noch eine Gleichspannung von 12 V benötigt. Sie wird aus einem Labornetzteil entnommen.

Der Dynamikbereich und der Messfehler werden durch die Messung der Ausgangsspannung, bezogen auf die Eingangsleistung, bestimmt. Die gemessene Kennlinie zwischen Eingangspegel und Ausgangsspannung ist in Bild 7.1 aufgetragen. Neben dem Messempfänger mit allen Baugruppen, wie in Bild 2.1 dargestellt, wurde das System auch ohne die Filterbaugruppe und ohne das Tiefpassfilter in der Mischerbaugruppe vermessen.

Die Ausgangskennlinie des Messempfängers ohne Filterung zeigt einen linearen Anstieg der Ausgangsspannung in Bezug auf den logarithmisch aufgetragenen Pegel zwischen -35 dBm und +3 dBm. Die Sättigung tritt früh ein, was auf die Addition mehrerer Signale am Detektoreingang hindeutet. Den Hauptanteil haben die Harmonischen des Messsignals. Die minimal detektierbare Leistung ist relativ groß. Dies lässt sich das

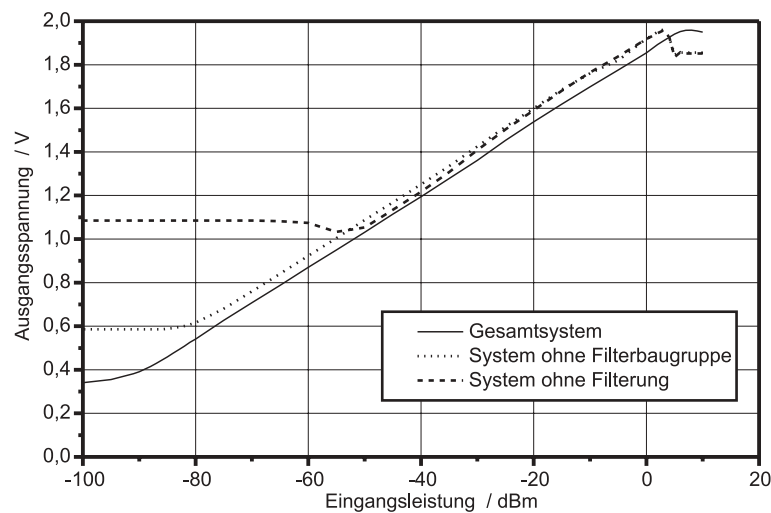


Bild 7.1.: Gemessene Ausgangskennlinie des Systems.

dadurch erklären, dass den Detektor andere Signale erreichen, die einen höheren Pegel haben als das Messsignal und damit den logarithmischen Verstärker bereits aussteuern. Es handelt sich hier vor allem um das Lokaloszillatorsignal, was von Bild 5.5 abgelesen werden kann. Wie an der zweiten Kurve zu erkennen ist, wird durch die Filterung zwischen Mischer und Verstärker bereits ein deutlicher Empfindlichkeitsgewinn erzielt. So wird hier das Lokaloszillatorsignal deutlich unterdrückt und tritt damit als kleinere Spannung am Detektorausgang auf. Der Sättigungspunkt ist unverändert. Die Harmonischen des Messsignals werden von dem Tiefpass noch nicht genügend unterdrückt. Der Dynamikbereich ist 83 dB. Die Einführung der Filterbaugruppe bringt einen Gewinn an beiden Seiten der Geraden. Dabei ist eine Verschiebung zu kleineren Ausgangsspannungen zu beobachten. Dies ist auf zwei Effekte zurückzuführen. Zum einen hat das Filter eine Dämpfung von 4 dB, was den Pegel am Detektor schrumpfen lässt, und zum anderen erreicht den Detektor — durch die eingeschränkte Bandbreite — wesentlich weniger Rauschen, was für weniger additiven Pegel sorgt. Die Erweiterung zu kleinen Pegeln hin rührt von der stärkeren Unterdrückung des Lokaloszillatorsignals und die Begrenzung des Rauschens her. Die Vergrößerung nach oben ist der Unterdrückung der Harmonischen des Messsignals zuzuschreiben, was durch Bild 5.6 nachvollziehbar ist. So wird ein Dynamikbereich von 97 dB erzielt. Die Messergebnisse sind in unten stehender Tabelle kurz zusammengefasst.

	<i>Gesamtsystem</i>	<i>System ohne Filterbaugruppe</i>	<i>System ohne Filterung</i>
Empfindlichkeit	-90 dBm	-80 dBm	-35 dBm
Sättigungsleistung	+7 dBm	+3 dBm	+3 dBm
Dynamikbereich	97 dB	83 dB	38 dB

Der Messfehler des Empfängers zeigt sich in der Abweichung der gemessenen Aus-

gangskennlinie zu einer Geraden, die den idealen Verlauf der Kennlinie darstellt. Die ideale Gerade wird so konstruiert, dass die Abweichung zu allen Messpunkten minimal wird. Die Differenz vom Sollwert des Ausgangs zum Eingangspegel ist in Bild 7.2 dargestellt. Der Fehler im linearen Bereich bewegt sich in einem Band von ± 1 dB, dessen Grenzen nur bei minimalem oder maximalen Pegel erreicht werden. Der Verlauf ähnelt sehr dem Fehler der Detektor-Baugruppe (siehe Bild 3.6). Der geringe Fehler kann durch Kalibration des Netzwerkanalysators noch verbessert werden. Ebenso lässt sich der Dynamikbereich dadurch erweitern.

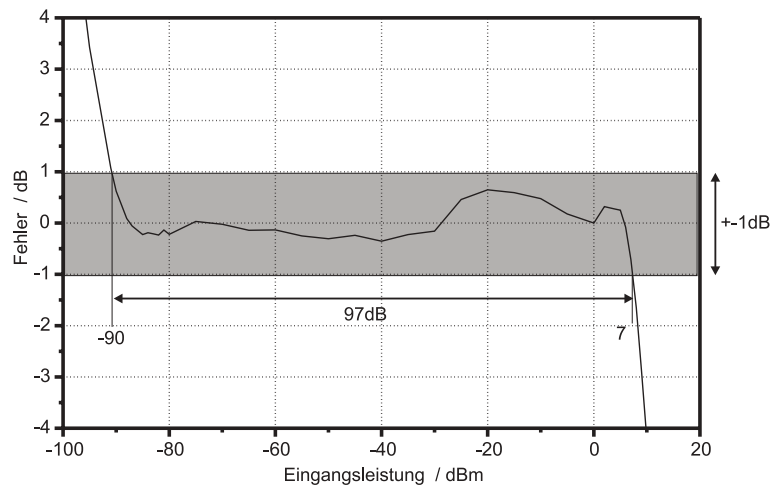


Bild 7.2.: Linearitätsfehler der Ausgangskennlinie des Systems.

Die Empfindlichkeit des Systems lässt sich wie folgt berechnen

$$P_{ni} = -174 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} + 10 \log(B_{noise}/\text{Hz}) + NF$$

P_{ni} Grenzempefindlichkeit des Messgeräts in dBm

B_{noise} Rauschbandbreite in Hz

NF Rauschzahl in dB

Wie aus Bild 2.3 zu entnehmen ist, beträgt die Rauschzahl der Empfängerkette 11,5 dB. Die Rauschbandbreite ist so groß wie die Bandbreite des Filters vor dem Detektor, die hier 13,4 MHz beträgt. Die Eingangsempfindlichkeit berechnet sich nach obiger Formel zu -91 dBm. Die theoretisch ermittelte Empfindlichkeit weicht von der Angabe -90 dBm in obiger Tabelle ab. Bei der Angabe der Empfindlichkeit von -90 dBm ist eine weitere Einschränkung gemacht worden, nämlich dass der Messfehler des Empfängers kleiner als 1 dB sein soll.

Die Rauschzahl der Empfängerkette wurde mit dem Noise-Gain-Analyzer 2075 von EATON bestimmt. Die eingesetzte Rauschquelle ist eine HP346B, die einen Frequenzbereich von 10 MHz bis 18 GHz abdeckt. Der Rauschmessplatz bestimmt die Verstärkung und die Rauschzahl eines Messobjekts schmalbandig bis 1800 MHz. Frequenzen, die über

dem angegebenen Frequenzbereich liegen, müssen außerhalb des Messgeräts umgesetzt werden. Die Messanordnung wird wie in Bild 7.3 aufgebaut.

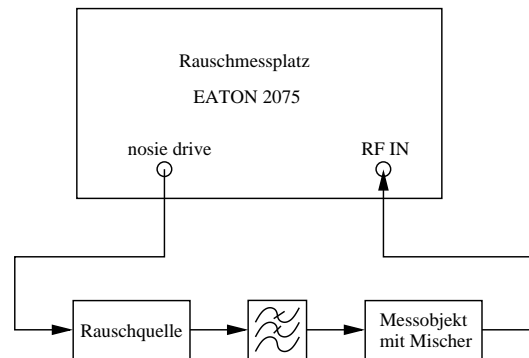


Bild 7.3.: Messaufbau zur Bestimmung der Rauschzahl.

Der EATON 2075 steuert die Rauschquelle (noise drive). Sie erzeugt ein definiertes breitbandiges Rauschen. Die Mischung dieses Rauschens mit einer festfrequenten Quelle bildet zwei Frequenzen auf die gleiche Zwischenfrequenz ab. Gewünscht ist aber nur die Umsetzung einer Eingangsfrequenz auf die Zwischenfrequenz. Die unerwünschte Frequenz ist die Spiegelfrequenz. Sie wird durch ein Filter unterdrückt, da sonst Messfehler auftreten. Dem Filter folgt das Messobjekt. Das Signal am Ausgang des Messobjekts wird analysiert; Rauschzahl sowie Verstärkung des Messobjekts werden berechnet. Zur Kalibration wird die Rauschquelle direkt an das Messgerät angeschlossen.

Das sich bei diesem Aufbau ergebende Problem ist das Auftreten der Spiegelfrequenz des Mischvorgangs im Messobjekt. Eine Selektion muss bereits vor dem Mischer stattfinden, da die Rauschquelle breitbandig ist und am Eingang des zu vermessenden Messempfängers keinerlei Selektion vorhanden ist. Da die Spiegelfrequenz, wie in Abschnitt 2.3 diskutiert, genau den Abstand der doppelten Zwischenfrequenz zur Empfangsfrequenz hat, ist ein Filter notwendig, das sehr steilflankig ist. Für die Messung würde ein Hochpass gebraucht, der bei 2,7 GHz durchlässt und bei 2,47 GHz schon stark bedämpft. Es steht allerdings nur ein Tiefpass mit der Eckfrequenz von 2,4 GHz und ein weiterer von 2,9 GHz zur Verfügung. Unter der Voraussetzung, dass sich die Mischparameter nur gering über die Frequenz ändern, werden die Frequenzen zur Messung verschoben, sodass das 2,4 GHz-Tiefpassfilter benutzt werden kann. Die Eingangsfrequenz wird zu 2,35 GHz an den Rand der Filterdurchlasskurve gesetzt. Daraus ergibt sich eine Lokaloszillatorfrequenz von 2,465 MHz zusammengesetzt aus 2,35 GHz und 115 MHz. Die Spiegelfrequenz bei 2,580 GHz ist dadurch bestmöglich unterdrückt. Die Messung ergibt beim Messempfänger eine Rauschzahl von 11,7 dB und eine Verstärkung von 6,6 dB. Dies ist angesichts des Messaufbaus eine ausgezeichnete Verifikation der theoretisch ermittelten Größen.

7.2. Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde ein selektiver S-Band Messempfänger entworfen und aufgebaut. Er kommt in einem skalaren Netzwerkanalysator als Detektoreinheit zum Einsatz. Bei der Eingangsfrequenz von 2,7 GHz wird ein Dynamikbereich von -90 dBm bis +7 dBm, also 97 dB, erreicht.

Der Messempfänger ist als Superheterodyn-Empfänger realisiert, da eine Detektion mit einem so großen Dynamikbereich direkt bei 2,7 GHz zu aufwendig und teuer wäre. Er besteht aus vier Baugruppen: Mischer-, Lokaloszillator-, Filter- und Detektorbaugruppe. Der modulare Aufbau macht einen flexiblen Einsatz möglich. Das Messsignal wird dem Eingang der Mischer-Baugruppe zugeführt. Dieser entspricht dem RF-Eingang des passiven Mixers. Das Pumpsignal für den Mischer wird von der Lokaloszillatorbaugruppe zur Verfügung gestellt. Dieser ist mit einem integrierten PLL-Baustein, der die Frequenz des VCOs regelt, aufgebaut. Als Referenz wurde ein Collpits-Oszillator um einen 16 MHz-Quarz realisiert. Dem Zwischenfrequenztor des Mixers folgt ein Butterworth-Tiefpass 5. Ordnung. Dieser unterdrückt Mischprodukte und das durch den Mischer ungenügend isolierte Lokaloszillatorsignal. Bei dem sich anschließenden Verstärker handelt es sich um einen MMIC-Verstärker mit konstanter Verstärkung. Er ist bereits intern auf 50 Ω angepasst. In der Empfängerkette folgt die Filter-Baugruppe. Sie besteht aus einem Tiefpass- und einem Bandpassfilter. Der Bandpass bewirkt eine Einengung des Spektrums, das am Detektor ankommt. So wird eine größere Empfindlichkeit des Empfängers erreicht. Die Sperrdämpfung bei Frequenzen von einigen Gigahertz reicht jedoch nicht aus, um den Pegel des Lokaloszillators und des Eingangssignals am Detektoreingang vernachlässigen zu können. Daher kommt ein weiteres Tiefpassfilter zum Einsatz, mit welchem diese Frequenzen weiter gedämpft werden. Die Detektor-Baugruppe besteht aus einem logarithmischen Verstärker. Dieser setzt den am Eingang anliegenden Pegel in eine Gleichspannung um. Die Detektion erfolgt breitbandig, wodurch andere Spektralanteile außer der zu vermessenden Zwischenfrequenz am Detektoreingang zu Messfehlern führen. Der Zusammenhang der Eingangsleistung zur Ausgangsspannung ist logarithmisch. Dies ermöglicht die Darstellung eines großen Pegelbereichs in einer kleinen Spannungsdifferenz.

Die Vorteile dieses Messempfängers liegen auf der Hand. Er bietet einen großen Dynamikbereich und ist empfindlich. Das gewählte Konzept ermöglicht es, durch Abstimmung des Lokaloszillators mit geringem Aufwand einen großen Frequenzbereich abzudecken. Der modulare Aufbau macht Änderungen einfach. Bei den gewählten Bauteilen handelt es sich um Massenware, die einfach und kostengünstig beschafft werden können. Abgerundet werden diese Vorteile durch den geringen Messfehler.

7.3. Mögliche Verbesserungen

Ein gesteigerter Aufwand in der Signalaufbereitung resultiert in einem größeren Dynamikbereich. Um eine weitere Verbesserung zu erreichen, ist der zu treibende Aufwand enorm. Eine Steigerung der Empfindlichkeit kann durch ein deutlich schmäleres

Zwischenfrequenzfilter erreicht werden. Hierbei muss nicht nur der Aufwand der Filterentwicklung berücksichtigt werden, sondern auch, dass die Frequenzstabilität des Lokaloszillators entsprechend verbessert werden muss. Um die Sättigung hinauszuzögern, könnte ein Zwischenfrequenzverstärker mit deutlich höherem 1 dB-Kompressionspunkt eingeführt werden, um Spektralanteile durch Unlinearität zu reduzieren. Vor Augen halten muss man sich dabei aber, dass der Dynamikbereich des Messempfängers durch den Dynamikbereich des Detektors abzüglich des Rauschens der Schaltung begrenzt ist. Es besteht ein maximaler Spielraum von 2 dB.

Der Messfehler kann durch Kalibration verkleinert werden. Sinnvoll ist es, die gesamte Empfängerseite des Millimeterwellen-Netzwerkanalysators einzubeziehen und die Kalibrationsdaten im Steuerrechner abzulegen. Hierdurch kann nicht nur der Fehler verringert, sondern auch der Dynamikbereich erweitert werden, da große Abweichungen ebenfalls korrigiert werden können. Sobald die Ausgangsspannung nicht mehr eindeutig dem Eingangspegel zugeordnet werden kann, ist die Grenze dieser Methode erreicht.

A. Schaltbilder der Baugruppen

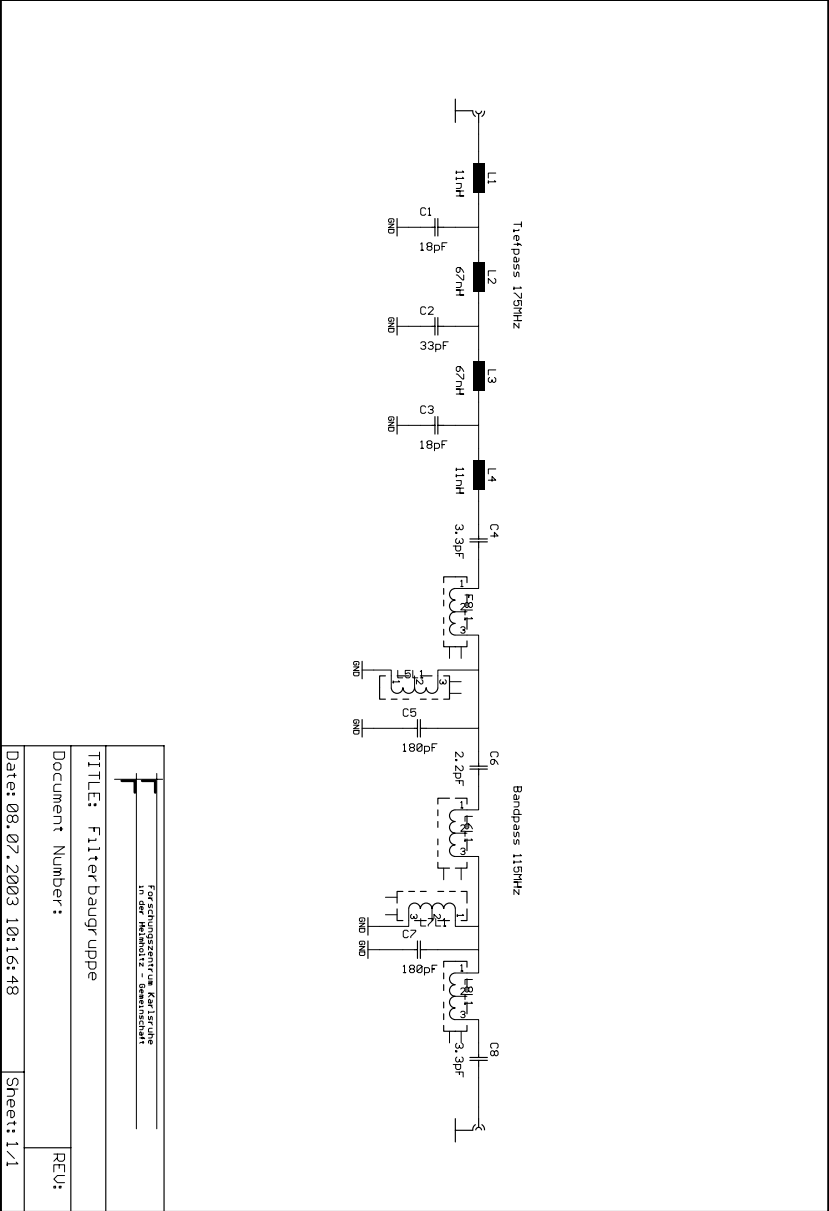
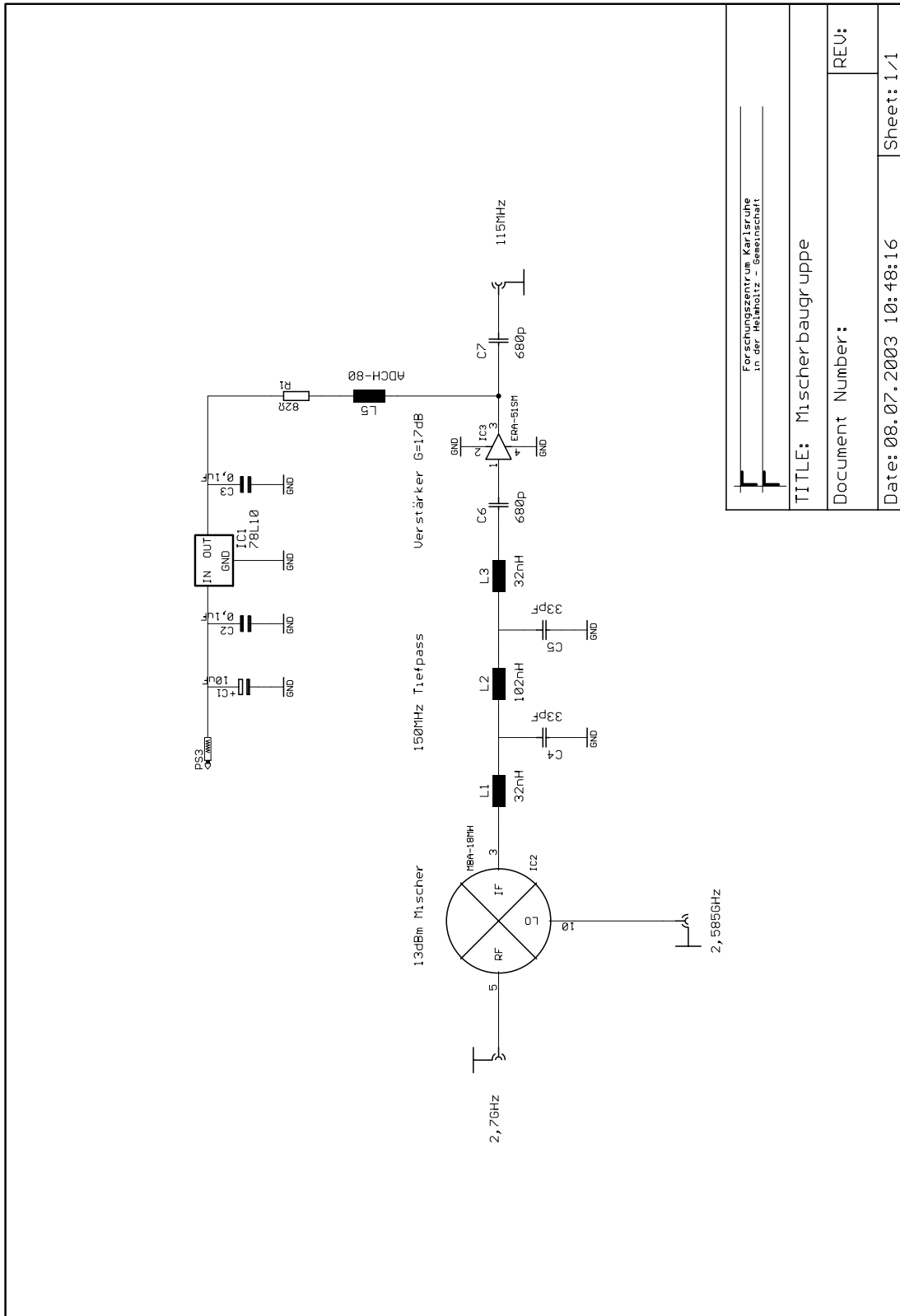


Bild A.1.: Schaltbild der Filter-Baugruppe



Forschungszentrum Karlsruhe in der Helmholtz - Gemeinschaft	
TITLE: Mischerbaugruppe	
Document Number:	REV:
Date: 08.07.2003 10:48:16	Sheet: 1/1

Bild A.2.: Schaltbild der Mischer-Baugruppe

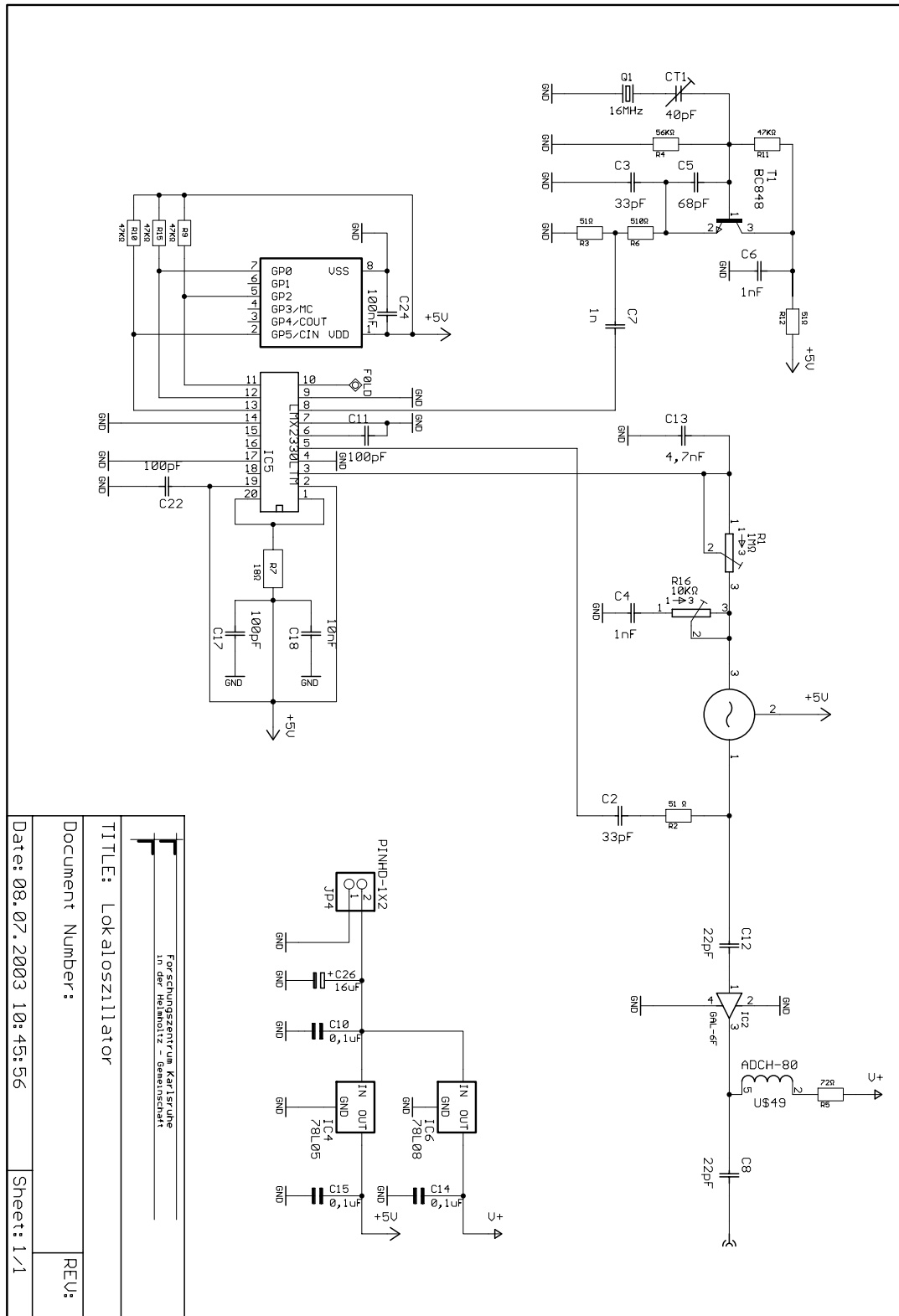


Bild A.3.: Schaltbild der Lokalszillator-Baugruppe

Forschungszentrum Karlsruhe
 in der Helmholtz-Gemeinschaft
 TITLE: Lokalszillator
 Document Number:
 Date: 08.07.2003 10:45:56
 Sheet: 1/1
 REV:

B. Assemblerprogramm des PIC-Mikroprozessors

```
*****
;
; 3-wire control for 2.7GHz powerdetector (LMX2330)
;
; by Oliver Prinz 07/2002
; template by Martin Liebeck
;
*****
;***** PIC12C508 Header *****
;
;
LIST    p=12c508 ; PIC12C508 is the target processor
;
__MAXRAM h'1F'          ; RAM Definition
;
__CONFIG b'00001010'    ; Programmer Status
;                          Oscillator:          Internal RC
;                          Watch Dog Timer:     Off
;                          Code Protect:        Off
;                          Master Clear:        Internal
;
*****
;
;
; REGISTER
INDO    equ    00h
RTCC    equ    01h
PC       equ    02h
STATUS  equ    03h
FSR     equ    04h
;
OSCCAL  equ    05h
GPIO    equ    06h
;
*****
```

```
; STATUS REG. Bits
C      equ    0h
DC     equ    1h
Z      equ    2h
PD     equ    3h
TO     equ    4h
GPWUF equ    7h
;
; OPTION REG. Bits
GPWU   equ    7h
GPPU   equ    6h
TOCE   equ    5h
TOSE   equ    4h
PSA    equ    3h
PS2    equ    2h
PS1    equ    1h
PS0    equ    0h
;
LSB    equ    0h
MSB    equ    7h
;
TRUE   equ    1h
YES    equ    1h
FALSE  equ    0h
NO     equ    0h
;
;
; 3 wire bus
;
nclk   EQU    2           ; Port clock line
ndata  EQU    0           ; Port data line
nle    EQU    5           ; Port enable line
TROUT  EQU    b'11011010' ; TRIS word for PLL program
TRIN   EQU    b'11011111' ; TRIS word for jumper test
TRSTART EQU    b'11111111' ; TRIS word for start
;
; Files:
;
send   EQU    0A
temp   EQU    0B
```

```
*****
;      Main loop
*****

org      0                ; start from reset

dly      clrw                ; 0,4ms delay
movwf    temp
dly1     decfsz temp,f
goto     dly1

clr      clrw
option
movlw    TRSTART
tris     GPIO

nop

*****
;      Program Counter
*****

bsf      GPIO,nle
bsf      GPIO,nclk
movlw    TROUT
tris     GPIO

;
;Einstellung des RF1-R-counter
;

bcf      GPIO,nle
movlw    b'00010010'
;      00xxxxxr = 0=egal, x=program modes, r=counter
movwf    send
call     bysend
movlw    b'00000010'; rrrrrrrr      r=counter
movwf    send
call     bysend
movlw    b'00000010'
;      rrrrrr10      r=counter      10=control bit for RF1-r-counter
movwf    send
```

```
call    bysend
bsf     GPIO,nle
```

```
;  
;Einstellung des RF2-R-counter  
;
```

```
bcf     GPIO,nle  
movlw  b'00010010'  
;       00xxxxr   = 0=egal, x=program modes, r=counter  
movwf  send  
call   bysend  
movlw  b'00000010'; rrrrrrrr   r=counter  
movwf  send  
call   bysend  
movlw  b'00000000'  
;       rrrrrr10   r=counter   00=control bit for RF2-r-counter  
movwf  send  
call   bysend  
bsf     GPIO,nle
```

```
;  
;Einstellungen des RF1-N-counter  
;
```

```
bcf     GPIO,nle  
movlw  b'00000000'  
;       00xxbbbb   0=egal, x=program modes, b=B-counter  
movwf  send  
call   bysend  
movlw  b'01110010'; bbbbbbbba   b=B-counter, a=A-counter  
movwf  send  
call   bysend  
movlw  b'00100011'  
;       aaaaaa11   a=A-counter, 11=control bit for RF1-N-counter  
movwf  send  
call   bysend  
bsf     GPIO,nle
```

```
;Einstellungen des RF2-N-counter
;

bcf    GPIO,nle
movlw  b'00000000'
;      00xxbbbb    0=egal, x=program modes, b=B-counter
movwf  send
call   bysend
movlw  b'01110010'; bbbbbba    b=B-counter, a=A-counter
movwf  send
call   bysend
movlw  b'00100001'
;      aaaaaa01    a=A-counter, 01=control bit for RF2-N-counter
movwf  send
call   bysend
bsf    GPIO,nle

nop
movlw  TRIN
tris   GPIO
nop

goto  ende

;*****
;      Send one byte
;*****

bysend movlw  8
movwf  temp
bys1   bcf    GPIO,nclk

rlf    send,f
btfsc  STATUS,C
bsf    GPIO,ndata
btfss  STATUS,C
bcf    GPIO,ndata

bsf    GPIO,nclk
decfsz temp,f
goto   bys1
retlw  0
ende
END
```


Literaturverzeichnis

- [1] M. Thumm, W. Wiesbeck, S. Kern, *Hochfrequenzmeßtechnik*; B.G. Teubner, 1998, 2. Auflage
- [2] A. Pörtner, *Entwicklung eines selektiven S-Band-Meßempfängers für einen Millimeterwellen-Netzwerkanalysator hoher Dynamik*; Diplomarbeit, Universität Karlsruhe IHE, 2000
- [3] M. Thumm, *Hoch- und Höchstfrequenz-Halbleiterschaltungen*; Universität Karlsruhe, 2001, 8. Auflage
- [4] ANALOG DEVICES, *5 MHz–500MHz 100dB Demodulation Logarithmic Amplifier with Limiter Output*; Datenblatt, 1999
- [5] Mini-Circuits, *Frequency Mixer MBA-18MH*; Datenblatt
- [6] P. Vizmuller, *RF Design Guide: Systems, Circuits, and Design*; Artech House, 2001, second edition
- [7] National Semiconductor, *LMX2330L/LMX2331L/LMX2332L*; Datenblatt, 2001
- [8] MICROCHIP Technology Inc., *PIC12C5XX datasheet*; Datenblatt, 1999
- [9] C. Rauscher, *Grundlagen der Spektrumanalyse*; ROHDE und SCHWARZ, 2000, 1. Auflage
- [10] Meinke, Gundlach, *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*; Springer-Verlag, 1992, 5. Auflage
- [11] O. Zinke, H. Brunswig, *Hochfrequenztechnik*; Springer-Verlag, 1999, 6. Auflage
- [12] D. Banerjee, *PLL Performance, Simulation, and Design*; National Semiconductor, 2001, second edition
- [13] R. Best, *Theorie und Anwendungen des Phase-locked Loops*; AT Verlag, 1993, 5. Auflage
- [14] National Semiconductor, *An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump PLL's*; Application Note, 2001, AN-1001
- [15] National Semiconductor, *Loading PLL Frequency Synthesizers with COP8SAx7*; Application Note, 1999, AN-1098

- [16] Mini-Circuits, *How to select the proper mixer*; Application Note, 1999
- [17] M. Liebeck, *UserTRX 13*; Fachverband für Amateur-Datenfunk, ADACOM e.V., Magazin 14, 2002