

Technische Universität München  
Lehrstuhl für Nanoelektronik

**Entwicklung breitbandiger Zeitbereichsmesssysteme für  
die Messung elektromagnetischer Störemissionen  
bis in den Millimeterwellenbereich**

Christian Hoffmann

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und  
Informationstechnik der Technischen Universität München zur Erlangung des  
akademischen Grades eines

– *Doktor-Ingenieurs* –

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Alexander W. Koch  
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr. techn. Dr. h.c. Peter Russer (i.R.)  
2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel,  
Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Die Dissertation wurde am 16.04.2013 bei der Technischen Universität  
München eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und  
Informationstechnik am 04.07.2013 angenommen.



„Twenty years from now you will be more disappointed by the things that you didn't do than by the ones you did do. So throw off the bowlines. Sail away from the safe harbor. Catch the trade winds in your sails. Explore. Dream. Discover.“

Mark Twain



# Danksagung

Zuallererst möchte ich mich sehr herzlich bei meinem Doktorvater, Herrn Univ.-Prof. Dr. techn. Dr. h.c. Peter Russer, bedanken. Er ermöglichte mir die Mitarbeit an einem Forschungsprojekt, das dazu beitrug, einen Paradigmenwechsel auf dem Gebiet der Messung elektromagnetischer Verträglichkeit einzuleiten und diese Entwicklung über die Jahre voranzutreiben.

Ausserdem möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Stephan Braun für die Zusammenarbeit und die zahlreichen fachlichen Diskussionen bedanken. Ebenso danke ich Herrn Dipl.-Ing. Arnd Frech für seine Unterstützung. Mein Dank gilt weiterhin Herrn M.Sc. Hassan Hani Slim, mit dem ich lange Jahre zusammenarbeiten durfte und dessen Gesellschaft mich fachlich wie auch menschlich bereicherte.

Ich danke auch noch denjenigen, die durch Ihr unermüdliches Engagement und Ihre Fachkompetenz die Realisierung der Projekte möglich machten. Dazu gehören unter anderem die Studenten, die im Rahmen Ihrer Abschlussarbeiten Teilbereiche des Projektes bearbeitet haben, Herr Dipl.-Ing. Ayoub Sidhom und Herr Dipl.-Ing. Alexander Böge. Meinen Dank möchte ich auch Herrn Josef Franzisi und Herrn Manfred Agerer von der feinmechanischen Werkstatt des Lehrstuhls für Hochfrequenztechnik aussprechen, die die Realisierung der komplexen Gehäuse für die Mikro- und Millimeterwellenschaltungen ermöglicht haben.

Abschliessend danke ich meiner Frau Vanessa, die mich in all den Jahren unterstützte und so Einiges erdulden musste, bis die Dissertation endlich fertig war... Vielen Dank!



# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Grundlagen der EMV-Messtechnik . . . . .	2
1.2	Stand der Technik . . . . .	5
1.3	Aufgabenstellung . . . . .	10
1.4	Gliederung der Arbeit . . . . .	10
1.5	Aufbau der Arbeit . . . . .	11
<b>2</b>	<b>EMV-Messtechnik</b>	<b>13</b>
2.1	EMV-Normen . . . . .	13
2.2	Schmalbandige Überlagerungsempfänger . . . . .	14
2.3	Überlagerungsempfänger mit breitem Zwischenfrequenzband . . . . .	16
2.4	Breitbandiges Zeitbereichsmesssystem bis 1 GHz . . . . .	18
2.5	Vergleich der Messzeit . . . . .	20
<b>3</b>	<b>Systemtheoretische Grundlagen</b>	<b>23</b>
3.1	Signale . . . . .	23
3.1.1	Deterministische Signale . . . . .	23
3.1.2	Stochastische Signale . . . . .	24
3.1.3	Bandbreite . . . . .	24
3.2	Abtastung und spektrale Schätzung . . . . .	25
3.3	Kurzzeit-Spektrum . . . . .	27
3.4	Detektoren . . . . .	28
<b>4</b>	<b>Überlagerungsempfänger in der Spektralanalyse</b>	<b>31</b>
4.1	Frequenzumsetzung . . . . .	31
4.1.1	Empfänger mit niedriger, erster Zwischenfrequenz . . . . .	32
4.1.2	Empfänger mit hoher, erster Zwischenfrequenz . . . . .	33
4.2	Eigenstörungen . . . . .	33
4.2.1	Spiegelempfangsstellen . . . . .	34
4.2.2	Eigen- und Nebenempfangsstellen . . . . .	34
4.2.3	ZF-Durchschlag . . . . .	34
4.2.4	LO-Durchschlag bei kaskadierten Mischern . . . . .	34
4.3	Messdynamik . . . . .	35
4.3.1	Eigenrauschen . . . . .	36

4.3.2	Vorselektion . . . . .	37
4.4	Messfehler . . . . .	37
4.4.1	Frequenzfehler . . . . .	38
4.4.2	Amplitudenfehler . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Systemkonzepte für breitbandige Zeitbereichsmesssysteme bis 40 GHz</b>	<b>41</b>
5.1	Bandaufteilung . . . . .	42
5.2	Zeitbereichsmesssystem bis 6 GHz . . . . .	44
5.3	Zeitbereichsmesssystem bis 26,5 GHz . . . . .	45
5.4	Zeitbereichsmesssystem bis 40 GHz . . . . .	46
5.5	Frequenzkorrektur bei der Abwärtsmischung . . . . .	47
5.6	Ablauf einer Messung . . . . .	49
5.7	Empfindlichkeit . . . . .	49
5.8	Dynamik . . . . .	51
5.9	Unterdrückung von Eigenstörungen . . . . .	54
<b>6</b>	<b>Realisierung der Komponenten im Mikro- und Millimeterwellenbereich</b>	<b>57</b>
6.1	PIN-Dioden Schalter . . . . .	58
6.1.1	Grundlegende Theorie . . . . .	58
6.1.2	Bias-Netzwerke mit DGS-Strukturen . . . . .	60
6.1.3	Implementierung und Messungen . . . . .	62
6.2	Filter . . . . .	63
6.2.1	Grundlegende Theorie . . . . .	65
6.2.2	Mikrostreifenleitungsfilter mit seitlicher Kopplung . . . . .	70
6.2.3	Quasi-konzentrierte Suspended-Stripline Filter . . . . .	72
6.2.4	Implementierung und Messungen . . . . .	74
6.3	Breitbandige Millimeterwellen-Mischer . . . . .	80
6.3.1	Mischergrundsaltungen . . . . .	80
6.3.2	Marchand-Balun als Symmetrierglied . . . . .	84
6.3.3	Implementierung und Messungen . . . . .	89
<b>7</b>	<b>Messungen mit den Zeitbereichsmesssystemen</b>	<b>93</b>
7.1	Messungen an einem Mikrowellenherd . . . . .	93
7.2	Messung der Abstrahlcharakteristik . . . . .	96
7.3	Messung der feldgebundenen Emissionen eines PCs . . . . .	97
7.4	Messungen von Kommunikationssignalen . . . . .	98
7.5	Benachbarte, schmalbandige Störer . . . . .	100
7.6	Messunsicherheit . . . . .	103
7.7	Ergebnisse der Messungen . . . . .	104



---

<b>8 Zusammenfassung</b>	<b>105</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>109</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>121</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>125</b>
<b>Symbole</b>	<b>127</b>
<b>Abkürzungen</b>	<b>133</b>

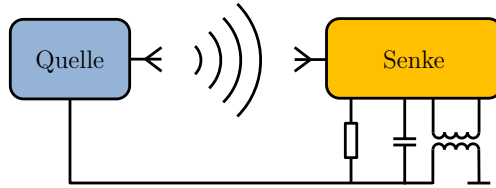


# 1 Einleitung

Elektrische und elektronische Systeme werden durch die Fortschritte in der Technik zunehmend komplexer. Um etwa im Bereich der mobilen Kommunikation immer leistungsfähigere und dabei kompaktere Systeme zu ermöglichen, muss sowohl die Packungsdichte als auch die Bandbreite und Frequenz der eingesetzten Systeme und Dienste erhöht werden. Der verwendete Frequenzbereich wird stetig nach oben in den Mikrowellen- und zunehmend auch in den Millimeterwellenbereich erweitert. Als Beispiel dafür können moderne Mobilfunkstandards wie etwa UMTS (engl. universal mobile telecommunications system, kurz UMTS) oder LTE (engl. long-term evolution, kurz LTE) angeführt werden, die mit einer Bandbreite von bis zu 20 MHz im Frequenzband bis 2,6 GHz arbeiten. Die weit verbreiteten Funknetzwerke nach der Norm IEEE 802.11 (engl. wireless local area network, kurz WLAN) benutzen Frequenzbänder bei 2,5 GHz und 5 GHz [1]. An einer erweiterten Norm für Funknetzwerke mit erhöhtem Durchsatz im 60 GHz-Band nach IEEE 802.11ad wird derzeit gearbeitet [2]. Im Automobilbereich schreibt die Norm CISPR 22 [3] Messungen der feldgebundenen Störemissionen bis 6 GHz vor. In der Richtlinie 2005/49/EG [4] wurden Frequenzbänder bei 24 GHz und 77-79 GHz für die Abstandsmessung von Kraftfahrzeugen mittels eines Abstandsraders freigegeben.

Es gilt diese Systeme und Dienste durch geeignete Massnahmen vor elektromagnetischen Störungen durch andere Systeme zu schützen und sicherzustellen, dass deren elektromagnetische Emissionen (engl. electromagnetic interference, kurz EMI) die Funktion anderer Systeme und Dienste nicht beeinträchtigen. Moderne Kommunikationssysteme arbeiten in der Regel mit niedrigen Signalamplituden, wodurch die Störanfälligkeit erhöht wird. Zur Erfassung der Störemissionen werden Messsysteme benötigt, mit deren Hilfe die Störaussendungen bis in den Millimeterwellenbereich gemessen werden können. Dabei ist zu beachten, dass zum Beispiel in der Norm FCC 47, CFR 15 [5] auch die Messung höherer Harmonischer und nicht-harmonischer Signalanteile des Störsignals bis in den Millimeterwellenbereich gefordert wird.

Das Fachgebiet der Elektromagnetischen Verträglichkeit (engl. electromagnetic compatibility, kurz EMC) umfasst im weitesten Sinne Störungen durch Aussendung elektromagnetischer Energie, Techniken zur Messung und Methoden zur Vermeidung dieser Störungen [6–8]. In der Richtlinie 2004/108/EG



**Abbildung 1.1:** Koppelpfade elektromagnetischer Störungen.

des Europäischen Parlaments [9, S.26] wird die Elektromagnetische Verträglichkeit als „die Fähigkeit eines Betriebsmittels, in seiner elektromagnetischen Umgebung zufrieden stellend zu arbeiten, ohne dabei selbst elektromagnetische Störungen zu verursachen, die für andere Betriebsmittel in derselben Umgebung unannehmbar wären“, beschrieben. Die elektromagnetische Störung wird in [9, S.26] als „jede elektromagnetische Erscheinung, die die Funktion eines Betriebsmittels beeinträchtigen könnte“ definiert und „kann ein elektromagnetisches Rauschen, ein unerwünschtes Signal oder eine Veränderung des Ausbreitungsmediums selbst sein“.

Die Übertragung elektromagnetischer Emissionen eines Systems auf ein anderes kann über verschiedene Kopplungspfade erfolgen [10]. Dabei ist zwischen leitungsgebundenen und feldgebundenen Emissionen zu unterscheiden [7], wie in Abbildung 1.1 dargestellt. Die Übertragung feldgebundener Emissionen erfolgt über Wellenausbreitung und den Empfang dieser Emissionen durch das gestörte System. Im Nahfeld kann die Verkopplung über den induktiven oder den kapazitiven Weg erfolgen. Die galvanische Kopplung erfolgt über gemeinsame Impedanzen der Quelle und Senke z.B. durch gemeinsame Versorgungsleitungen.

Innerhalb des Fachgebiets der elektromagnetischen Verträglichkeit wird zwischen der Störfestigkeit (engl. electromagnetic susceptibility, kurz EMS) und der Störemission eines Systems unterschieden. Die Störfestigkeit bezeichnet dabei das Maß der Fähigkeit eines Systems, ohne Fehlfunktion oder Funktionsausfall und unbeeinflusst von einer definiert auf den Prüfling einwirkenden Störgröße weiter zu arbeiten [7].

## 1.1 Grundlagen der EMV-Messtechnik

Als Folge der Erfindung und Einführung der Funktechnik in verschiedenen Bereichen erlangte die Erfassung von elektromagnetischen Störungen Anfang des vergangenen Jahrhunderts an Bedeutung. Erste Messungen der Störaussendung-

en im Frequenzbereich erfolgten beispielsweise 1933 durch Barhydt [11] und 1942 durch Hagenhaus [12].

Die normkonforme Messung elektromagnetischer Störemissionen erfolgte bis vor einigen Jahren ausschliesslich mit Heterodynempfängern. Die Einführung des „FFT-based measurement instruments“ in die Fachgrundnorm CISPR 16-1-1 [13] erlaubt aber die Nutzung der Vorteile von Zeitbereichsmesssystemen auch bei der Durchführung von Abnahmemessungen.

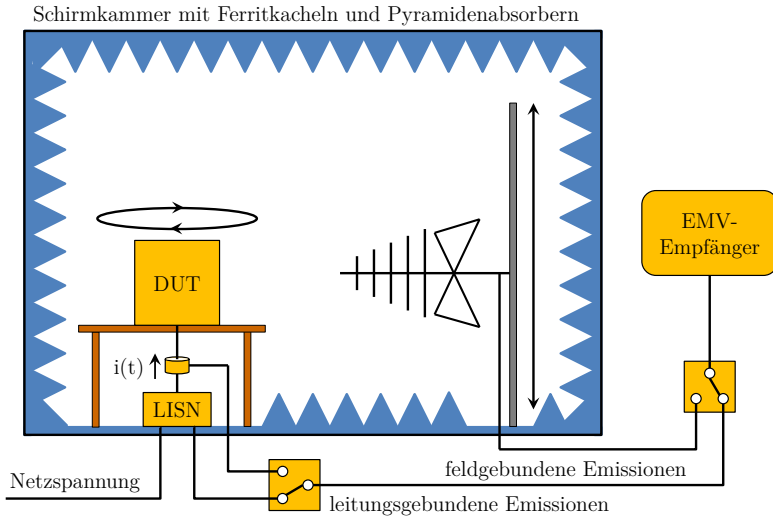
Bei klassischen Messempfängern führt die sequentielle Messung aller Frequenzen in der Messbandbreite aufgrund der Zeitkonstanten der verwendeten Zwischenfrequenzfilter und der nötigen Verweildauer an einer Messfrequenz zu sehr langen Messzeiten. Ausserdem sind derartige Systeme nicht zur Messung von nicht-stationären oder transienten Störern geeignet. Breitbandige Zeitbereichsmesssysteme erlauben es, durch die breitbandige Abtastung des Signals und die parallele Berechnung einer grossen Anzahl von Frequenzpunkten mit der Fourier-Transformation, die Messzeiten um mehrere Grössenordnungen zu verringern [14, 15]. So dauert eine Messung von 1 GHz bis 40 GHz mit einer Auflösungsbandbreite von 9 kHz, einer Frequenzauflösung von 5 kHz und einer Verweildauer von 100 ms auf einem klassischen Messempfänger nach dem Heterodynprinzip nach (2.1) etwa 240 Stunden. Mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und in [16] vorgestellten Zeitbereichsmesssystem ist es möglich, die gleiche Messung in etwa 500 s durchzuführen, wobei ungefähr 7 800 000 Frequenzpunkte berechnet werden. Dies entspricht einer Reduzierung der Messzeit in etwa um den Faktor 1700. Dadurch werden breitbandige Messungen mit hoher Frequenzauflösung und Empfindlichkeit möglich, um z.B. schmalbandige Störer mit geringem Pegel über einen grossen Frequenzbereich zu finden. Die Reduzierung der Messzeiten erlaubt ausserdem vollkommen neue Anwendungen, wie etwa die breitbandige Messung der Abstrahlcharakteristik eines Prüflings mit hoher Empfindlichkeit und Winkelauflösung [17]. Diese Messungen können heute mit klassischen Messempfängern aufgrund der Messzeiten von mehreren Stunden oder Tagen nur unter unverhältnismässigem Aufwand durchgeführt werden.

Weiterhin kann mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und in [16] vorgestellten System das Echtzeitspektrogramm mit einer Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz im Frequenzbereich von 10 Hz bis 40 GHz dargestellt werden. Damit lassen sich nicht-stationäre Störer charakterisieren und transiente Störer durch die lückenlose Anzeige des Spektrums erkennen. Die korrekte Messung solcher Störer ist mit Heterodynempfängern nicht möglich. Ein wichtiges Anwendungsbeispiel ist die Messung der nicht-stationären Störsignale von Mikrowellenherden. Diese erzeugen Signale mit einer Leistung von bis zu 1 kW im Frequenzbereich von etwa 2,5 GHz mit Hilfe eines Magnetrons und können elek-

tronische Systeme durch die abgestrahlte Leistung stören. Die feldgebundenen Emissionen des Magnetrons können mit Heterodympfängern nicht gemessen werden, da der transiente Einschaltvorgang und der Frequenzdrift des freilaufenden Magnetrons nur mit einem echtzeitfähigen System vollständig erfasst werden kann. In Kapitel 7.1 werden Messungen der Störaussendungen eines Mikrowellenherds mit dem entwickelten Zeitbereichsmesssystem bis 40 GHz gezeigt. Mit Hilfe des Echtzeitspektrogramms mit einer Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz kann das zeitliche Verhalten des Störspektrums lückenlos erfasst werden. Das System ermöglicht zudem die Messung höherer Harmonischer, wobei die Messung der sechsten Harmonischen bei etwa 14,7 GHz gezeigt wird.

Die Messung elektromagnetischer Störungen erfolgt im allgemeinen in geschirmten Räumen, um Umgebungsstörungen zu unterdrücken. Für kleinere Messobjekte kommen dabei oft TEM-Zellen (engl. transverse electromagnetic cell, kurz TEM) zum Einsatz, grössere Messobjekte werden in Modenverwirbelungskammern (engl. reverberation chambers) oder Schirmkammern (engl. anechoic chamber) untersucht [18]. Sehr grosse oder unbewegliche Prüflinge müssen im Freifeld (engl. open area test site, kurz OATS) geprüft werden. Abbildung 1.2 zeigt den typischen Messaufbau zur Messung elektromagnetischer Emissionen in einer geschirmten Kammer. Die Aussenhülle der Kammer besteht dabei aus geerdetem Metall [10]. An den Wänden angebrachte Ferritkacheln und Pyramidenabsorber ermöglichen Schirmdämpfungen von über 100 dB und sorgen für eine reflektionsfreie Messumgebung. Der Prüfling (engl. device under test, kurz DUT) wird dabei auf einem dielektrischem Tisch, meist aus Holz, platziert, wobei der Tisch für Messungen der Abstrahlcharakteristik drehbar ist.

Die Versorgungsspannung für den Prüfling wird über eine Netznachbildung (engl. line impedance stabilization network, kurz LISN) zugeführt. Diese verhindert eine Verkopplung zwischen Versorgungsnetz und Prüfling, stellt eine definierte Impedanz für die Spannungsversorgung des Prüflings dar und ermöglicht die Auskopplung der vom Prüfling auf das Versorgungsnetz eingekoppelten leitungsgebundenen Störungen. Leitungsgebundene Störungen können auch über eine Absorberzange abgegriffen werden, die an ihren Anschlüssen eine zum durch sie fliessenden Strom proportionale Spannung ausgibt. Feldgebundene Emissionen werden mit breitbandigen Antennen empfangen. Die leitungs- und feldgebundenen Emissionen werden dem EMV-Messsystem über einen Umschalter zugeführt.



**Abbildung 1.2:** Messaufbau zur Messung der leitungsgebundenen und feldgebundenen Emissionen in einer Schirmkammer.

## 1.2 Stand der Technik

Innerhalb der Messsysteme zur Messung elektromagnetischer Störungen kann in verschiedene Klassen unterteilt werden. Dabei gibt es im Wesentlichen die konventionellen Heterodynempfänger auf der einen Seite und die FFT-basierten Messsysteme auf der anderen Seite. Bei den FFT-basierten Messsystemen muss zwischen den schmalbandig arbeitenden und den Breitbandsystemen unterschieden werden.

### Heterodynempfänger

In den letzten Jahrzehnten wurden EMV-Messungen im Wesentlichen mit Heterodynempfängern durchgeführt. Dabei wird jede zu messende Frequenz meist in mehreren Mischerstufen auf eine feste Zwischenfrequenz herabgesetzt. Jede zu messende Frequenz wird nacheinander herabgemischt und ausgewertet, wodurch sich sehr lange Messzeiten ergeben. Als Folge dieses Vorgehens sind diese Systeme ungeeignet, um nicht-stationäre und transiente Störer zu charakterisieren, da Signalanteile durch den sequentiellen Messablauf maskiert werden können. Heterodynempfänger bieten durch komplexe Anordnungen von

schmalbandigen Filtern in der Vorselektion genügend Dynamik, um breitbandige Pulse normkonform erfassen zu können. Zuschaltbare Vorverstärker erhöhen einerseits die Empfindlichkeit, schränken andererseits jedoch den Aussteuerbereich durch die Anordnung vor der Vorselektion häufig ein.

### **Schmalbandige FFT-basierte Systeme**

Eine Abwandlung der Heterodynempfänger stellen die Messsysteme mit schmalbandiger Auswertung der Zwischenfrequenz mit Hilfe der Fourier-Transformation dar. Diese Messsysteme stellen dabei oft eine Echtzeitauswertung mit der Bandbreite des Zwischenfrequenzfilters zur Verfügung und werden daher Echtzeit-Spektrumanalysatoren bzw. Signalanalysatoren mit Echtzeitauswertung genannt. Seit etwa 2010 existieren derartige Systeme im Frequenzbereich bis etwa 50 GHz [19–22], die eine Echtzeitbandbreite von etwa 25-160 MHz erlauben. Mit solchen Systemen lassen sich EMV-Messungen im Vergleich zu konventionellen Messempfängern beschleunigen, da innerhalb der Bandbreite des Zwischenfrequenzfilters durch die Fourier-Transformation mehrere Frequenzen gleichzeitig berechnet werden. Nach [23] kann die Messzeit mit derartigen Systemen um Faktoren zwischen 15 bis 150 verkürzt werden. Im Vergleich zu breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen, wie sie unter anderem in [16, 17, 24] beschrieben werden, ist die Messzeit aber aufgrund des schmalbandigen Zwischenfrequenzbandes wesentlich höher.

Im Frequenzbereich oberhalb von einigen GHz wird bei solchen Systemen gerade im Echtzeitbetrieb häufig die Vorselektion abgeschaltet, wie in Kapitel 2.3 beschrieben. Dadurch wird der Dynamikbereich bei der Erfassung von breitbandigen Signalen eingeschränkt und die Systeme arbeiten teilweise ohne Spiegelfrequenzunterdrückung. Weiterhin wird der vorschaltbare Vorverstärker nicht vor Übersteuerung durch ausserhalb der Messbandbreite liegende Störer geschützt. Ausserdem stellt die Messung breitbandiger Störungen durch die Verwendung eines Zwischenfrequenzfilters mit einer Bandbreite im MHz-Bereich extrem hohe Anforderungen an die Aussteuerbarkeit der Eingangsstufe [25], die es diesen Systemen erschweren, normkonforme Messungen von breitbandigen Pulssignalen unterhalb 1 GHz nach CISPR 16-1-1 durchzuführen.

### **Breitbandige FFT-basierte Systeme**

Bei breitbandigen FFT-basierten Systemen (engl. fast fourier transform, kurz FFT) sind zunächst die digitalen Speicheroszilloskope zu nennen. Durch die breitbandige Abtastung des Eingangssignals und die Berechnung des Spektrums mittels der Fourier-Transformation lassen sich Orientierungsmessungen



durchführen. Oszilloskope besitzen in der Regel aber keine Vorselektion, wodurch der Dynamikbereich für normkonforme EMV-Messungen nicht ausreicht. Darüber hinaus ergeben sich durch die fehlende Frequenzumsetzung Probleme bei der Messung von Signalen, deren Frequenz grösser als die halbe Abtastfrequenz der Analog-Digital-Wandler (AD-Wandler) ist. Hier wird oft die Äquivalenzzeitabtastung eingesetzt [26, 27]. Dabei wird das Eingangssignal mehrmals abgetastet um durch Kombination der gewonnenen abgetasteten Signale das Gesamtsignal aus den Einzelsignalen zusammzusetzen. Da elektromagnetische Störsignale aber in aller Regel nicht periodisch sind, führt dies zu einer fehlerhaften Messung des Signals. Ferner ergeben sich bei Echtzeit-Oszilloskopen hohe Anforderungen an die Speichertiefe und die Geschwindigkeit der Datenübertragung.

Bei den breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen mit einer Bandbreite bis 1 GHz, die in Kapitel 2.4 genauer beschrieben werden und als Grundlage für diese Arbeit dienen, erfolgt nach einer Tiefpassfilterung des Signals die Abtastung. Das Spektrum wird mit Hilfe der Fourier-Transformation berechnet und die entsprechenden Detektoren digital angewendet. Die Systeme erfüllen durch die parallele Anordnung von mehreren AD-Wandlern die Dynamikanforderungen zur Messung breitbandiger Pulssignale nach CISPR 16-1-1 [14]. Des Weiteren stellt das System eine Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz im Frequenzband bis 1 GHz zur Verfügung [28]. Das System ermöglicht es, normkonforme Messungen nach den Vorgaben der CISPR 16-1-1 durchzuführen.

### **Entwicklung der Zeitbereichsmesstechnik**

In Tabelle 1.1 wird die Entwicklung der Zeitbereichsmesstechnik anhand ausgewählter Publikationen dargestellt.

Bronaugh prognostizierte 1989 einen Technologiewechsel auf dem Gebiet der Messung elektromagnetischer Störungen durch die Berechnung des Spektrums mittels der schnellen Fourier-Transformation [29]. Diese Messsysteme würden, seiner Meinung nach, in Zukunft die konventionellen Messempfänger nach dem Heterodynprinzip ablösen.

Im Jahr 2001 stellten Keller und Feser das FEMIT-System (engl. Fast Emission Measurement in Time-Domain, kurz FEMIT) vor [30]. Dieses System ermöglicht die Erfassung des Störpektrums durch die Abtastung mittels eines digitalen Speicheroszilloskops und der Berechnung des Spektrums auf einem Arbeitsplatzrechner. Es lassen sich Eingangssignale mit einer Frequenz von 30-220 MHz messen und mit einer Anzahl digitaler Detektoren bewerten. Parvis, Perrone and Vallan gelang es 2002 ein System für Orientierungsmessungen zu realisieren [31]. Nickel stellte 2002 ein System vor, das mit einer Kombination aus Kurzzeit-Fourier-Transformation (engl. short-time Fourier transform, kurz

STFT) und Frequenzumsetzung arbeitet [32,33]. Das Eingangs-Signal wird in einzelne Bänder mit einer Bandbreite von 1 MHz aufgeteilt, herabgemischt und abgetastet. Dabei wird ein klassischer Messempfänger zur Frequenzumsetzung verwendet und das Signal mit einem Oszilloskop abgetastet.

Krug präsentierte 2002 ein System für Zeitbereichsmessungen im Frequenzbereich von 30-1000 MHz [34]. Das System arbeitet mit Abtastung durch ein digitales Speicheroszilloskop und ermöglicht die Bewertung des Signals mit dem Spitzenwert-, Mittelwert- und Effektivwertdetektor. 2003 wurde das System um eine Implementierung des Quasi-Spitzenwertdetektors erweitert [35]. Basierend auf dieser Forschung zeigte Braun im Jahr 2005 ein Zeitbereichsmesssystem mit einer parallelen Anordnung von drei AD-Wandlern [14]. Dadurch konnte der Dynamikbereich des Systems um über 50 dB im Vergleich zu einem System mit einem AD-Wandler erhöht werden um die Dynamikanforderungen der CISPR 16-1-1 zu erfüllen. Das System weist eine Bandbreite von 9 kHz bis 1 GHz auf. Das Zeitbereichsmesssystem wurde 2006 durch die Implementierung der digitalen Signalverarbeitung auf programmierbaren Logikbausteinen (engl. field-programmable-gate-arrays, kurz FPGA) um einen Echtzeitbetrieb mit einer Echtzeitbandbreite von 162,5 MHz im Frequenzband bis 1 GHz erweitert [28].

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass sich die Messzeiten bei normkonformen und Orientierungsmessungen durch die Anwendung der FFT in der EMV-Messtechnik im Vergleich zu Heterodynempfängern beschleunigen lassen. FFT-basierte Systeme mit Auswertung der schmalbandigen Zwischenfrequenz weisen Eingangsfrequenzbereiche bis zu 50 GHz auf. Ab Eingangsfrequenzen von einigen GHz arbeiten diese Systeme oft ohne Vorselektion, wodurch die Dynamik eingeschränkt wird und die Systeme keine oder eingeschränkte Spiegelfrequenzunterdrückung aufweisen. Die Messzeit ist im Vergleich zu breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen länger. Digitale Speicher- und Echtzeitoszilloskope besitzen keine Vorselektion und können Frequenzbereiche oberhalb von wenigen GHz nur durch Äquivalentzeitabtastung verarbeiten, was zu falschen Messergebnissen bei nicht-periodischen Eingangssignalen führt. Keines der Verfahren ermöglicht ein echtzeitfähiges Messsystem, das den Frequenzbereich gängiger EMV-Standards von 10 Hz bis 40 GHz abdeckt und das über den gesamten Frequenzbereich eine Vorselektion zur Dynamikerhöhung und durch die Vorselektion vor Übersteuerung geschützte Vorverstärker zur Erhöhung der Empfindlichkeit aufweist.

Autor(en)	Anmerkung	Frequenzbereich	Jahr
Bronaugh [29]	FFT	na	1989
Keller, Feser [30]	FFT, dig. Speicherosziloskop	30 - 220 MHz	2001
Parvis, Perrone, Vallan [31]	FFT, precompliance	na	2002
Nickel [32, 33]	STFT und Frequenzumsetzung	na	2002
Krug, Russer [34]	FFT	30 - 1000 MHz	2002
Braun, Russer [14]	Erhöhte Dynamik	9 kHz - 1000 MHz	2005
Braun, Russer [28]	Echtzeit-Verarbeitung auf FPGAs	30 MHz - 1000 MHz	2006
Braun, Hoffmann, Russer [36]	Breitbandige Abwärtsmischung	9 kHz - 3 GHz	2009
Braun, Hoffmann, Russer [37]	Unterdrückung von Eigenstörungen	9 kHz - 6 GHz	2010
Hoffmann, Russer [15, 17, 38]	Breitbandige Abwärtsmischung	9 kHz - 18 GHz	2010
Hoffmann, Russer [39, 40]	Breitbandige Abwärtsmischung	9 kHz - 26 GHz	2011
Hoffmann, Russer [16]	Breitbandige Abwärtsmischung	10 Hz - 40 GHz	2012

**Tabelle 1.1:** Entwicklung der Zeitbereichsmesstechnik anhand ausgewählter Publikationen.

### 1.3 Aufgabenstellung

Das Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung von Systemkonzepten und die Realisierung breitbandiger Zeitbereichsmesssysteme, die normkonforme Messungen von elektromagnetischen Störemissionen bis 40 GHz mit hoher Dynamik und Empfindlichkeit ermöglichen und dabei die Messzeiten im Vergleich zu konventionellen Heterodynempfängern um mehrere Größenordnungen verringern. Die Systeme sollen eine Echtzeit-Auswertung mit einer Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz im gesamten Frequenzbereich bis 40 GHz erlauben, um etwa die korrekte Messung nicht-stationärer Störsignale zu ermöglichen. Des weiteren soll ein Verfahren zur Unterdrückung von Eigenstörungen bei frequenzumsetzenden Systemen untersucht werden.

### 1.4 Gliederung der Arbeit

Ausgangspunkt dieser Arbeit waren Zeitbereichsmesssysteme zur Messung elektromagnetischer Störemissionen in einem Frequenzbereich bis 1 GHz [24]. Da die Erhöhung der Abtastfrequenz, insbesondere unter Wahrung der geforderten Dynamik, beim Stand der Technik nur unter unverhältnismäßigem Aufwand möglich ist, wurden Systemkonzepte erarbeitet, die die breitbandige Messung elektromagnetischer Störemissionen bis 40 GHz durch Kombination von breitbandiger Abtastung und digitaler Signalverarbeitung mit breitbandiger Abwärtsmischung ermöglichen.

Es konnten mehrere breitbandige Zeitbereichsmesssysteme im Frequenzbereich bis 40 GHz entwickelt und realisiert werden. Wie in Tabelle 1.1 dargestellt, wurden 2009 und 2010 Systeme bis 3 GHz und 6 GHz [36, 37] vorgestellt. Ein System bis 18 GHz wurde unter anderem in [15, 17, 38] veröffentlicht. Dieses Konzept konnte für Frequenzen bis 26,5 GHz erweitert werden [39, 40]. [16, 41] zeigen breitbandige Zeitbereichsmesssysteme, die Messungen elektromagnetischer Störungen im Frequenzbereich von 10 Hz bis 40 GHz ermöglichen. Ein Verfahren zur Unterdrückung von Eigenstörungen bei breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen mit Abwärtsmischung wurde in [37] vorgestellt.

Zur Realisierung der Messsysteme wurden Komponenten wie Filter, breitbandige Schalter, PLL-Synthesizer und breitbandige Millimeterwellenmischer entwickelt und implementiert. Die realisierten Komponenten im Mikro- und Millimeterwellenbereich ermöglichen eine hohe Empfindlichkeit und Dynamik der Systeme.

Mit den entwickelten Zeitbereichsmesssystemen lassen sich EMV-Messungen bis in den Millimeterwellenbereich im Vergleich zu konventionellen Messempfängern um mehrere Größenordnungen beschleunigen. Mit dem in [16] vorgestellten System beträgt die Messzeit einer Messung im Messbereich von 1 GHz

bis 40 GHz mit hoher Empfindlichkeit etwa 500 s. Eine solche Messung ist mit einem klassischen Messempfänger auf Grund der Messzeit von etwa 240 h nicht möglich.

Die Messung nicht-stationärer Störsignale wird durch das berechnete Spektrogramm mit der Echtzeitbandbreite von 162,5 MHz im gesamten Frequenzbereich bis 40 GHz möglich. Die Messsysteme erlauben so z.B. die korrekte Messung der nicht-stationären Emissionen von Mikrowellenherden, die mit konventionellen Messempfängern nicht möglich ist.

Die Systeme weisen dabei im Vergleich zu vergleichbaren Systemen über den gesamten Frequenzbereich integrierte rauscharme Vorverstärker und eine aktivierte Vorselektion auf, wodurch die Messsysteme eine Spiegelfrequenzunterdrückung und Unterdrückung anderer, unerwünschter Mischprodukte im Frequenzbereich bis 40 GHz bieten.

## 1.5 Aufbau der Arbeit

Kapitel 2 stellt die Grundlagen der EMV-Messtechnik dar. Dabei wird zuerst ein Überblick über die geltenden EMV-Normen gegeben. Im Anschluss werden die zur Messung elektromagnetischer Störsignale verwendeten Messgeräte, wie etwa Spektrumanalysatoren und Zeitbereichsmesssysteme eingeführt und die Vor- und Nachteile verschiedener Techniken analysiert. Es erfolgt ein Vergleich der Messzeiten zwischen Überlagerungsempfängern und Zeitbereichssystemen.

Kapitel 3 fasst die systemtheoretischen Grundlagen zusammen. Verschiedenen Signalklassen werden dargestellt. Anschliessend werden die Abtastung und spektrale Schätzung mittels der Fourier-Transformation eingeführt. Gängige Detektoren werden behandelt.

In Kapitel 4 erfolgt eine Analyse von Methoden zur Frequenzumsetzung in der Empfängertechnik. Verschiedene Konzepte zur Spiegelempfangsunterdrückung werden vorgestellt. Eigenstörungen bei derartigen Systemen werden diskutiert. Weiterhin wird die Messdynamik an Hand des Eigenrauschens und der Aussteuerbarkeit diskutiert. Messfehler werden erörtert.

In Kapitel 5 werden Systemkonzepte für die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und realisierten Zeitbereichsmesssysteme bis 40 GHz vorgestellt. Der Aufbau und die Funktionsweise der Systeme bis 6 GHz, bis 26,5 GHz und bis 40 GHz werden gezeigt. Es erfolgt eine Analyse des Eigenrauschens und des Dynamikbereichs und ein Vergleich mit gemessenen Werten des Rauschbodens und der ZF-Dynamik der realisierten Zeitbereichsmesssysteme. Ein Verfahren zur Unterdrückung von Eigenstörungen wird vorgestellt und Messergebnisse werden diskutiert.

Kapitel 6 fasst die Entwicklung der für die Zeitbereichsmesssysteme realisier-

ten Komponenten im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich zusammen. Es wird auf die Theorie und Implementierung breitbandiger PIN-Dioden Schalter, planarer Filter mit seitlicher Kopplung, quasi-konzentrierter Suspended-Stripline-Filter und breitbandiger Millimeterwellenmischer eingegangen. Simulationsergebnisse und Messwerte einer Auswahl der realisierten Baugruppen werden gezeigt und diskutiert.

In Kapitel 7 werden einige der mit den realisierten Zeitbereichsmesssystemen bis 40 GHz erstellten Messungen präsentiert. Die Eignung der Messsysteme zur Messung nicht-stationärer Emissionen mittels des Echtzeit-Spektrogramms wird anhand von Messungen an einem Mikrowellenherd gezeigt. Die Messung der Abstrahlcharakteristik des Mikrowellenherdes wird dargestellt. Es werden Messungen der feldgebundenen Emissionen eines Arbeitsplatzrechners und Messungen von Kommunikationssignalen gezeigt. Es erfolgt eine Aufstellung der Messunsicherheit des Systems im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz.

## 2 EMV-Messtechnik

### 2.1 EMV-Normen

Weltweit arbeiten eine Vielzahl von Organisationen an der Entwicklung und Festlegung von Standards im Bereich der elektromagnetischen Verträglichkeit. Die grösste Organisation dieser Art ist die „International Electrotechnical Commission“ (IEC) [42]. Innerhalb der IEC sind drei Teilorganisationen mit der Arbeit an Standards im EMV-Bereich beschäftigt:

- Comité International Spécial des Perturbations (CISPR) - gegründet 1934 kümmert sich das CISPR in sechs Untergruppen um die Festlegung von EMV-Standards im Bereich der Emissionen und der Immunität.
- IEC Technical Committee 77 (TC77) - erstellt Standards und technische Berichte mit dem Schwerpunkt auf der generellen Anwendung und der Benutzung in den Produkt-Komitees.
- IEC Advisory Committee on Electromagnetic Compatibility (ACEC) - das ACEC berät das „Standardization Management Board“ (SMB) des IEC um die Konsistenz und Eindeutigkeit der IEC Standards sicher zu stellen.

Innerhalb der CISPR-Normen wird zwischen drei verschiedenen Klassen unterschieden, den Fachgrundnormen, den Grundnormen und den Produktnormen [43]. Fachgrundnormen definieren die grundlegenden Anforderungen und Umgebungsbedingungen für die Bewertung elektromagnetischer Kompatibilität. Alle weiteren Standards basieren auf den Fachgrundnormen. Innerhalb der Fachgrundnormen ist die CISPR 16-1-1 [13] besonders wichtig für EMV-Messsysteme wie die in dieser Arbeit behandelten. Es werden Voraussetzungen an die Instrumente und die Messumgebung für die Messung von Störaussendungen im Frequenzbereich von 9 kHz bis 18 GHz definiert. Messsysteme, die die Vorgaben vollständig erfüllen, werden als normkonforme Messsysteme (engl. full-compliance receiver) bezeichnet. Messsysteme, die die Vorgaben nur teilweise erfüllen dürfen nur für Orientierungsmessungen (engl. precompliance-measurements) oder entwicklungsbegleitend eingesetzt werden [13].

Grundnormen enthalten grundlegende Bedingungen und Regeln und Messmethoden zur Messung der EMV in bestimmten Anwendungsbereichen und dienen den Produktkomitees als Referenzdokumente.

Als letztes werden in den Produktgruppen- und Produktstandards unter anderem Messmethoden und zulässige Grenzwerte für die Störaussendungen bestimmter Produkte und Produktgruppen angegeben. So enthält etwa die CISPR 11 [44] Vorgaben zur Messung von Geräten aus dem ISM-Bereich (engl. Industrial, Scientific and Medical Band, kurz ISM). Die CISPR 12 [45] und CISPR 25 [46] behandeln den Bereich der Messung elektromagnetischer Störungen von Fahrzeugen, Booten und Verbrennungsmotoren. Die CISPR 22 [3] enthält Grenzwerte und Messmethoden für die Messung von Geräten der Informationstechnik.

Neben der IEC beschäftigen sich zum Beispiel die „International Organization for Standardization“ (ISO) und die „International Telecommunication Union“ (ITU) mit der Erstellung weltweit gültiger Standards. In Europa sind das „European Committee for Electrotechnical Standardization“ (CENELEC) und das „European Telecommunication Standards Institute“ (ETSI) zu nennen. Auf nationaler Ebene spielen in den USA die „Federal Communications Commission“ (FCC) und in Deutschland der „Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik“ (VDE) eine prägende Rolle.

Kommerzielle Standards decken im Moment hauptsächlich den Frequenzbereich bis 18 GHz ab, wobei die FCC 47, CFR 15 [5] auch die Messung höherer Harmonischer bis zu einer maximalen Frequenz von 231 GHz vorschreibt [47]. Im Frequenzbereich von 18 GHz bis 40 GHz sind vor allem Standards aus der Avionik und dem militärischen Bereich relevant. Hier sind unter anderem die Standards DO-160F [48] und MIL-STD-461F [49] relevant.

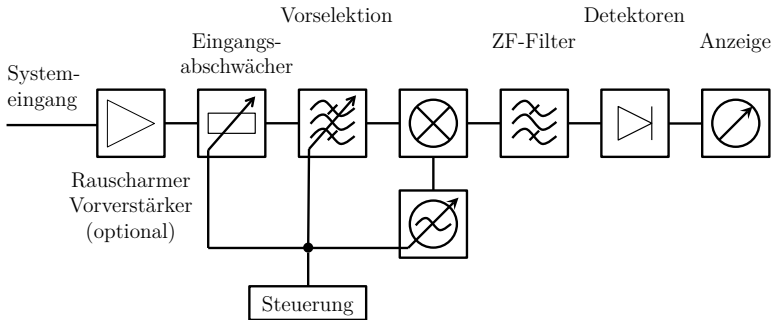
In Deutschland ist die Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen (BNetzA) die oberste Prüfstelle für die Einhaltung elektromagnetischer Verträglichkeit und regelt die Frequenzordnung. Die Vergabe der Frequenzbänder an verschiedene Dienste wird im Frequenznutzungsplan festgelegt [50].

## 2.2 Schmalbandige Überlagerungsempfänger

Zur Messung elektromagnetischer Störungen werden traditionell Überlagerungsempfänger eingesetzt. Bei dieser Geräteklasse zur Spektralanalyse werden die zu messenden Frequenzbänder im gesamten Messfrequenzbereich in ein festes Zwischenfrequenzband herabgemischt und einem Detektor zugeführt.

Je nach Anwendungsfall kommen Funkstörmessempfänger oder Spektralanalysatoren zum Einsatz. Mit Funkstörmessempfängern lassen sich aufgrund





**Abbildung 2.1:** Blockdiagramm eines Messempefängers nach dem Heterodyn-Prinzip.

der hohen Dynamik und Empfindlichkeit normgerechte Messungen (engl. full-compliance measurements) durchführen. Da Funkstörmessempefänger technisch sehr aufwendig sind und die Messzeiten sehr lang sein können, werden für schnelle Übersichtsmessungen (engl. precompliance measurements) häufig Spektrumanalysatoren verwendet.

## Messempefänger

In Abbildung 2.1 ist das Blockschaltbild eines Messempefängers nach dem Heterodynprinzip dargestellt [51]. Am Eingang des Messempefängers befindet sich ein variabler Abschwächer (Eichleitung). Die Dämpfung der Eichleitung kann über einen weiten Bereich, in der Regel 50-70 dB, eingestellt werden, um den Signalpegel so zu bedämpfen, dass die nachfolgenden Stufen bei Signalen mit hohem Pegel nicht übersteuert werden. Die nachgeschalteten Vorselektionsfilter erhöhen die Dynamik des Messsystems für breitbandige und ausserhalb des Messbandes liegende schmalbandige Störer sowie für Rauschsignale. Die Vorselektion ist in der Regel als Filterbank verstimmbarer Bandpassfilter ausgeführt. Die Erhöhung der Systemdynamik für verschiedene Signale wird in Kapitel 4.3.2 diskutiert.

Das gefilterte Signal wird mit Hilfe eines Mischers in ein festes Zwischenfrequenzband herabgemischt. Dazu wird jede zu messende Frequenz mittels eines variablen Lokoszillatorsignals sequentiell auf die Zwischenfrequenz gemischt. Die Erzeugung des Lokoszillatorsignals kann mit einem spannungsgesteuerten Oszillator (engl. voltage-controlled oscillator, kurz VCO), der über eine Spannungsrampe angesteuert wird (engl. sweep) geschehen [52]. Zur Verbesse-

rung der Frequenzgenauigkeit erfolgt die phasenstarre Anbindung des Oszillators an einen Referenzoszillator mit niedrigem Phasenrauschen in einer Phasenregelschleife (engl. phase-locked-loop, kurz PLL). Bei Messempfängern mit grosser Bandbreite ist die Abwärtsmischung meist mehrstufig ausgeführt, wobei das Eingangssignal nacheinander in mehrere Zwischenfrequenzbänder umgesetzt wird. Diese Systeme nennt man auch Superheterodyn-Empfänger [52].

Das herabgemischte Signal wird mit auswählbaren Zwischenfrequenzfiltern gefiltert. Die kritischen Masken zur Definition der 6 dB-Bandbreiten dieser Filter sind in den Normen spezifiziert, beispielsweise in der CISPR 16-1-1 [13]. Das gefilterte Signal wird mit unterschiedlichen Detektoren bewertet und zur Anzeige gebracht. Die Detektoren sind ebenfalls in den Normen spezifiziert und umfassen unter Anderem den Spitzenwert-, Mittelwert-, Quasi-Spitzenwert- und den Effektivwertdetektor.

Zur Erhöhung der Empfindlichkeit besitzen Messempfänger häufig einen zuschaltbaren rauscharmen Vorverstärker (engl. low-noise amplifier, kurz LNA), der auch als externer Verstärker ausgeführt sein kann. Die Reduzierung der Systemrauschzahl durch solche Vorverstärker wird in Kapitel 4.3.1 diskutiert. Der Nachteil dieser Lösung besteht darin, dass der Vorverstärker bei Anordnung vor der Vorselektion nicht durch diese vor Übersteuerung geschützt wird.

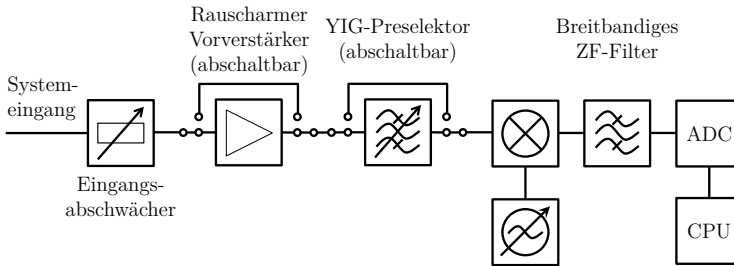
Bei modernen Messempfängern erfolgt die Signalverarbeitung ab dem Zwischenfrequenz-Filter (ZF-Filter) meist digital, wobei das letzte Zwischenfrequenzband abgetastet wird.

## Spektrumanalysatoren

Zur Durchführung schneller Vormessungen oder im entwicklungsbegleitenden Betrieb werden Spektrumanalysatoren verwendet. Dabei wird das Lokaloszillatorsignal häufig von Sweep-Generatoren erzeugt. Der Hauptunterschied liegt in der Tatsache, dass Spektrumanalysatoren keine Vorselektion besitzen und daher nur eine begrenzte Dynamik aufweisen, die nicht für normgerechte Messungen ausreicht. Ausserdem sind die ZF-Bandbreiten meist als 3 dB Bandbreiten spezifiziert.

## 2.3 Überlagerungsempfänger mit breitem Zwischenfrequenzband

Eine Untergruppe der Heterodynempfänger stellen die Überlagerungsempfänger mit breitem Zwischenfrequenzband dar. Diese arbeiten mit Abtastung des breitbandigen Zwischenfrequenzsignals und Berechnung des Spektrums mittels der schnellen Fourier-Transformation. Innerhalb der ZF-Bandbreite ist



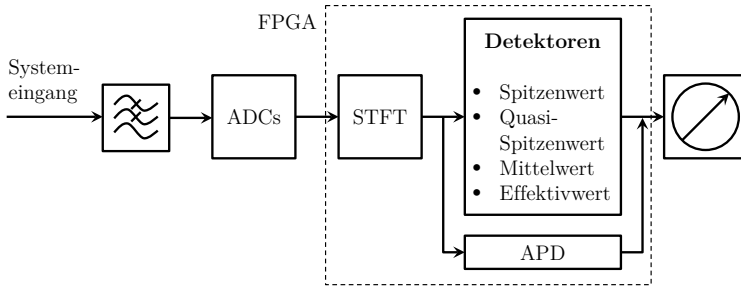
**Abbildung 2.2:** Blockdiagramm eines Messempfängers mit breitbandiger Zwischenfrequenz.

meist ein Echtzeitbetrieb möglich, wodurch die Systeme auch als Echtzeit-Spektrumanalysatoren bezeichnet werden [53]. Das mit der Auflösebandbreite gefilterte Signal wird durch digitale Filter berechnet. Das Blockschaltbild eines solchen Empfängers ist in Abbildung 2.2 dargestellt [54]. Dabei bezieht sich das Blockschaltbild auf die Verarbeitung von Signalen mit Frequenzen oberhalb von 3-4 GHz, da in diesem Frequenzbereich in der Regel YIG-Filter (engl. yttrium iron garnet, kurz YIG) in der Vorselektion zum Einsatz kommen. Unterhalb dieser Frequenz arbeiten diese Systeme mit einer klassischen Filterbank verstimmbarer, schmalbandiger ZF-Filter.

Heterodynempfänger mit breitem Zwischenfrequenzband besitzen ebenfalls einen variablen Abschwächer zur Messung von Signalen mit hohem Pegel. Ein rauscharmer Verstärker kann für Messungen mit hoher Empfindlichkeit zugeschaltet werden, wobei dieser nicht durch die Vorselektion vor Übersteuerung geschützt ist.

Im Frequenzbereich ab einigen GHz arbeiten diese Systeme in der Regel mit YIG-Filtern als Vorselektionsfilter (YIG-Preselektor) und Subharmonischen-Mischern zur Abwärtsmischung. YIG-Preselektoren sind breitbandig verstimmbare, schmalbandige Bandpassfilter, die als Vorselektionsfilter eingesetzt werden. Die zu messenden Frequenzen werden nun sequentiell auf eine Zwischenfrequenz herabgemischt. Dies erfolgt in der Regel mit einer Anordnung eines oder mehrerer, breitbandiger Mischer und variablen Lokaloszillatorsignalen. Es erfolgt eine Filterung des Zwischenfrequenzsignals mit einem breitbandigen Bandpassfilter. Diese Filter haben bei aktuellen Systemen eine Bandbreite von etwa 25 MHz bis 160 MHz [19–22]. Das gefilterte Zwischenfrequenzsignal wird abgetastet und das Spektrum mit der FFT berechnet.

Die breitbandige Abtastung des Zwischenfrequenzsignals und die gleichzeitige Berechnung des Pegels an verschiedenen Frequenzen in diesen Bändern



**Abbildung 2.3:** Blockdiagramm des Zeitbereichsmesssystems bis 1 GHz.

erlaubt eine Beschleunigung der Messzeit im Vergleich zu konventionellen Heterodynempfängern. Ermöglicht die Recheneinheit eine Verarbeitung der Daten in Echtzeit, kann auch ein Echtzeit-Spektrogramm mit der Bandbreite des ZF-Filters dargestellt werden.

Die absolute Bandbreite des YIG-Preselektors ändert sich bei Verstimmung über den Frequenzbereich und kann im unteren Frequenzbereich kleiner als die breitbandige Zwischenfrequenz sein. Ausserdem kann die Einstellung der Mittenfrequenz, wie in Kapitel 4.4.2 beschrieben, aufgrund der Zeitkonstanten nur langsam erfolgen. Daher wird der YIG-Preselektor im Echtzeitbetrieb abgeschaltet, wodurch die Dynamik des Systems eingeschränkt wird und die Messsysteme keine Spiegelempfangsunterdrückung aufweisen. Im Frequenzbereich unterhalb von 1 GHz ergeben sich für Systeme mit derartig breitem Zwischenfrequenzband Probleme bei der Messung breitbandiger Pulse nach CISPR 16-1-1 aufgrund der extrem hohen Anforderungen an die Aussteuerbarkeit [25].

## 2.4 Breitbandiges Zeitbereichsmesssystem bis 1 GHz

Mit Zeitbereichsmesssystemen können die Messzeiten im Vergleich zu Messungen mit Überlagerungsempfängern um mehrere Größenordnungen verkürzt werden [55]. In [24] wird ein Zeitbereichsmesssystem mit einer Bandbreite von 9 kHz bis 1 GHz beschrieben. Das Eingangssignal wird dabei breitbandig abgetastet und das Spektrum mittels der Fourier-Transformation berechnet. Auf die Grundlagen der digitalen Signalverarbeitung wird in Kapitel 3 eingegangen. Das Blockschaltbild des Messsystems ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

Das Eingangssignal wird einer Tiefpassfilterung unterzogen, um spektrale Überlappungen zu vermeiden. Das Signal wird daraufhin mit einer Anord-

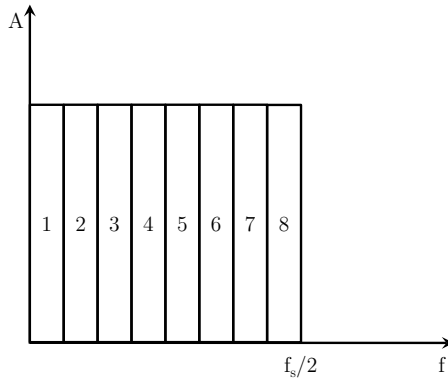
nung paralleler Analog-Digital-Wandler abgetastet. Die Ansteuerung der AD-Wandler erfolgt über einen Leistungsteiler mit verschiedenen Verstärkungen in den einzelnen Zweigen. Durch Zusammensetzung der einzelnen Pegelbereiche kann ein Dynamikgewinn von über 50 dB im Vergleich zu Systemen mit einem AD-Wandler erzielt werden [56].

Das Spektrum des abgetasteten Signals wird mit der schnellen Fourier-Transformation berechnet. Die Anwendung der Kurzzeit-FFT ermöglicht die Darstellung eines Spektrogramms. Damit lässt sich z.B. der zeitliche Verlauf nicht-stationärer Störer charakterisieren.

Die Bewertung des berechneten Amplitudenspektrums erfolgt mit Hilfe der implementierten digitalen Detektoren. Dabei steht neben dem Mittelwertdetektor, Spitzenwertdetektor und Effektivwertdetektor auch der in der CISPR 16-1-1 spezifizierte Quasi-Spitzenwertdetektor zur Verfügung [35]. Weiterhin kann das Störspektrum nicht-stationärer Störer durch die Auswertung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion charakterisiert werden [57–59]. Eine solche Bewertung der Störemissionen, z.B. von Mikrowellenherden, durch die Auswertung der statistischen Verteilung der Amplitude wurde in CISPR 11 definiert [44].

In der CISPR 16-1-1 wird von EMV-Messsystemen eine kontinuierliche Ausgabe des ZF-Signals gefordert. Dies impliziert die Fähigkeit des Systems, Eingangssignale in Echtzeit verarbeiten zu können. Dazu muss das System die harte Echtzeitbedingung erfüllen [60], das heisst, es ist zu jeder Zeit sicherzustellen, dass die Recheneinheit das Ergebnis innerhalb der minimalen Verweildauer  $t_{\min}$  zur Verfügung stellt, d.h.  $t_{\text{CPU}} \ll t_{\min}$ , wobei  $t_{\text{CPU}}$  die benötigte Rechenzeit ist. Die Schwierigkeit besteht darin, den Datenstrom der AD-Wandler, die mit hohen Taktfrequenzen betrieben werden, auszulesen, zwischenzuspeichern und verarbeiten zu können. Um eine Verarbeitung des Eingangssignals in Echtzeit zu ermöglichen, wird das Eingangssignal in acht Bänder mit einer Bandbreite von je 162,5 MHz, gemäss Abbildung 2.4, unterteilt [28]. Jedes dieser Bänder wird digital in Betrag und Phase in das Basisband gemischt. Um die Datenmenge zu begrenzen wird die Abtastrate auf 325 MHz dezimiert. Das Signal wird digital mit einem Tiefpassfilter gefiltert, um sicherzustellen, dass die Nyquist-Bedingung erfüllt ist. Durch die Implementierung der digitalen Signalverarbeitung auf einem FPGA und der hohen Rechenleistung dieser Logikprozessoren kann das Spektrogramm in den acht Bändern mit einer Bandbreite von 162,5 MHz lückenlos in Echtzeit berechnet werden. Die Ausgabe des geforderten ZF-Signals erfolgt durch digitale Mischung des berechneten Spektrums an einem Frequenzpunkt und die Ausgabe des Signals durch einen Digital-Analog-Konverter (engl. digital-to-analog-converter, kurz DAC) [28].

Das Spektrum des abgetasteten Signals wird mit der FFT berechnet. Die digitale Implementierung der Detektoren erlaubt eine parallele Berechnung



**Abbildung 2.4:** Echtzeit-Bänder.

der durch verschiedene Detektoren bewerteten Spektren. Die Anwendung der Kurzzeit-FFT ermöglicht die Darstellung eines Spektrogramms. Damit lässt sich z.B. der zeitliche Verlauf nicht-stationärer Störer charakterisieren.

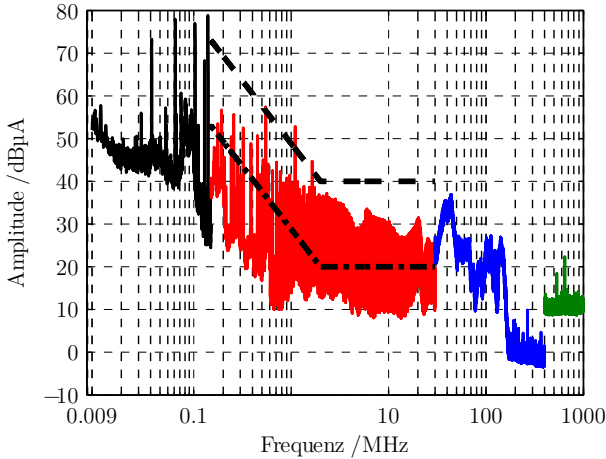
## 2.5 Vergleich der Messzeit

Bei Spektrumanalysatoren muss die Amplitude an jedem zu messenden Frequenzpunkt nacheinander gemessen werden, um das Spektrum innerhalb der Messbandbreite  $B_{\text{Meas}}$  zu erhalten. Aufgrund der Einschwingzeiten der Zwischenfrequenzfilter ist an jeder Frequenz die minimale Verweildauer  $t_{\text{min}}$  einzuhalten, um Amplitudenfehler zu minimieren. Der Abstand zwischen zwei zu messenden Frequenzen  $f_{\text{Step}}$  wird üblicherweise so gewählt, dass  $f_{\text{Step}} \leq 0,5 \cdot B_{\text{ZF}}$ , mit der Auflösungsbreite  $B_{\text{ZF}}$  [61]. Wird  $f_{\text{Step}} = 0,5 \cdot B_{\text{ZF}}$  gewählt, so ergibt sich die Gesamtmesszeit  $t_{\text{Meas}}$  zu

$$t_{\text{Meas}} = \frac{B_{\text{Meas}}}{f_{\text{Step}}} t_{\text{min}} = \frac{B_{\text{Meas}}}{0,5 \cdot B_{\text{ZF}}} t_{\text{min}}. \quad (2.1)$$

Bei Zeitbereichsmesssystemen wird das Signal breitbandig abgetastet und das Spektrum an mehreren oder allen Frequenzpunkten mittels der FFT gleichzeitig berechnet. Nach [24] ist die Messzeit bei einem realzeitfähigen Messsystem mit der benötigten Rechenzeit  $t_{\text{CPU}} \ll t_{\text{min}}$

$$t_{\text{Meas}} = \frac{B_{\text{Meas}}/f_{\text{Step}}}{N} t_{\text{min}} + t_{\text{CPU}} \approx \frac{B_{\text{Meas}}/f_{\text{Step}}}{N} t_{\text{min}}. \quad (2.2)$$



**Abbildung 2.5:** Gemessene leitungsgebundene Störemissionen eines ATX-Netzteils mit den Grenzwertlinien für Systeme der Kategorie B (-) und Systeme der Kategorien L, M und H (-) nach DO-160F.

Mit den in dieser Arbeit vorgestellten, breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen lassen sich so die Messzeiten typischer Messungen um mehrere Größenordnungen reduzieren. Die gilt für den gesamten Frequenzbereich der realisierten Systeme bis 40 GHz, da die Messzeit durch die Abwärtsmischung nicht erhöht wird.

Als Beispiel für die Reduzierung der Messzeit durch breitbandige Zeitbereichsmesssysteme wurden die leitungsgebundenen Emissionen eines Netzteils nach den Vorgaben der Norm DO-160F [48] mit dem in [16] vorgestellten Zeitbereichsmesssystem gemessen und die Messzeit mit den berechneten Werten für die Messzeit mit einem klassischen Messempfänger verglichen. In Abbildung 2.5 sind die gemessenen Ströme der leitungsgebundenen Emissionen dargestellt.

Zur Messung wurde eine breitbandige Stromzange mit einer Bandbreite von 10 kHz bis 1 GHz verwendet [62]. Die Auflösebandbreiten im Frequenzbereich von 150 kHz bis 1 GHz wurden gemäss der Vorgaben in DO-160F [48] gewählt und sind in Tabelle 2.1 aufgelistet. Es erfolgten Messungen mit dem Spitzenwertdetektor und der Verweildauer von 100 ms. Die relevanten Daten und berechneten Messzeiten mit einem konventionellen Messempfänger nach (2.1) sind in Tabelle 2.1 aufgeführt.  $N_{\text{Meas}}$  ist die Anzahl der gemessenen Frequenzpunkte. Für  $t_{\text{min}}$  wurde die Verweildauer des Detektors angenommen.

$B_{\text{Meas}}$	9-150 kHz	150 kHz - 30 MHz	30-400 MHz	400-1000 MHz
$B_{\text{ZF}}$	200 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz
$f_{\text{Step}}$	100 Hz	500 Hz	5 kHz	50 kHz
$N_{\text{Meas}}$	1410 s	59700 s	74000 s	12000 s
$t_{\text{Meas}}$	141 s	5970 s	7400 s	1200 s

**Tabelle 2.1:** Berechnete Messzeiten für einen konventionellen Messempfänger.

Für den Messempfänger ergibt sich eine berechnete Gesamtmesszeit von 14711 s. Die Messzeit der in Abbildung 2.5 dargestellten Gesamtmessung beträgt etwa 34 s mit dem in [16] vorgestellten breitbandigen Zeitbereichsmesssystem. Dies entspricht einer Verringerung der Messzeit um den Faktor 432.



## 3 Systemtheoretische Grundlagen

### 3.1 Signale

Bei der Messung elektromagnetischer Verträglichkeit treten Signale unterschiedlicher Herkunft und Art auf, die überlagert als Störsignal gemessen werden [6]. Daher wird im folgenden auf die verschiedenen Signalklassen eingegangen. Dabei kann zwischen deterministischen und stochastischen Signalen unterteilt werden.

Deterministische Signale sind dadurch gekennzeichnet, dass ihr zeitlicher Verlauf bekannt ist und zum Beispiel analytisch berechnet werden kann. Statistische Signale haben einen zufälligen Verlauf, wodurch für die Amplituden nur Wahrscheinlichkeitsverteilungen angegeben werden können [26].

#### 3.1.1 Deterministische Signale

##### Periodische Signale

Ein periodisches Signal  $s(t)$  wiederholt sich nach Vielfachen der Periodendauer  $T$ , d.h. es erfüllt die Periodizitätsbedingung

$$s(t) = s(t + nT). \quad (3.1)$$

Eine wichtige Klasse innerhalb der periodischen Signale sind die harmonischen Signale mit sinus-förmigem Verlauf. Sie lassen sich wie folgt beschreiben

$$s(t) = A \cos(\omega t + \phi), \quad (3.2)$$

wobei  $A$  die Amplitude,  $\omega = 2\pi f = 2\pi/T$  die Kreisfrequenz und  $\phi$  die Phase des Signals darstellen.

##### Nicht-periodische Signale

Signale mit nicht-periodischem Verlauf sind z.B. zeitlich begrenzte oder transiente Signale, wie etwa das Einschwingverhalten eines Filters. Sie besitzen ein kontinuierliches Frequenzspektrum [63].

### 3.1.2 Stochastische Signale

Bei stochastischen Signalen lässt sich nur eine Aussage über die Wahrscheinlichkeit des Auftretens einer bestimmten Amplitude und Phase zu einer bestimmten Zeit treffen. Es wird dabei zwischen stationären und nicht-stationären Signalen unterschieden.

#### Stationäre stochastische Signale

Betrachtet man ein zeitkontinuierliches Signal  $s(t)$  in der beobachteten Zeitspanne  $T_B$ , so lässt sich der Mittelwert  $\mu_s$  folgendermassen berechnen [64]

$$\mu_s = \lim_{T_B \rightarrow \infty} \frac{1}{T_B} \int_0^{T_B} s(t) dt. \quad (3.3)$$

Die Varianz  $\sigma_s^2$  ist der Mittelwert der quadratischen Abweichung vom linearen Mittelwert [64]

$$\sigma_s^2 = \lim_{T_B \rightarrow \infty} \frac{1}{T_B} \int_0^{T_B} (s(t) - \mu_s)^2 dt. \quad (3.4)$$

Ein Signal wird als stationär bezeichnet, wenn dessen statistische Parameter zeitunabhängig sind [26]. Ein Beispiel für ein stationäres Signal ist das weiße, Gaußsche Rauschen, dessen Varianz konstant ist und dessen Mittelwert verschwindet. Es wird als schwach stationär bezeichnet [65].

#### Nicht-stationäre Signale

Nicht-stationäre Signale weisen keine Zeitunabhängigkeit der statistischen Parameter auf. Signale oder Prozesse, deren statistische Parameter langsam zeitveränderlich sind, können innerhalb begrenzter Zeitintervalle als stationär behandelt werden und werden als quasistationäre Signale oder Prozesse bezeichnet [26].

### 3.1.3 Bandbreite

In der Messtechnik wird zwischen schmalbandigen und breitbandigen Signalen unterschieden [66]. Dabei wird die Bandbreite des Signals bei Messempfängern auf die Auflösungsbandsbreite des Messsystems bezogen. Ein schmalbandiges

Signal hat eine Bandbreite, die kleiner als die ZF-Bandbreite des Messempfängers ist. Beispiele für schmalbandige Signale sind Taktsignale digitaler Schaltungen oder Lokaloszillatorsignale. Breitbandige Signale haben eine Bandbreite, die grösser als die ZF-Bandbreite des Messempfängers ist. Dazu können z.B. gepulste Signale gehören.

### 3.2 Abtastung und spektrale Schätzung

Um analoge Signale in rechnerisch verarbeitbare digitale Signale zu wandeln muss das Signal abgetastet werden. Dies erfolgt mit einem AD-Wandler, in dem die Abtastung und Quantisierung des Signals erfolgt. Am gebräuchlichsten ist dabei die periodische (äquidistante) Abtastung mit der Abtastfrequenz  $f_s$ , bei der die Abtastperiode  $\Delta t_s = 1/f_s$  konstant ist.

Das abgetastete Signal  $s_s(t)$  eines zeitkontinuierlichen Signals  $s(t)$  ergibt sich durch die Multiplikation mit der Abtastfunktion  $s_A(t)$  zu [67]

$$s_s(t) = s(t)s_A(t) = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} s[n]\delta(t - n\Delta t_s). \quad (3.5)$$

Das Abtastsignal  $s_A(t)$  wird als unendliche Folge von Dirac-Pulsen  $\delta(t)$  mit der Periodendauer  $T_s$  und der Pulsfläche  $a$  angenommen und kann wie folgt beschrieben werden

$$s_A(t) = a \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n\Delta t_s) = \frac{a}{\Delta t_s} \text{III}\left(\frac{t}{\Delta t_s}\right), \quad (3.6)$$

mit der normalisierten Abtastfunktion  $\text{III}(x)$  [67]

$$\text{III}(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x - n) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{2\pi j n x}. \quad (3.7)$$

Der Zusammenhang zwischen einem zeitkontinuierlichen Signal  $s(t)$  und seinem Spektrum  $S(f)$  ist durch das Fourier-Integral und das inverse Fourier-Integral nach (3.8) definiert [68].

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(f)e^{2\pi j f t} df, \quad (3.8a)$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-2\pi j f t} dt. \quad (3.8b)$$

Das Spektrum des Abtastsignals  $S_A(f)$  ist

$$S_A(f) = af_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - nf_s) = a\text{III} \left( \frac{f}{f_s} \right). \quad (3.9)$$

Das Spektrum des abgetasteten Signals  $s_s(t)$  aus (3.5) wird durch die Faltung des Signal-Spektrums  $S(f)$  mit  $S_A(f)$  bestimmt:

$$\begin{aligned} S_s(f) &= S_A(f) \otimes S(f) & (3.10) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S(f - f_1) \delta(f_1 - nf_s) df_1 \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} S(f - nf_s). \end{aligned}$$

Das Spektrum des abgetasteten Signals  $S_s(f)$  ist also die periodische Fortsetzung des Spektrums des Eingangssignals  $S(f)$ . Aus dieser Beobachtung ergeben sich zwei Forderungen, die für eine vollständige Rekonstruktion des Signals  $s(t)$  aus dem abgetasteten Signal zu erfüllen sind und als Abtasttheorem bekannt sind [69]. Die Abtastfrequenz  $f_s$  muss mindestens doppelt so hoch wie die höchste, in  $S(f)$  vorkommende Frequenz  $f_{\text{Nyq}}$  gewählt werden, damit Überlappungen im abgetasteten Spektrum vermieden werden. Die Frequenz  $f_{\text{Nyq}}$  heisst Nyquist-Frequenz.

Zur Berechnung des Signalspektrums des digitalisierten Signals  $s[n]$  kann die diskrete Fourier-Transformation (DFT) angewandt werden. Es wird eine mit  $N$  periodische Signalfolge  $s[n]$  angenommen, so dass  $s[n+N] = s[n]$  mit  $n, N \in \mathbb{N}$  gilt. Die DFT und die inverse DFT sind in (3.11) und (3.12) definiert [70].

$$S[k] = s[n] \sum_{n=0}^{N-1} e^{(-2\pi j \frac{nk}{N})} \quad (3.11)$$

$$s[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] e^{(2\pi j \frac{nk}{N})} \quad (3.12)$$

$k$  ist dabei die diskrete Frequenzvariable.

Zur effizienten Realisierung der DFT auf Computern, kann die schnelle Fourier-Transformation angewandt werden, falls  $N$  eine Potenz von Zwei ist. Durch die Ausnutzung von Symmetrie- und Periodizitätseigenschaften kann

die numerische Komplexität von  $N^2$  komplexen Additionen und Multiplikationen auf  $N \log_2 N$  Operationen reduziert werden. Ein weit verbreiteter Algorithmus zur Realisierung der FFT wurde in [71] vorgestellt.

Wird ein Signal nur in einem endlichen Zeitintervall abgetastet und das Spektrum des diskreten Signals mit der Fourier-Transformation berechnet, so treten im Spektrum Frequenzanteile auf, die bei unendlich langem Beobachtungszeitraum nicht vorkämen. Die Ursache liegt in der Tatsache begründet, dass die Multiplikation des Signals mit der Rechteck-Funktion im Zeitbereich im Spektrum der Faltung des Signalspektrums mit der Sinc-Funktion entspricht. Dieser Effekt wird Leckeffekt (engl. leakage effect) genannt [72]. Um den Leckeffekt zu verringern, muss eine Fensterung des Signals stattfinden [72]. Dazu wird das Signal  $s[n]$  mit einer Fensterfunktion  $w[n]$  multipliziert, die ein Maximum bei  $n = N/2$  aufweist und für  $n \rightarrow 0$  und  $n \rightarrow N - 1$  stetig gegen 0 strebt. Die Wahl der Fensterfunktion hängt vom zu untersuchenden Signal ab. Im Zeitbereichsmesssystem wird ein Gauß-Fenster

$$w[n] = \frac{1}{G_C N} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{\pi}{\sqrt{2 \ln 2} B_{ZF} T_0 n} \right)^2 \right] \quad (3.13)$$

verwendet [26], wobei die kohärente Verstärkung  $G_C$  den Verlust der Signalenergie durch die Fensterung ausgleicht [26]:

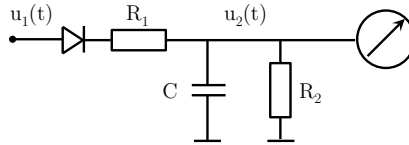
$$G_C = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} w[n]. \quad (3.14)$$

### 3.3 Kurzzeit-Spektrum

Bei harmonischen Signalen kann das Spektrum eindeutig mit der Fourier-Transformation bestimmt werden, da das Spektrum zeitunabhängig ist. Bei nicht-stationären Signalen ist das Spektrum abhängig vom Beobachtungszeitraum.

Zur Charakterisierung nicht-stationärer Störsignale kann die STFT verwendet werden, um das Kurzzeit-Spektrum zu erhalten. Das digitalisierte Signal  $s[n]$  wird mit der Fensterfunktion  $w[n]$  multipliziert und das Kurzzeit-Spektrum mit der Fourier-Transformation berechnet. Das Fenster wird nun mit der diskreten Zeitkoordinate  $\tau$  entlang der Zeitachse des Signals verschoben und an jeder Stelle das Kurzzeit-Spektrum  $S[\tau, k]$  mit der STFT

$$S[\tau, k] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] w[n - \tau] e^{(-2\pi j \frac{n k}{N})}, \quad (3.15)$$



**Abbildung 3.1:** Analoger Quasi-Spitzenwert-Detektor.

berechnet [73]. Die einzelnen berechneten Kurzzeit-Spektren über die Zeitvariable  $\tau$  bilden das Spektrogramm und erlauben die Beobachtung des zeitlichen Verlaufs der Spektralanteile von  $s[n]$ . Das Spektrogramm weist eine Diskretisierung im Zeit- und Frequenzbereich auf und hängt von dem Zeitintervall ab, über welches es erstellt wurde, wobei Zeit- und Frequenzauflösung zueinander indirekt proportional sind [68].

### 3.4 Detektoren

Zur Bewertung der Spektren kommen verschiedene in der CISPR 16-1-1 [13] definierte Detektoren zum Einsatz.

#### Spitzenwert-Detektor

Das Ausgangssignal des Spitzenwert-Detektors  $s_D^{\text{Peak}}(t, f)$  ist wie folgt definiert:

$$s_D^{\text{Peak}}(t, f) = \max(|s(t, f)|). \quad (3.16)$$

#### Quasi-Spitzenwert-Detektor

Der Quasi-Spitzenwert-Detektor gibt das Verhalten eines nach einem Spitzenwert-Detektor geschalteten, kritisch gedämpften Zeigerinstruments wieder [13]. Bei einer gedämpften Schwingung bezeichnet die kritische Dämpfung den Grenzfall zwischen schwacher Dämpfung (Schwingfall) und überkritischer Dämpfung (Kriechfall) [74].

Das Blockschaltbild des Quasi-Spitzenwert-Detektors ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Ist die Spannung  $u_1(t)$  grösser als  $u_2(t)$  wird der Kondensator  $C$  über den Widerstand  $R_1$  mit der Zeitkonstante  $\tau_c$  aufgeladen [35]. Wird die Spannung  $u_1(t)$  kleiner als  $u_2(t)$ , erfolgt eine Entladung des Kondensators mit der Zeitkonstante  $\tau_d$  über  $R_2$ . Das kritisch gedämpfte Anzeigeelement besitzt die Zeitkonstante  $\tau_m$ . Die Spezifikationen des Quasi-Spitzenwert-Detektors nach CISPR 16-1-1 sind in Tabelle 3.1 zusammengefasst.

	Band A 9-150 kHz	Band B 0,15-30 MHz	Band C/D 30-1000 MHz
ZF 6 dB-Bandbreite	200 Hz	9 kHz	120 kHz
$\tau_c$	45 ms	1 ms	1 ms
$\tau_d$	500 ms	160 ms	550 ms
$\tau_m$	160 ms	160 ms	100 ms

**Tabelle 3.1:** Spezifikation des Quasi-Spitzenwert-Detektors nach CISPR 16-1-1.

### Mittelwert-Detektor

Das Ausgangssignal des Mittelwert-Detektors  $s_D^{\text{Avg}}(t, f)$  wird nach (3.17) berechnet.

$$s_D^{\text{Avg}}(t, f) = \langle |s(t, f)| \rangle = \frac{1}{T_D} \int_{t-T_D}^t s(t_1, f) dt_1 \quad (3.17)$$

Der Pegel des Eigenrauschens eines Messsystems wird als Rauschboden bezeichnet [75]. Der Rauschboden ist bei der Messung mit dem Mittelwert-Detektor 12 dB niedriger als mit dem Spitzenwert-Detektor [76]. Durch die Erhöhung der Empfindlichkeit eignet sich dieser Detektor daher für die Messung schmalbandiger Störungen mit geringem Pegel.

### Effektivwert-Mittelwert-Detektor

Der Effektivwert-Mittelwert-Detektor (engl. RMS-Average detector) gibt den über ein Zeitintervall  $T_D$  gemittelten Effektivwert des Eingangssignals wieder und ist wie folgt definiert:

$$s_D^{\text{RMS}}(t, f) = \langle s^2(t, f) \rangle = \sqrt{\frac{1}{T_D} \int_{t-T_D}^t s^2(t_1, f) dt_1}. \quad (3.18)$$

Der Rauschboden des Effektivwert-Mittelwert-Detektors ist 1,2 dB höher als der des Mittelwert-Detektors [76].





## 4 Überlagerungsempfänger in der Spektralanalyse

Die im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten Zeitbereichsmesssysteme arbeiten mit einer Kombination aus breitbandiger Abwärtsmischung und breitbandiger Abtastung im Basisband. Daher werden in diesem Kapitel mehrere Empfängerkonzepte analysiert. Eigenstörungen, die erzielbare Messdynamik und die Ursachen von Messfehlern werden diskutiert.

### 4.1 Frequenzumsetzung

Bei Überlagerungsempfängern wird das Eingangssignal  $s_{\text{HF}}$  in einem Mischer mit dem Lokaloszillatorsignal  $s_{\text{LO}}$  auf ein Zwischenfrequenzsignal  $s_{\text{ZF}}$  umgesetzt. Das Zwischenfrequenzsignal wird dann einem Diodengleichrichter zur Hüllkurvendetektion oder einem AD-Wandler zur Digitalisierung zugeführt, wie in Kapitel 2.2 beschrieben.

Die Zwischenfrequenz  $f_{\text{ZF}}$  ist durch

$$f_{\text{ZF}}^{m,\pm n} = |m \cdot f_{\text{LO}} \pm n \cdot f_{\text{HF}}|, \quad m, n \in \mathbb{N} \quad (4.1)$$

gegeben [77]. Betrachtet man nur die Grundwellen von  $s_{\text{HF}}$  und  $s_{\text{LO}}$ , d.h. ist  $|m| = |n| = 1$ , vereinfacht sich (2.1) zu

$$f_{\text{ZF}} = |f_{\text{LO}} \pm f_{\text{HF}}|. \quad (4.2)$$

Aus (4.2) wird ersichtlich, dass zwei Eingangsfrequenzen  $f_{\text{HF}1}$  und  $f_{\text{HF}2}$  existieren, die diese Gleichung erfüllen und auf dieselbe Zwischenfrequenz  $f_{\text{ZF}}$  umgesetzt werden [61]. Dabei muss die unerwünschte Spiegelfrequenz  $f_{\text{SP}}$  durch Filterung unterdrückt werden, um die Eindeutigkeit der Frequenzumsetzung zu gewährleisten. Ein typischer Wert für die Spiegelfrequenzunterdrückung in modernen Empfängern ist 65-75 dB.

Es existieren verschiedene Empfängerkonzepte um die Spiegelfrequenz zu unterdrücken, die im folgenden dargestellt werden.

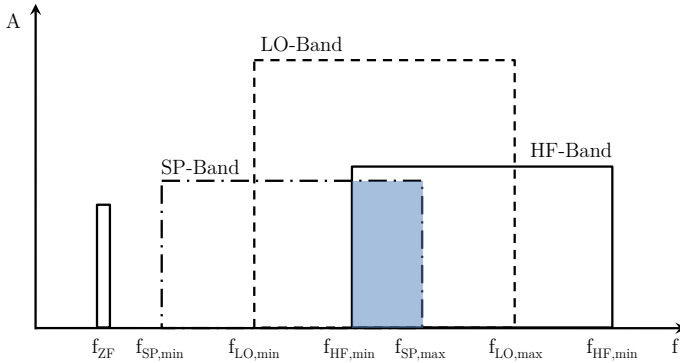


Abbildung 4.1: Empfangskonzept mit niedriger, erster Zwischenfrequenz.

#### 4.1.1 Empfänger mit niedriger, erster Zwischenfrequenz

Beim Empfangskonzept mit einer festen, niedrigen Zwischenfrequenz wird das Lokoszillatorsignal von  $f_{LO,min}$  bis  $f_{LO,max}$  abgestimmt. Die Frequenzbänder sind in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Lage des jeweils zu einem Zeitpunkt auf die feste Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$  herabgemischten HF-Signalanteils und die Lage der entsprechenden Spiegelfrequenz  $f_{SP}$  berechnen sich aus (4.1) zu

$$f_{HF} = f_{LO} + f_{ZF}, \quad (4.3)$$

$$f_{SP} = f_{LO} - f_{ZF}. \quad (4.4)$$

Das Lokoszillatorsignal wird von  $f_{LO,min}$  bis  $f_{LO,max}$  variiert, bis alle Frequenzanteile des HF-Signals von  $f_{HF,min}$  bis  $f_{HF,max}$  herabgemischt und ausgewertet sind.

Ist das Eingangsfrequenzband kleiner als die doppelte Zwischenfrequenz, gilt also  $\Delta_{HF} < 2f_{ZF}$ , so kann das Spiegelfrequenzband mit einem festen Filter unterdrückt werden. Ist  $\Delta_{HF} > 2f_{ZF}$ , so überlappen sich das Eingangsfrequenzband und das Spiegelfrequenzband, wie in Abbildung 4.1 dargestellt [78]. Eine Filterung des Spiegelfrequenzbands erfordert ein über  $\Delta_{HF}$  abstimmbares Bandpassfilter der Bandbreite  $\Delta_{ZF}$ . Diese Filter sind bei grossen HF-Bandbreiten im Mikro- und Millimeterwellenbereich sehr teuer, da eine hohe Abstimmbandbreite und eine hohe Güte zum Erreichen einer hohen Flankensteilheit vorausgesetzt werden.

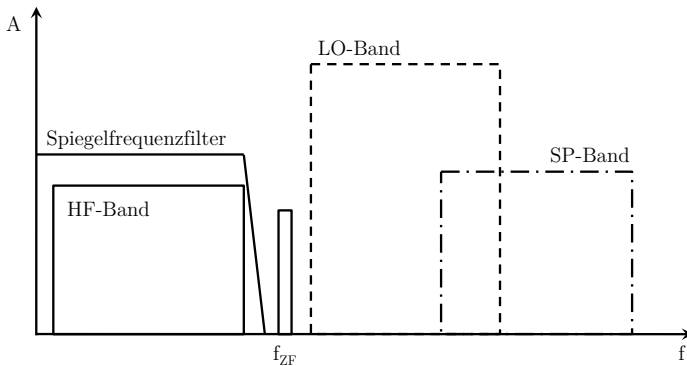


Abbildung 4.2: Empfangskonzept mit hoher, erster Zwischenfrequenz.

#### 4.1.2 Empfänger mit hoher, erster Zwischenfrequenz

Um das vorgestellte Problem der Spiegelfrequenzunterdrückung bei niedriger, erster Zwischenfrequenz zu umgehen, kann das Empfangskonzept mit hoher, erster Zwischenfrequenz eingesetzt werden [61]. Abbildung 4.2 verdeutlicht das Bänderschema.

Das Zwischenfrequenzband liegt dabei in der Frequenz oberhalb des HF-Bandes. Alle Frequenzanteile des HF-Eingangsbandes werden mit einem über  $\Delta_{LO} = \Delta_{HF}$  abstimmbaren Lokaloszillatorsignal in ein festes Zwischenfrequenzband umgesetzt. Die Eingangsfrequenz  $f_{HF}$  und die Spiegelfrequenz  $f_{SP}$  ergeben sich zu

$$f_{HF} = f_{LO} - f_{ZF}, \quad (4.5)$$

$$f_{SP} = f_{LO} + f_{ZF}. \quad (4.6)$$

Der Eingangsfrequenzbereich und der Spiegelempfangsbereich überlappen sich nicht. Daher kann die Spiegelfrequenz mit einem festen Spiegelfrequenzfilter, wie in Abbildung 4.2 gezeigt, unterdrückt werden.

## 4.2 Eigenstörungen

Als Eigenstörungen werden Frequenzkomponenten bezeichnet, die bei einem Messsystem ohne angelegtes Eingangssignal zur Anzeige gebracht werden [75]. Im Folgenden werden die Hauptursachen für Eigenstörungen aufgeführt.

### 4.2.1 Spiegelempfangsstellen

Wie bereits in 4.1 ausführlich beschrieben, wird das Spiegelfrequenzband bei der Mischung nach (4.2) mit dem gleichen Konversionsverlust in das ZF-Band herabgesetzt wie das Eingangsfrequenzband. Das Spiegelempfangsband muss daher durch Filterung unterdrückt werden, um Geisterempfangsstellen zu vermeiden.

### 4.2.2 Eigen- und Nebenempfangsstellen

Eigenempfangsstellen sind angezeigte Frequenzanteile, die im Messsystem entstehen. Dies können etwa in der Frequenz feste Anteile sein, wie z.B. die Taktfrequenz der AD-Wandler oder Schaltfrequenzen verwendeter Schaltregler. Diese erscheinen an ihrer Originalfrequenz in der Anzeige. Werden diese Eigenstörungen auf interne Träger aufmoduliert oder durch Mischung auf andere Frequenzen umgesetzt, können diese auch an anderen Frequenzen angezeigt werden.

Als Nebenempfangsstellen werden Mischprodukte höherer Ordnung, also mit  $m \geq 1, n > 1$ , genannt, deren Frequenz nach 4.1 berechnet werden kann. Die Lage des ZF-Bandes ist daher so zu wählen, dass der Pegel der Nebenempfangsstellen, die ins ZF-Band gemischt werden, gering ist.

### 4.2.3 ZF-Durchschlag

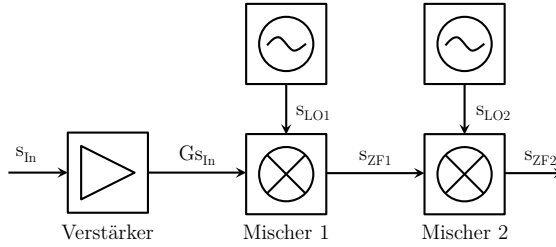
Ein Eingangssignal  $s(t)$  mit dem Leistungspegel  $P_{\text{In}}$ , wird durch die HF-ZF-Isolation des Mixers  $I_{\text{HF,ZF}}$  bedämpft und erscheint im ZF-Band mit dem Leistungspegel  $P_{\text{In,ZF}}$  nach

$$P_{\text{In,ZF}} = P_{\text{In}} - I_{\text{HF,ZF}} \text{ dB.} \quad (4.7)$$

Die Übertragung des nicht frequenzumgesetzten HF-Signals in das ZF-Band auf Grund der endlichen HF-ZF-Isolation des Mixers wird als ZF-Durchschlag bezeichnet [75]. Dieser Empfang auf der Zwischenfrequenz muss durch Filterung unterdrückt werden. Diese Filterung erfolgt meist durch das Spiegelfrequenzfilter, so dass in modernen Empfängern eine Unterdrückung von mindestens 70 dB erreicht wird.

### 4.2.4 LO-Durchschlag bei kaskadierten Mixern

Abbildung 4.3 zeigt ein System zweier kaskadierter Mixer. Bei Systemen mit mehreren, kaskadierten Mixern wird das erste Lokaloszillatorsignal  $s_{\text{LO1}}$  mit der LO-ZF-Isolation des ersten Mixers bedämpft und erscheint im ersten ZF-Signal  $s_{\text{ZF1}}$ . Mixer 2 setzt das Signal  $s_{\text{ZF1}}$  auf die zweite ZF-Frequenz  $s_{\text{ZF2}}$ .



**Abbildung 4.3:** Kaskadierte Mischer.

Es können dabei Mischprodukte höherer Ordnung nach 4.1 von  $s_{LO1}$  und  $s_{LO2}$  mit hohem Pegel in das zweite ZF-Band gemischt werden und zur Anzeige kommen. Das Lokalszillatorsignal  $s_{LO1}$  muss durch ein ZF-Filter bedämpft werden. Alternativ kann auch die Verstärkung vom Eingang des Messsystems bis zum ersten Mischer  $G$  erhöht werden. Nach Abbildung 4.3 ergibt sich der Leistungspegelunterschied  $\Delta P$  zwischen dem umgesetztem Eingangssignal  $P_{In}$  und dem ersten Lokalszillatorsignal  $P_{LO1}$  im ersten ZF-Signal  $s_{ZF1}$  nach

$$\Delta P = C_L G P_{In} - I_{LO,ZF} P_{LO1} \text{ dB}, \quad (4.8)$$

wobei  $C_L$  der Konversionsverlust des ersten Mixers und  $I_{LO,ZF}$  die LO-ZF-Isolation des ersten Mixers bezeichnet. Durch Erhöhung der Verstärkung  $G$  kann demnach der angezeigte Pegel der Störsignale verringert werden.

Bei einem System mit breitbandigen ZF-Bändern können die so entstehenden Eigenstörungen auch durch die Flexibilität in der Wahl des folgenden ZF-Bandes eliminiert werden. Dazu wird die LO-Frequenz des zweiten Mixers  $s_{LO2}$  derart gewählt, dass die entstehenden Mischprodukte nicht ins zweite ZF-Band  $s_{ZF2}$  fallen.

### 4.3 Messdynamik

Der verzerrungsfreie Dynamikbereich  $\Delta_{SFDR}$  (engl. spurious free dynamic range, kurz SFDR) eines Spektrumanalysators wird nach unten durch das Eigenrauschen  $P_N$  und andere vom Messsystem erzeugte Eigenstörungen und nach oben durch das Auftreten von Verzerrungen bei hohem Eingangspegel begrenzt [75]. Dazu wird oft der 1 dB-Kompressionspunkt ( $P_{1\text{dB}}$ ) des Messsystems herangezogen. Der maximale angezeigte Pegel des Rauschbodens mit Eigenstörungen wird als  $P_{NF}$  bezeichnet. Für  $\Delta_{SFDR}$  lässt sich schreiben:

$$\Delta_{SFDR} = P_{1\text{dB}} - P_{NF}. \quad (4.9)$$

### 4.3.1 Eigenrauschen

Das thermische Eigenrauschen des Analysators bestimmt die untere Grenze des nutzbaren Dynamikbereichs. Die Rauscheigenschaften von Zweitoren werden durch die Rauschzahl  $F$

$$F = \frac{SNR_{\text{out}}}{SNR_{\text{in}}} \quad (4.10)$$

beschrieben, wobei  $SNR_{\text{in}}$  und  $SNR_{\text{out}}$  die Signal-Rauschabstände am Eingang und Ausgang des Zweitores angeben [79]. Die Rauschzahl  $F$  wird oft als Rauschmass  $NF$  im logarithmische Massstab benutzt, wobei

$$NF = 10 \log_{10} F \text{ dB} \quad (4.11)$$

gilt.

Die Rauschleistung am Ausgang eines Zweitores mit der Rauschzahl  $F_{\text{Sys}}$  und der Verstärkung  $G = 1$  ist

$$P_N = F_{\text{Sys}} k T_0 B_{\text{ENB}}, \quad (4.12)$$

mit der Boltzmann-Konstante  $k$ , der Umgebungstemperatur  $T_0$  und der äquivalenten Rauschbandbreite  $B_{\text{ENB}}$  [67]. Die äquivalente Rauschbandbreite kann aus der Übertragungsfunktion des Systems  $H(f)$  berechnet werden und ist nach 4.13 definiert.

$$B_{\text{ENB}} = \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df, \quad (4.13)$$

Die Eingangsstufe eines Messsystems kann als Serienschaltung von  $i$  Zweitoren betrachtet werden. Nach [80] ist die Systemrauschzahl des Messsystems dann mit den Rauschzahlen  $F_i$  und den Verstärkungen  $G_i$

$$F_{\text{Sys}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_N - 1}{\prod_{k=1}^{N-1} G_k}. \quad (4.14)$$

Die spektrale Rauschleistungsdichte  $P_{N,f}$  mit der Einheit dBm/Hz bezeichnet die mittlere Rauschleistung bei einer Auflösungsbreite von 1 Hz und ist [79]

$$P_{N,f} = 10 \log_{10} \frac{P_N}{B_{\text{ENB}}} \text{ dBm/Hz}. \quad (4.15)$$

### 4.3.2 Vorselektion

Die Messdynamik kann durch den Einsatz von Vorselektionsfiltern erhöht werden. Dabei ist zwischen pulsförmigen Signalen, breitbandigem, gaußschem Rauschen, und schmalbandigen Störern, die ausserhalb der Messbandbreite liegen, zu unterscheiden.

Die Impulsbandbreite eines Empfängers  $B_{\text{imp}}$  ist nach [13]

$$B_{\text{imp}} = \frac{s(t)_{\text{max}}}{2G_0IS}, \quad (4.16)$$

wobei  $s(t)_{\text{max}}$  der Spitzenwert der Einhüllenden des Signals  $s(t)$  bei der Zwischenfrequenz des Empfängers und  $G_0$  die Verstärkung des Empfängers vom Eingang bis zum Zwischenfrequenz Ausgang ist. Die Pulsfläche  $IS$  einer pulsförmigen Spannung  $U(t)$  ist [13]

$$IS = \int_{-\infty}^{\infty} U(t) dt. \quad (4.17)$$

Ein Vorselektionsfilter mit der Impulsbandbreite  $B_{\text{imp,pre}}$  erhöht den Dynamikbereich bei pulsförmigen Eingangssignalen um  $\Delta D_{\text{pulse}}$  [24]

$$\Delta D_{\text{pulse}} = 20 \log_{10} \frac{B_{\text{imp,sys}}}{B_{\text{imp,pre}}}, \quad (4.18)$$

mit der Impulsbandbreite des Messempefängers  $B_{\text{imp,sys}}$ .

Der Dynamikbereich bei weissem Rauschen wird um  $\Delta D_{\text{noise}}$  [24]

$$\Delta D_{\text{noise}} = 10 \log_{10} \frac{B_{\text{ENB,sys}}}{B_{\text{ENB,pre}}} \quad (4.19)$$

erhöht, wobei  $B_{\text{ENB,sys}}$  die äquivalente Rauschbandbreite des Empfängers und  $B_{\text{ENB,pre}}$  die äquivalente Rauschbandbreite des Vorselektionsfilters ist.

Ausserhalb des Messbandes liegende schmalbandige Störer mit der Frequenz  $f_n$  werden gemäss der Übertragungsfunktion des Vorselektionsfilters  $H_{\text{pre}}(f)$  bedämpft. Der Dynamikgewinn  $\Delta D_n$  ist dann [24]

$$\Delta D_n = 20 \log_{10} H_{\text{pre}}(f_n). \quad (4.20)$$

## 4.4 Messfehler

Überlagerungsempfänger und Zeitbereichsmesssysteme mit Abwärtsmischung weisen einen durch die Frequenzumsetzung bedingten statistischen Fehler der angezeigten Frequenz und der angezeigten Amplitude auf. Im Folgenden werden die Ursachen der Frequenz- und Pegelunsicherheit beschrieben.

Temperaturdrift -20...+85 °C	Alterung /15 Jahre
$\leq 2,8 \cdot 10^{-7}$	$\leq 3,5 \cdot 10^{-6}$

**Tabelle 4.1:** Angaben zur Frequenzgenauigkeit eines Quarzoszillators.

#### 4.4.1 Frequenzfehler

Bei Systemen, deren Lokaloszillatorsignale durch PLL-Synthesizer erzeugt werden, entspricht die Frequenzgenauigkeit durch die phasenstarre Ankopplung der Oszillatoren der Genauigkeit der verwendeten Quarzoszillatoren [81]. Dabei wird zwischen dem durch die Änderung der Umgebungstemperatur verursachten Frequenzdrift und dem durch die Alterung des Oszillators verursachten Frequenzdrift unterschieden. Die Temperaturstabilität lässt sich durch den Einsatz eines beheizten Quarzoszillators (engl. oven-controlled quartz-oscillator, kurz OCXO) verbessern. Typische Werte für einen OCXO sind in Tabelle 4.1 angegeben [82].

#### 4.4.2 Amplitudenfehler

##### Absoluter Fehler

Der Frequenzgang der analogen Eingangsstufe eines Überlagerungsempfängers oder eines Zeitbereichsmesssystems mit Abwärtsmischung variiert mit der Temperatur und ist Alterungserscheinungen unterworfen [61]. Dies führt zu einer Abweichung des Frequenzganges des Messsystems bei der eigentlichen Messung im Vergleich zum Zeitpunkt der Pegeljustierung.

##### YIG-Preselektor

Die in Messempfängern häufig in der Vorselektion verwendeten YIG-Filter weisen einen starken Temperaturdrift der Mittenfrequenz des Filters auf [66]. Darüber hinaus ergeben sich bei der Einstellung der Mittenfrequenz über den das Magnetfeld erzeugenden Strom grosse Zeitkonstanten aufgrund der hohen Induktivität der benötigten Spulen und Hystereseeffekten. Dies führt zu Einschränkungen bei schnellen sweeps. Im Echtzeitbetrieb muss das YIG-Vorselektionsfilter bei Messempfängern mit schmalbandiger Auswertung der Zwischenfrequenz sogar häufig abgeschaltet werden. Diese Fehler werden bei Zeitbereichsmesssystemen mit breitbandiger Abwärtsmischung verringert oder vermieden.



### Eichleitungsfehler

Die Justierung des Pegels erfolgt in der Regel durch Messungen von Eingangssignalen bekannten Pegels über den gesamten Frequenzbereich, wobei die Eichleitung auf eine Dämpfung von 0 dB eingestellt ist. Durch den Frequenzgang der Eichleitung bei anderen Dämpfungseinstellungen und durch Alterung ergibt sich eine Messunsicherheit des angezeigten Pegels.

### Linearität

Der Messempfänger wird innerhalb seines verzerrungsfreien Dynamikbereichs  $\Delta_{\text{SFDR}}$  ideal als lineares System angesehen. Durch Abweichungen des realen Verhaltens von dieser Linearität ergibt sich ein Pegelmessfehler. Der Fehler wird bei Messungen von Signalen mit einem Pegel nahe der Aussteuerungsgrenze erhöht.

### Fehlanpassung

Da reale Messsysteme und Messobjekte nicht ideal angepasst sind, also der Betrag des Reflexionsfaktors  $\Gamma > 0$  ist, wird nicht die gesamte von der Quelle angebotene Leistung vom Messsystem absorbiert. Der logarithmische Pegelfehler aufgrund der Fehlanpassung  $F_{\Gamma}$  ergibt sich zu [61]

$$F_{\Gamma} = 20 \log_{10}(1 - \Gamma_{\text{DUT}} \cdot \Gamma_{\text{Sys}}) \text{ dB.} \quad (4.21)$$

$\Gamma_{\text{Sys}}$  und  $\Gamma_{\text{DUT}}$  sind die Beträge der Reflexionsfaktoren des Messsystems und des Messobjekts.



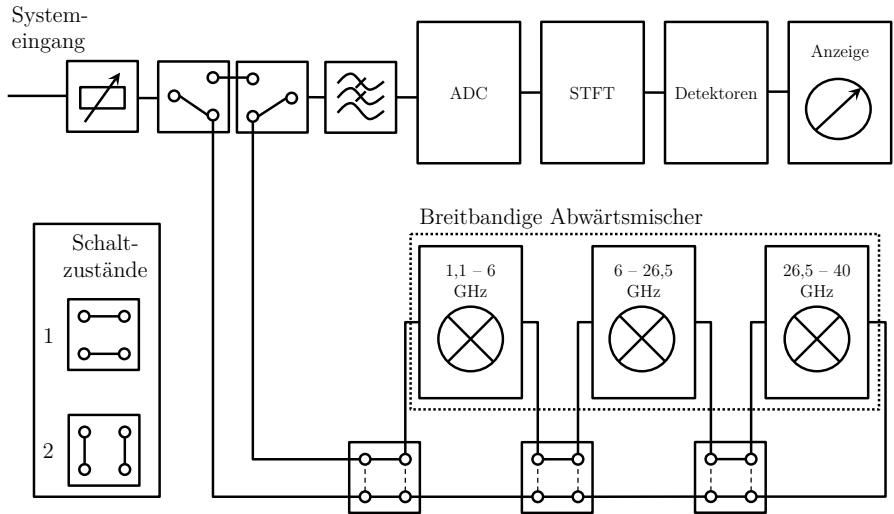
## 5 Systemkonzepte für breitbandige Zeitbereichsmesssysteme bis 40 GHz

Im Rahmen dieser Arbeit wurden Systemkonzepte für mehrere Zeitbereichsmesssysteme mit Bandbreiten bis zu 40 GHz entwickelt.

Da die verfügbare Abtastfrequenz moderner AD-Wandler die Bandbreite des Basisbandes begrenzt, werden Eingangssignale im Frequenzbereich über 1,1 GHz durch mehrstufige Abwärtsmischer breitbandig herabgemischt. Dabei bauen die einzelnen Systeme aufeinander auf. Die Systeme stellen eine Echtzeitbandbreite von 162,5 MHz zur lückenlosen Erfassung des Eingangssignal bis 40 GHz zur Verfügung. Es erfolgt bis 40 GHz eine breitbandige Verarbeitung der Eingangssignale. Breitbandige Vorselektionsfilter erhöhen die Dynamik des Systems, wobei die Vorselektion auch im Echtzeitbetrieb aktiv bleibt. Darüber hinaus verfügen die Systeme im gesamten Frequenzbereich über integrierte, rauscharme Vorverstärker, um die Empfindlichkeit der Systeme erhöhen. Die Vorverstärker sind nach der Vorselektion angeordnet, wodurch die Systemdynamik trotz der hohen Empfindlichkeit nicht durch ausserhalb des Messbandes liegende schmal- und breitbandige Störer eingeschränkt wird. Durch einen variablen Eingangsabschwächer können auch Signale mit sehr hohem Pegel gemessen werden. Abbildung 5.1 zeigt das Blockschaltbild des Zeitbereichsmesssystems bis 40 GHz.

Das breitbandige Eingangssignal wird dem Eingang des Zeitbereichsmesssystems zugeführt. Ein schaltbarer, variabler Abschwächer erhöht die Dynamik des Messsystems für Störungen mit hohem Pegel. Im Frequenzbereich von 10 Hz bis 1,1 GHz erfolgt eine, wie in 2.4 beschriebene, Verarbeitung des Signals. Das durch die STFT berechnete zeitabhängige Kurzzeit-Spektrum wird zeitlich gemittelt und den digitalen Detektoren zugeführt. Das berechnete gemittelte Kurzzeit-Spektrum wird zur Anzeige gebracht.

Eingangssignale im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz werden durch kaskadierte, breitbandige Abwärtsmischer ins Basisband herabgemischt, in gleicher Weise wie Eingangssignale mit einer Frequenz unter 1,1 GHz abgetastet und weiter verarbeitet. Die Eingangsbandbreiten der Abwärtsmischer sind 1,1 GHz bis 6 GHz, 6 GHz bis 26,5 GHz und 26,5 GHz bis 40 GHz. Innerhalb dieser Bänder wird die Systemdynamik mittels breitbandiger Vorselektionsfilter erhöht. Das Frequenzband von 1,1 GHz bis 40 GHz wird dazu in neun breit-



**Abbildung 5.1:** Blockschaltbild des entwickelten, breitbandigen Zeitbereichsmesssystems mit Abwärtsmischung.

bandige Vorselektionsbänder aufgeteilt, die in Tabelle 5.1 aufgeführt sind. Jede Stufe verfügt über integrierte, rauscharme Vorverstärker, die zur Verbesserung der Systemdynamik nach der Vorselektion angeordnet sind.

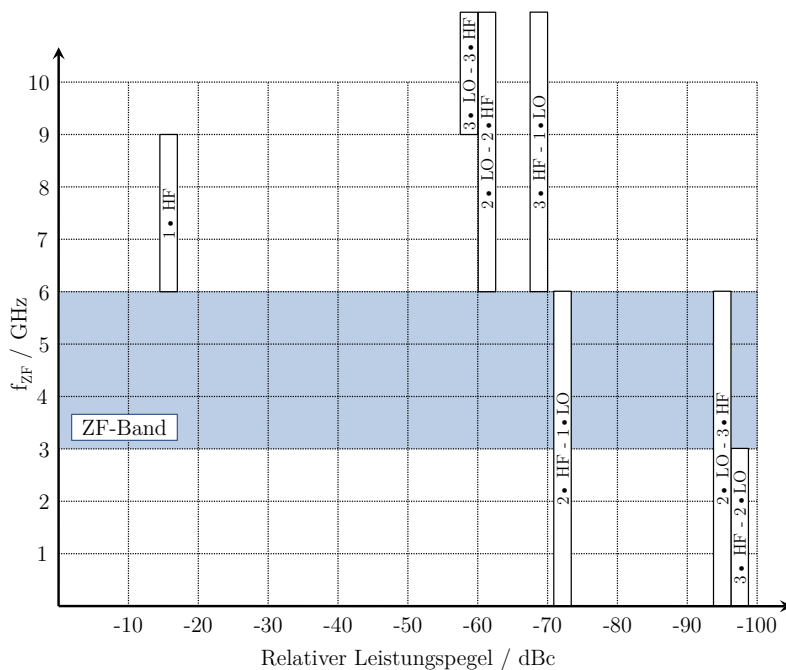
## 5.1 Bandaufteilung

In Kapitel 4.2 wurden Eigenstörungen und deren Ursachen bei frequenzumsetzenden Empfängern diskutiert. Um Eigenempfangsstellen zu minimieren, wurden die Vorselektionsbänder und die zugehörigen Lokaloszillatorfrequenzen optimiert. Als Beispiel ist in Abbildung 5.2 das Zwischenfrequenzband mit Eingangs- und Nebenempfangsstellen des Vorselektionsbands 2 im Frequenzbereich bis 10 GHz dargestellt. Die Berechnung der relativen Leistungspegel der Nebenempfangsstellen bezieht dabei die realen Isolationen des verwendeten Mischers mit ein.

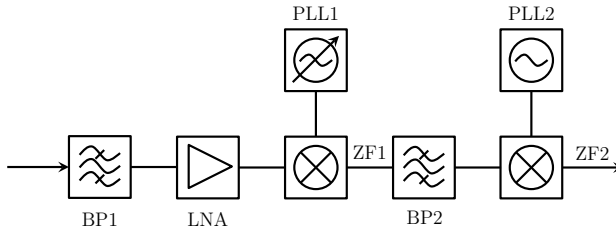
Der HF-ZF Durchschlag, der mit einem relativen Leistungspegel von etwa -15 dBc am ZF-Ausgang des Mischers auftritt, wird durch die Anordnung des ZF-Bandes verhindert, da sich das Eingangsband und das ZF-Band nicht überlappen. Nebenempfangsstellen werden nur mit einem relativen Leistungspegel

Vorselektionsband	Frequenzbereich / MHz
1	1100 - 6000
2	6000 - 9000
3	9000 - 13000
4	13000 - 18000
5	18000 - 22000
6	22000 - 26500
7	26500 - 29250
8	29250 - 33000
9	33000 - 40000

**Tabelle 5.1:** Breitbandige Vorselektionsbänder.



**Abbildung 5.2:** Nebenempfangsbänder in Vorselektionsband 2.



**Abbildung 5.3:** Blockschaltbild des 1,1 GHz bis 6 GHz Abwärtsmischers.

von weniger als  $-70$  dBc in das ZF-Band gemischt. Das Lokaloszillatorsignal liegt ausserhalb des ZF-Bandes.

## 5.2 Zeitbereichsmesssystem bis 6 GHz

In [36] wurde ein Zeitbereichsmesssystem mit einer Bandbreite von 9 kHz bis 3 GHz und darauf aufbauend in [37] ein Zeitbereichsmesssystem mit einer Bandbreite von 9 kHz bis 6 GHz vorgestellt. Die Erweiterung des Frequenzbereichs oberhalb der Nyquistfrequenz des Zeitbereichsmesssystems bis 1 GHz wurde durch die Kombination von breitbandiger Abtastung und Signalverarbeitung mit einem mehrstufigen, breitbandigen Abwärtsmischer nach Abbildung 5.1 erreicht. Das Blockschaltbild des 1,1 GHz bis 6 GHz Abwärtsmischers ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

Um eine Unterdrückung der Spiegelfrequenz am ersten Mischer mit nur einem festen Bandpassfilter  $BP_1$  zu erreichen, erfolgt die Abwärtsmischung in zwei Stufen mit einem ersten, hohen Zwischenfrequenzband  $ZF_1$  oberhalb des Eingangsbandes. Das Bandpassfilter  $BP_1$  mit der Bandbreite von 1,1 GHz bis 6 GHz dient auch als Vorselektionsfilter und erhöht die Dynamik des Messsystems. Das Eingangssignal im Vorselektionsband 1 wird in 16 Subbänder mit einer Bandbreite von je etwa 325 MHz unterteilt. Die Subbänder werden nacheinander in das erste hohe Zwischenfrequenzband  $ZF_1$  gemischt. Ein breitbandig einstellbarer PLL-Synthesizer mit niedrigem Phasenrauschen erzeugt das dafür benötigte breitbandig einstellbare Lokaloszillatorsignal. Ein zur Erhöhung der Systemdynamik nach  $BP_1$  angeordneter rauscharmer Vorverstärker verbessert die Empfindlichkeit des Systems. Die einzelnen Subbänder werden mittels des Bandpassfilters  $BP_2$  gefiltert und mit einem breitbandigen Mischer und einem in der Frequenz festem Lokaloszillatorsignal in das Basisband unterhalb 1,1 GHz herabgemischt und abgetastet. Die Abwärtsmischung erfolgt in die Bänder 3 und 4 gemäss Abbildung 2.4.

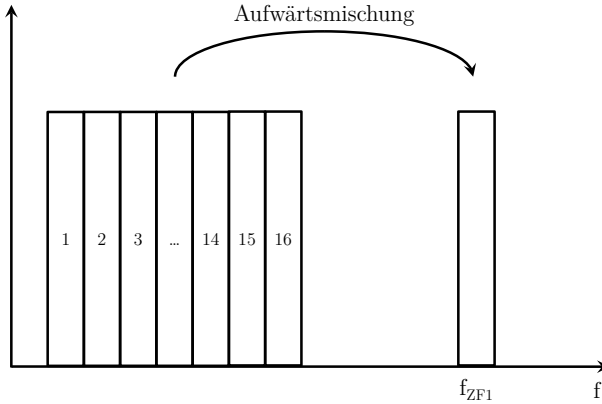
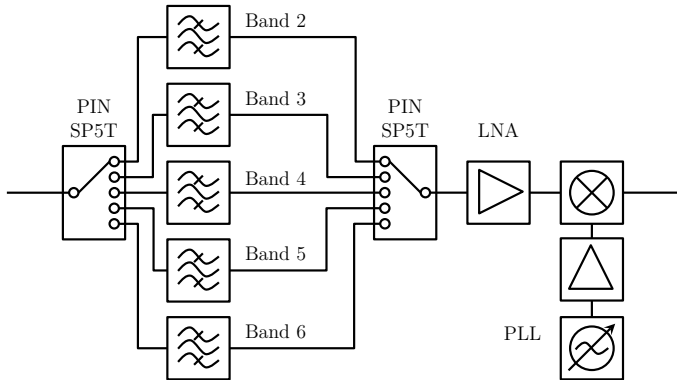


Abbildung 5.4: Bänderschema der Aufwärtsmischung.

### 5.3 Zeitbereichsmesssystem bis 26,5 GHz

Um Eingangssignale mit einer Frequenz über 6 GHz messen zu können, wurde das in 5.2 beschriebene System um einen weiteren Abwärtsmischer erweitert, wie aus Abbildung 5.1 ersichtlich. Es konnten dadurch Zeitbereichsmesssysteme mit einer Bandbreite von 9 kHz bis 18 GHz realisiert werden, die unter anderem in [15, 38, 83] vorgestellt wurden. In [15] wurde ein breitbandiges Zeitbereichsmesssystem zur Messung elektromagnetischer Emissionen bis 18 GHz gezeigt, sowie das Eigenrauschen und die Messgeschwindigkeit des Systems untersucht. In [83] konnte gezeigt werden, dass das Messsystem bis 18 GHz die Dynamikvoraussetzungen der CISPR 16-1-1 erfüllt. Weiterhin wurden die nicht-stationären Emissionen eines Mikrowellenherdes mit Hilfe des Echtzeit-Spektrogramms untersucht. In [38] konnte gezeigt werden, dass ein derartiges System aufgrund der Reduzierung der Messzeit einer einzelnen Messung um mehrere Größenordnungen im Vergleich mit einem konventionellen Messempfänger die Erfassung der Richtcharakteristik eines Arbeitsplatzrechners mit hoher Frequenz- und Winkelauflösung ermöglicht.

Das Konzept des breitbandigen Zeitbereichsmesssystems bis 18 GHz wurde auf einen Frequenzbereich von 9 kHz bis 26,5 GHz erweitert und darauf basierende Messsysteme in [84–86] vorgestellt. In [84] wurde die spektrale Rauschleistungsdichte des Eigenrauschens des Messsystems bis 26,5 GHz charakterisiert. Es wurden Messungen einer Datenübertragung zwischen zwei Mobiltelefonen gezeigt. In [85] wurden zwei verschiedene Ansätze zur Zeitbereichsmes-



**Abbildung 5.5:** Blockschaltbild des 6 GHz bis 26,5 GHz Abwärtsmischers.

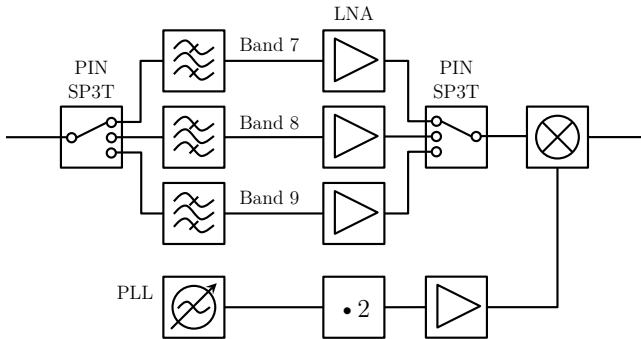
sung elektromagnetischer Emissionen jenseits der ersten Nyquist-Zone aktueller AD-Wandler präsentiert und verglichen. In [86] konnten Messungen der Emissionen des Netzteils und der Datenübertragung an den Monitor eines Arbeitsplatzrechners gezeigt werden. Das vorgestellte System erfüllt die Voraussetzungen der Standards CISPR 16-1-1, DO-160F und MIL-STD-461F [49].

Das Blockschaltbild des 6-26,5 GHz Abwärtsmischers ist in Abbildung 5.5 dargestellt. Das Emissionsspektrum im Frequenzbereich von 6 GHz bis 26,5 GHz wird in fünf ultra-breitbandige Subbänder mit Bandbreiten zwischen 3 GHz und 5 GHz aufgeteilt. Die Umschaltung zwischen den einzelnen Bandpassfiltern der Vorselektion erfolgt mit breitbandigen PIN-Dioden-Schaltern (engl. positive intrinsic negative, kurz PIN) mit niedriger Einfügedämpfung, um eine niedrige Systemrauschzahl in diesem Frequenzbereich sicherzustellen. Die Empfindlichkeit des Systems wird durch einen nachgeschalteten, rauscharmen Vorverstärker erhöht. Die einzelnen Bänder werden in einem breitbandigen Mischers mit niedrigem Konversionsverlust und einem variablen Lokaloszillatorsignal in das Vorselektionsband 1 von 1,1 GHz bis 6 GHz herabgemischt.

## 5.4 Zeitbereichsmesssystem bis 40 GHz

Zur Abwärtsmischung des Frequenzbandes von 26,5 GHz bis 40 GHz wird ein dritter Abwärtsmischer verwendet. Ein auf dieser Architektur basierendes Zeitbereichsmesssystem mit einer Bandbreite von 10 Hz bis 40 GHz wurde in [16] vorgestellt. Die Realisierung des breitbandigen Abwärtsmischers im Millimeterbereich wurde in [16] gezeigt. In [41] wurde auf die Eignung des Systems zur





**Abbildung 5.6:** Blockschaltbild des 26,5 GHz bis 40 GHz Abwärtsmischers.

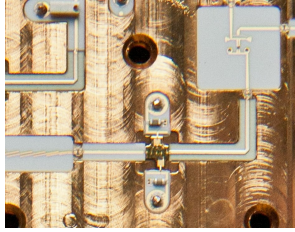
Charakterisierung nicht-stationärer Messsignale mit Hilfe des Echtzeit-Spektrogramms und der Auswertung der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion eingegangen.

Das Blockschaltbild des 26,5-40 GHz Abwärtsmischers wird in Abbildung 5.6 gezeigt. Analog zum in 5.3 beschriebenen 6-26,5 GHz Abwärtsmischer enthält dieser drei ultra-breitbandige Vorselektionsfilter, die mit breitbandigen PIN-Dioden-Schaltern ausgewählt werden. Durch die Verwendung rauscharmer Vorverstärker wird eine hohe Empfindlichkeit des Messsystems erreicht. Die einzelnen Vorselektionsbänder 7 bis 9 werden in die Vorselektionsbänder 2 bis 3 von 6 GHz bis 13 GHz herabgemischt.

Die einzelnen Schaltungen wurden auf  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Substraten in Dünnschichttechnik und hybrider Aufbautechnik mit monolithischen Schaltkreisen (engl. monolithic microwave integrated circuit, kurz MMIC) realisiert. Abbildung 5.7 zeigt eine Ausschnittsvergrößerung aus dem Abwärtsmischer mit der Bandbreite von 26,5 GHz - 40 GHz. In der Abbildung sind der breitbandige Mischer, der Verstärker des Lokaloszillatorsignals sowie das Lokaloszillatorfilter zu erkennen.

## 5.5 Frequenzkorrektur bei der Abwärtsmischung

Wie schon in Kapitel 2.4 beschrieben, wird das Frequenzband bis 1,3 GHz in acht Subbänder mit einer Bandbreite von je 162,5 MHz aufgeteilt. Diese Bänder werden sequentiell digital ins Basisband gemischt und dort verarbeitet. Um die dimensionslosen, durch die FFT berechneten Spektralwerte realen Frequenzen zuzuordnen, werden die Frequenzen der Bandgrenzen der N Bänder



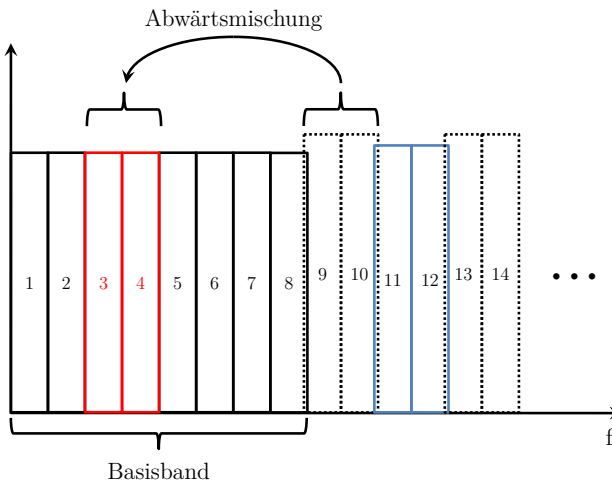
**Abbildung 5.7:** Ausschnittsvergrößerung aus dem realisierten Abwärtsmischer-Modul mit der Bandbreite von 26,5 GHz-40 GHz.

$f_N$  wie folgt berechnet

$$f_N = N \frac{f_s}{16}, \quad (5.1)$$

wobei  $f_s$  die Abtastfrequenz ist.

Abbildung 5.8 zeigt die Aufteilung der Bänder. Im Frequenzbereich oberhalb des Basisbandes des Messsystems werden je zwei Subbänder mit der Bandbreite von 162,5 MHz in die Basisbandbänder 3 und 4 herabgemischt. Die Aus-



**Abbildung 5.8:** Bandaufteilung.

gangsfrequenz  $f_{\text{Out}}$  eines PLL-Synthesizers ist

$$f_{\text{Out}} = N f_{\text{PD}} = N \frac{f_{\text{Ref}}}{R}, \quad (5.2)$$

mit den Teilungsfaktoren  $N, R \in \mathbb{N}$ , der Phasendetektorfrequenz  $f_{\text{PD}}$  und der Frequenz des Referenzoszillators  $f_{\text{Ref}}$  [87]. Der einstellbare Frequenzschritt ist  $\Delta f = f_{\text{PD}}$ .

Um nicht gemessene Frequenzbänder an den Bandgrenzen zu vermeiden, überlappen sich die Bänder ab Band 9 paarweise um  $\Delta f/2$ . Dadurch ergibt sich bei den Berechnung der Bandgrenzen der höheren Bänder ab 1,1 GHz bei der Anwendung von (5.1) ein Frequenzfehler durch die kumulierte Überlappung der Bänder. Dieser Frequenzfehler wird durch einen Term korrigiert, so dass

$$f_N = N \frac{f_s}{16} + N \frac{\Delta f}{2} \quad \text{mit} \quad N = 8, 10, 12, \dots \quad (5.3)$$

ist.

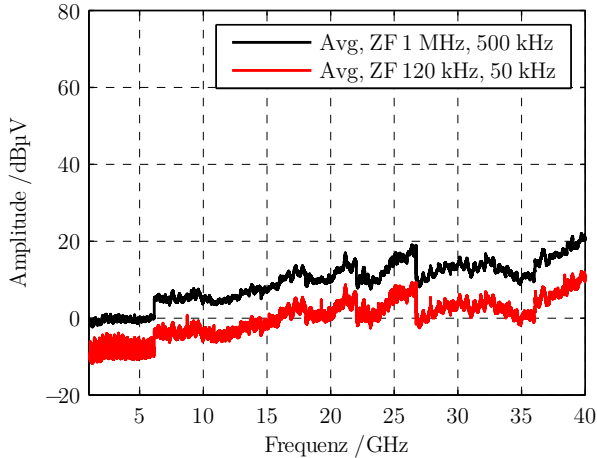
## 5.6 Ablauf einer Messung

Im Messempfängermodus erfolgt eine Messung über einen bestimmten Frequenzbereich mit einer festen ZF-Bandbreite. Dazu wird im Frequenzbereich oberhalb 1,1 GHz jedes Subband mit der Bandbreite von 325 MHz mit festen Lokaloszillatorfrequenzen in den Abwärtsmischern herabgemischt. Das letzte Zwischenfrequenzband sind die Bänder 3 und 4 gemäss Abbildung 5.8, die je eine Bandbreite von 162,5 MHz besitzen. Für jedes herabgemischte Subband wird das Signal im Basisband abgetastet und das Spektrum berechnet. Es werden alle Subbänder, die im zu messenden Frequenzbereich liegen in gleicher Weise behandelt. Die Spektren werden aneinandergereiht und das gesamte Spektrum zur Anzeige gebracht.

Die Darstellung eines lückenlosen Echtzeit-Spektrogramms ist mit einer Bandbreite von 162,5 MHz bis zu 40 GHz möglich. Dazu werden die Lokaloszillatorfrequenzen für ein Subband konstant gehalten und das herabgemischte Eingangssignal unterbrechungsfrei über den Beobachtungszeitraum im Basisband abgetastet und das Spektrogramm mit Hilfe der STFT berechnet.

## 5.7 Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit des Zeitbereichsmesssystems wird durch sein Eigenrauschen begrenzt. Der angezeigte Pegel des Eigenrauschens wird als Rauschboden bezeichnet [61]. Dieser muss für die Messung von Signalen mit kleinem Pegel möglichst niedrig sein.



**Abbildung 5.9:** Gemessener Rauschboden des Zeitbereichsmesssystems bis 40 GHz.

Zur Abschätzung des Eigenrauschens der realisierten Zeitbereichsmesssysteme oberhalb von 1,1 GHz kann die System-Rauschzahl  $F_{\text{Sys}}$  mit (4.14) und den Werten für die Verstärkung und der Rauschzahl der einzelnen Komponenten der Abwärtsmischer berechnet werden. Mit  $F_{\text{Sys}}$  und (4.12) kann die Eigenrauschleistung  $P_{\text{N,Sys}}$  bei verschiedenen Auflösebandbreiten mit den äquivalenten Rauschbandbreiten  $B_{\text{ENB}}$  abgeschätzt werden. Die Eigenrauschleistung  $P_{\text{N,Sys}}$  ist dann

$$P_{\text{N,Sys}} = F_{\text{Sys}} k T_0 B_{\text{ENB}}. \quad (5.4)$$

Der angezeigte Spannungspegel des Rauschbodens  $U_{\text{NF}}$  im logarithmischen Massstab ist

$$U_{\text{NF}} = \sqrt{P_{\text{N,Sys}} Z_0} \text{ dB}\mu\text{V}, \quad (5.5)$$

mit der Bezugsimpedanz  $Z_0$ .

In Abbildung 5.9 ist der mit dem in [16] vorgestellten Zeitbereichsmesssystem bis 40 GHz gemessene Rauschboden bei Auflösebandbreiten von 120 kHz und 1 MHz, einer Eingangsabschwächung von 0 dB und reflexionsfrei abgeschlossenem Eingang dargestellt. Zur Messung wurde der Mittelwertdetektor verwendet.

In Tabelle 5.2 sind die berechneten und gemessenen Werte des Mittelwerts des angezeigten Spannungspegels des Rauschbodens in den jeweiligen Band-

	$NF_{\text{Sys}}$ /dB berechnet	$U_{\text{NF}}$ /dB $\mu$ V berechnet	$U_{\text{NF}}$ /dB $\mu$ V gemessen	$P_{\text{N,f}}$ /dBm/Hz gemessen
1,1 - 6 GHz	6,5	-9,7	-9,3	-167,1
6 - 26,5 GHz	15,5	-0,7	-0,0	-157,8
26,5 - 40 GHz	19,2	3,0	3,6	-154,2

**Tabelle 5.2:** Vergleich der berechneten und gemessenen Werte des mittleren Rauschbodens von 1,1 GHz bis 40 GHz bei einer Auflösebandbreite von 120 kHz.

breiten der Abwärtsmischer von 1,1- 40 GHz dargestellt. Die Berechnung erfolgte für die Auflösebandbreite  $B_{\text{ZF}} = 120$  kHz. Für die Berechnung der Systemrauschzahlen  $F_{\text{Sys}}$  in den Frequenzbereichen mit (3.16) wurden die dokumentierten Werte für die Verstärkungen und die Rauschzahlen der Komponenten bis zum ersten Mischer berücksichtigt. Die äquivalente Rauschbandbreite  $B_{\text{ENB},120\text{ kHz}}$  der Gauss-förmigen Fensterfunktion mit der ZF-Bandbreite  $B_{\text{ZF}} = 120$  kHz ist  $B_{\text{ENB},120\text{ kHz}} = 90,3$  kHz [24]. Der Mittelwert der spektralen Rauschleistungsdichte  $P_{\text{N,f}}$  wurde gemäss (4.15) für jeden Frequenzbereich aus den gemessenen Spannungswerten berechnet.

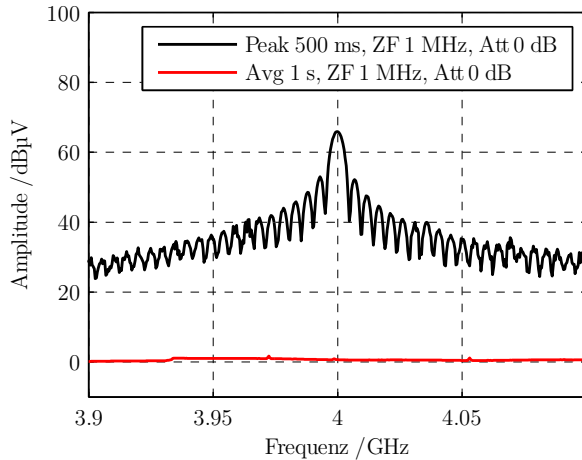
Die Differenz zwischen dem berechneten und angezeigten Spannungspegel des Rauschbodens lässt sich durch bei der Abschätzung nicht berücksichtigte Leitungsverluste erklären.

## 5.8 Dynamik

Nach der CISPR 16-1-1 wird der Dynamikbereich eines Messempfängers unterhalb von 1 GHz durch die Messung breitbandiger Pulse mit festgelegten Impulsflächen und Puls wiederholraten festgestellt. Dabei wird eine ZF-Dynamik von mindestens 43,5 dB verlangt [13].

In der CISPR 16-1-1 werden zur Detektorkalibrierung oberhalb 1 GHz pulsmodiulierte Sinussignale spezifiziert. Dazu muss für die Pulsbreite  $w = (B_{\text{Imp}}/3)^{-1}$  gelten, wobei  $B_{\text{Imp}}$  die Impulsbandbreite des ZF-Filters darstellt. Für die Normbandbreite 1 MHz oberhalb von 1 GHz ergibt sich daraus eine maximale Pulsbreite von 333,3 ns. EMV-Messgeräte müssen oberhalb von 1 GHz eine ausreichend hohe Dynamik zur Verfügung stellen, um pulsmodiulierte Signale richtig bewerten zu können.

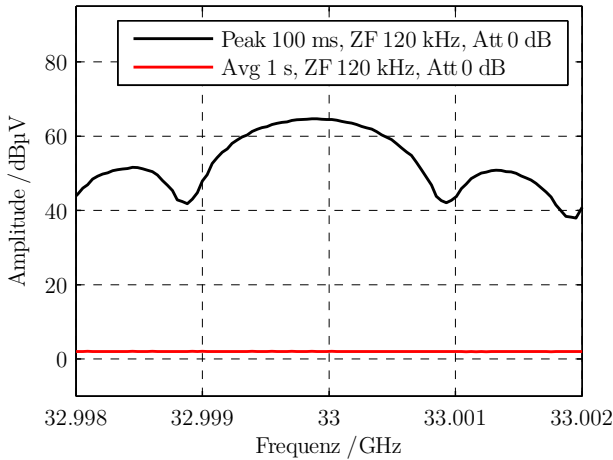
Die Spezifikation des RMS-Average Detektors nach CISPR 16-1-1 verlangt eine ZF-Dynamik von mindestens 40 dB für Messungen oberhalb von 1 GHz. Um die Dynamik der realisierten Zweitbereichsmesssysteme zu charakterisie-



**Abbildung 5.10:** Gemessene Spektren eines pulsmodulierten Sinussignals mit einer Trägerfrequenz von 4 GHz.

ren, wurden Messungen an pulsmodulierten Sinussignalen mit dem in [16] vorgestellten Zeitbereichsmesssystem vorgenommen. In Abbildung 5.10 sind die gemessenen Spektren eines pulsmodulierten Sinussignals mit einer Trägerfrequenz von 4 GHz dargestellt. Die Pulsbreite betrug 200 ns, was der fünffachen Bandbreite der verwendeten Auflösungsbreite von 1 MHz entspricht. Die Pulswiederholfrequenz betrug 10 Hz. Die Messung erfolgte mit dem Spitzenwertdetektor mit einer Verweildauer von 500 ms und dem Mittelwertdetektor mit einer Verweildauer von 1 s. Bei dieser Pulswiederholfrequenz und der Verweildauer von 1 s zeigt der Mittelwertdetektor das Eigenrauschen des Systems. Die Differenz zwischen der maximalen Anzeige des Spitzenwertdetektors und der Anzeige des Mittelwertdetektors gibt die ZF-Dynamik bei dieser Messung wieder. Für die Messungen in Abbildung 5.10 ergibt sich eine ZF-Dynamik von 65 dB, wodurch das Zeitbereichsmesssystem die Dynamikanforderungen der CISPR 16-1-1 um mehr als 25 dB übertrifft.

Für die Messungen in Abbildung 5.11 wurde ein pulsmoduliertes Sinussignal mit einer Trägerfrequenz von 33 GHz eingespeist. Die Pulsbreite betrug  $1 \mu\text{s}$ , die Pulswiederholfrequenz 10 Hz. Da eine ZF-Bandbreite von 120 kHz verwendet wurde, besitzt das pulsmodulierte Sinussignal etwa die achtfache Bandbreite des ZF-Filters. Der Abstand zwischen Spitzenwert- und Mittelwertanzeige beträgt 62,7 dB. Die ZF-Dynamik dieser Messung kann in die entsprechen-



**Abbildung 5.11:** Gemessene Spektren eines pulsmodulierten Sinussignals mit einer Trägerfrequenz von 33 GHz.

de ZF-Dynamik bei einer Auflösungsbreite von 1 MHz umgerechnet werden. Die Differenz im Anzeigepiegel des Pulspegels  $\Delta A_{\text{Puls}}$  und des Rauschpegels  $\Delta A_{\text{Noise}}$  ergeben sich zu

$$\begin{aligned} \Delta A_{\text{Puls}} &= 20 \log_{10} \left( \frac{B_{\text{imp},1 \text{ MHz}}}{B_{\text{imp},120 \text{ kHz}}} \right) & (5.6) \\ &= 20 \log_{10} \left( \frac{1 \text{ MHz}}{120 \text{ kHz}} \right) \\ &= 18,4 \text{ dB} , \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta A_{\text{Noise}} &= 10 \log_{10} \left( \frac{B_{\text{ENB},1 \text{ MHz}}}{B_{\text{ENB},120 \text{ kHz}}} \right) & (5.7) \\ &= 10 \log_{10} \left( \frac{1 \text{ MHz}}{120 \text{ kHz}} \right) \\ &= 9,2 \text{ dB} , \end{aligned}$$

$$(5.8)$$

wobei  $B_{\text{imp}}$  und  $B_{\text{ENB}}$  die äquivalenten Rauschbandbreiten der ZF-Filter sind. Die Messungen zeigen eine ZF-Dynamik von  $62,7 \text{ dB} + 9,2 \text{ dB} = 71,9 \text{ dB}$  für eine Auflösungsbreite von 1 MHz.

## 5.9 Unterdrückung von Eigenstörungen

In einem Messsystem können Eigenstörungen nur bis zu einem gewissen Grad vermieden werden. Um den verzerrungsfreien Dynamikbereich zu erweitern, wurde in [37] ein Verfahren zur Unterdrückung dieser Störungen für das Zeitbereichsmesssystem bis 6 GHz vorgestellt. Dazu werden zwei Messungen durchgeführt. In der ersten Messung wird das Spektrum bestimmt. In der zweiten Messung werden die Lokaloszillatorfrequenzen um  $\Delta f_{LO}$  geändert, des Spektrum aufgenommen und digital in der Frequenz um  $-\Delta f_{LO}$  verschoben.

Das Mischprodukt mit der Frequenz  $f_{LO} + f_{HF}$  erscheint etwa im Spektrum der ersten Messung bei  $f_{ZF,1}$ , in der zweiten Messung bei  $f_{ZF,2}$ :

$$f_{ZF,1} = f_{LO} + f_{HF}, \quad (5.9)$$

$$f_{ZF,2} = [(f_{LO} + \Delta f_{LO}) + f_{HF}] - \Delta f_{LO} = f_{LO} + f_{HF}. \quad (5.10)$$

Das Mischprodukt mit der Frequenz  $2f_{LO} + f_{HF}$  erscheint im Spektrum der ersten Messung bei  $f_{ZF,1}$ , in der zweiten Messung bei  $f_{ZF,2}$ :

$$f_{ZF,1} = 2f_{LO} + f_{HF}, \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} f_{ZF,2} &= [2(f_{LO} + \Delta f_{LO}) + f_{HF}] - \Delta f_{LO}, \quad (5.12) \\ &= 2f_{LO} + f_{HF} + \Delta f_{LO}. \end{aligned}$$

Der Unterschied der Frequenzlage der Mischprodukte zwischen der zweiten Messung und der ersten Messung ist also

$$\Delta f = (m - 1)\Delta f_{LO}. \quad (5.13)$$

Die im ZF-Signal vorkommenden Frequenzkomponenten der Mischprodukte bis  $m, n = 2$  für die beiden Messungen sind in Tabelle 5.3 aufgeführt. Dabei wurde  $f_{LO} > f_{HF}$  nach (4.1) angenommen.

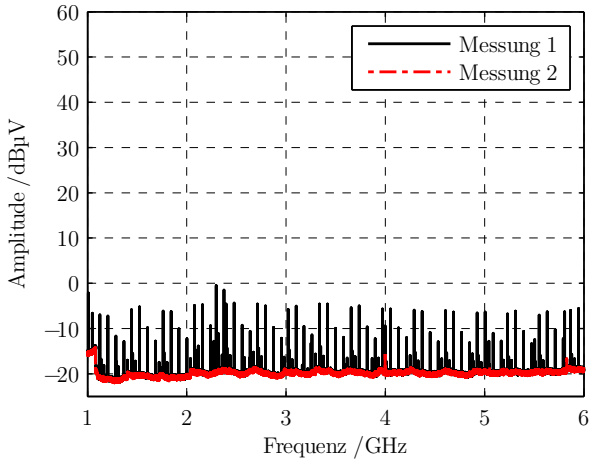
Das angezeigte Spektrum wird derart aus beiden gemessenen Spektren zusammengesetzt, dass an jeder Frequenz der kleinere Amplitudenwert ausgewählt wird. Aus Tabelle 5.3 wird ersichtlich, dass für  $m = 1$   $f_{ZF,1} = f_{ZF,2}$  gilt. Für  $m > 1$  ist  $f_{ZF,1} \neq f_{ZF,2}$ , wodurch an diesen Frequenzen der Pegel des Rauschbodens angezeigt wird.

In Abbildung 5.12 sind Messungen des Rauschbodens dargestellt. Die Messung erfolgte mit einer Auflösebandbreite von 9 kHz mit einer Frequenzauflösung von 5 kHz. In jeder Messung wurden etwa 1 000 000 Punkte erfasst und die Messzeit betrug etwa 100 s. Messung 1 zeigt den Rauschboden des Systems ohne Reduzierung der Eigenstörungen. In Messung 2 wurde das Verfahren zur Unterdrückung der Eigenstörungen angewandt. Durch die Verwendung dieses Verfahrens können die Eigenstörungen des Systems auf Pegel unterhalb  $-15 \text{ dB}\mu\text{V}$  gesenkt werden.



m	Erste Messung $f_{ZF,1}$	Zweite Messung $f_{ZF,2}$
1	$f_{LO} + f_{HF}$ $f_{LO} - f_{HF}$ $f_{LO} + 2 f_{HF}$ $f_{LO} - 2 f_{HF}$	$f_{LO} + f_{HF}$ $f_{LO} - f_{HF}$ $f_{LO} + 2 f_{HF}$ $f_{LO} - 2 f_{HF}$
2	$2f_{LO} + f_{HF}$ $2f_{LO} - f_{HF}$ $2f_{LO} + 2 f_{HF}$ $2f_{LO} - 2 f_{HF}$	$2f_{LO} + f_{HF} + \Delta f_{LO}$ $2f_{LO} - f_{HF} + \Delta f_{LO}$ $2f_{LO} + 2 f_{HF} + \Delta f_{LO}$ $2f_{LO} - 2 f_{HF} + \Delta f_{LO}$

**Tabelle 5.3:** Lage der Mischprodukte bis  $m,n = 2$ .



**Abbildung 5.12:** Unterdrückung von Eigenstörungen.



## 6 Realisierung der Komponenten im Mikro- und Millimeterwellenbereich

Zur Umsetzung der Systemkonzepte aus Kapitel 5 und der Realisierung der Abwärtsmischer werden breitbandige Komponenten benötigt, deren Bandbreite sich bis in den Millimeterwellenbereich erstreckt.

Um höchste Empfindlichkeit zu garantieren wurden Vorselektionsfilter und breitbandige Schalter mit geringer Einfügedämpfung entwickelt. Die Filter wurden in planarer Bauweise realisiert, wobei seitlich-gekoppelte Mikrostreifenleitungsfilter und quasi-konzentrierte Suspended-Stripline-Filter entwickelt wurden. Zur Umschaltung der Vorselektionsbänder wurden PIN-Dioden-Schalter mit drei und fünf Pfaden realisiert, die auf Einzeldioden und Dioden-Chips basieren. Die Anpassung der Schalter konnte besonders bei hohen Frequenzen durch Aussparungen in der Massefläche (engl. defected ground structures, kurz DGS) verbessert werden. Die rauscharmen Verstärker basieren auf monolithischen Schaltkreisen, die in Hybridschaltungen integriert wurden.

Zur Frequenzumsetzung wurden mehrere breitbandige PLL-Synthesizer im Frequenzbereich bis 20 GHz entwickelt. Als Mischer wurden monolithisch integrierte, passive Bausteine für den Eingangs-Frequenzbereich von 1 GHz bis 26,5 GHz verwendet. Für den Frequenzbereich von 26,5 GHz bis 40 GHz wurden breitbandige Doppelgegentaktmischer entwickelt, die die erforderliche extreme ZF-Bandbreite von bis zu 14,5 GHz aufweisen. Diese basieren auf planaren Marchand-Baluns und Schottky-Dioden-Quartetts in Chip-Form.

Die Realisierung der Schaltungen erfolgte in hybrider Bauweise auf glasfaserverstärkten, polymerbasierten HF-Substraten und auf Aluminiumoxid-Substraten. Die Schaltungen wurden in dafür entwickelte, in dieser Bandbreite resonanzfreie Gehäuse eingebaut und die einzelnen Schaltungen in Abwärtsmischer-Module integriert. Ein Ausschnitt aus dem 40 GHz-Abwärtsmischer-Modul ist in Abbildung 5.7 abgebildet.

Im Folgenden wird der theoretische Hintergrund der Komponenten dargestellt und die Implementierung einer Auswahl der entwickelten Komponenten erläutert. Es werden Simulations- und Messungsergebnisse einiger PIN-Dioden-Schalter, Filter und Mischer gezeigt und diskutiert.

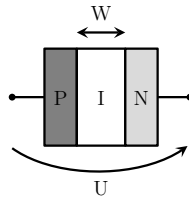


Abbildung 6.1: Aufbau einer PIN-Diode.

## 6.1 PIN-Dioden Schalter

### 6.1.1 Grundlegende Theorie

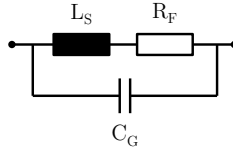
PIN-Dioden sind Halbleiter-Bauelemente, die im Hochfrequenzbereich als Schalter, Modulatoren und steuerbare Abschwächer eingesetzt werden. Der Aufbau einer PIN-Diode ist in Abbildung 6.1 dargestellt. PIN-Dioden besitzen eine zwischen den positiv- (P) und negativ- (N) dotierten Schichten eingefügte, minimal dotierte oder intrinsische (I) Schicht. Wird eine Spannung  $U$  grösser als die Vorwärtsspannung  $U_F$  ( $U > U_F$ ) an die Diode angelegt, so werden Ladungsträger aus der p- und n-dotierten Schicht in die intrinsische Schicht injiziert. Die in der intrinsischen Schicht vorhandene Ladung  $Q$  ist durch den injizierten Strom  $I_F$  durch

$$I_F = dQ/dt + Q/\tau \quad (6.1)$$

bestimmt, da die vorhandenen Ladungsträger mit der durchschnittlichen Ladungsträgerlebensdauer  $\tau$  rekombinieren. Es steht ab einem kleinen, konstanten injizierten Strom  $I_F$  im mA-Bereich eine Restladung  $Q = I_F \cdot \tau$  für den Stromfluss zur Verfügung. Die PIN-Diode verhält sich im Vorwärtsbetrieb wie ein sehr linearer, stromgesteuerter Widerstand  $R_F$  dessen Wert durch

$$R_F = \frac{W^2}{I_F \cdot \tau (\mu_n + \mu_p)} \quad (6.2)$$

bestimmt ist, wobei  $W$  die Breite der intrinsischen Schicht und  $\mu_n$  und  $\mu_p$  die Beweglichkeiten für Elektronen und Löcher darstellen [88]. Aufgrund der Trägheit der Rekombination der Ladungsträger führt eine zusätzlich angelegte Wechselfspannung mit einer Frequenz oberhalb der Transitfrequenz  $f_T$  nicht zu einer Aussteuerung der Diode. Unterhalb der Transitfrequenz  $f_T$  steuert die Wechselfspannung die PIN-Diode aus und sie verhält sich wie eine PN-Diode. Das Ersatzschaltbild der PIN-Diode im Vorwärtsbetrieb ist in Abbildung 6.2



**Abbildung 6.2:** Ersatzschaltbild der PIN-Diode in Vorwärtsbetrieb ( $U > U_F$ ).

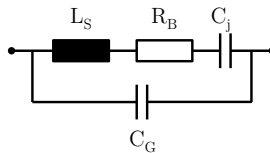
dargestellt und zeigt die Serienschaltung des stromgesteuerten Widerstandes  $R_S$  mit der Zuleitungsinduktivität  $L_S$  [89].  $C_G$  fasst die sich durch das Gehäuse ergebenden Parallelkapazitäten zusammen.

Wird eine Spannung in Sperrrichtung an die Diode angelegt ( $U < 0$ ), so verarmt die intrinsische Zone an Ladungsträgern, was zu einer Erhöhung ihres Serienwiderstandes führt. Das Ersatzschaltbild der PIN-Diode in Sperrrichtung ist in Abbildung 6.3 dargestellt. Die PIN-Diode kann als Serienschaltung der Zuleitungsinduktivität  $L_S$ , des Bahnwiderstandes  $R_B$  und der Sperrschichtkapazität  $C_j$  beschrieben werden. Aufgrund der dicken intrinsischen Schicht, ist bei PIN-Dioden die Sperrschichtkapazität klein, wodurch Schalter mit PIN-Dioden eine hohe Isolation bis in den Millimeterwellen-Bereich aufweisen können.

Zur Verwendung von PIN-Dioden in Schaltern und steuerbaren Abschwächern werden im einfachsten Fall eine Serien- bzw. eine Paralleldiode verwendet. Vernachlässigt man die parasitären Gehäusereaktanzen und den Bahnwiderstand ( $C_G = L_S = 0$ ,  $R_B = 0$ ), so lassen sich die Durchlassdämpfung  $a_{d,s}$  und die Sperrdämpfung  $a_{s,s}$  für den Fall einer Seriediode mit dem Bezugswiderstand  $Z_0$  mit 6.3 und 6.4 berechnen [90].

$$a_{d,s} = 20 \log_{10} \left( 1 + \frac{R_F}{2Z_0} \right) \text{ dB} \quad (6.3)$$

$$a_{s,s} = 10 \log_{10} \left( 1 + \frac{1}{(4\pi f C_j Z_0)^2} \right) \text{ dB} \quad (6.4)$$



**Abbildung 6.3:** Ersatzschaltbild der PIN-Diode in Sperrbetrieb ( $U < 0$ ).

Die Durchlassdämpfung  $a_{d,s}$  ist also nur vom Verhältnis des Flusswiderstandes  $R_F$  und des Bezugswiderstandes  $Z_0$  abhängig und unter den genannten Näherungen frequenzunabhängig. Die Sperrdämpfung  $a_{s,s}$  ist im Wesentlichen von der Sperrschichtkapazität  $C_j$  abhängig und nimmt mit steigender Frequenz ab.

Für den Fall einer Paralleldiode ergeben sich die Durchlassdämpfung  $a_{d,p}$  und die Sperrdämpfung  $a_{s,p}$  mit den folgenden Gleichungen [90]:

$$a_{d,p} = 10 \log_{10} (1 + (\pi f C_j Z_0)^2) \text{ dB}, \quad (6.5)$$

$$a_{s,p} = 20 \log_{10} \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_F} \right) \text{ dB}. \quad (6.6)$$

Die Durchlassdämpfung  $a_{d,p}$  ist von der Sperrschichtkapazität  $C_j$  abhängig und nimmt mit steigender Frequenz quadratisch zu. Die Sperrdämpfung  $a_{s,p}$  ist frequenzunabhängig.

Um die Sperrdämpfung für hohe Frequenzen bei gleichzeitig niedriger Einfügedämpfung zu erhöhen, wird im Mikro- und Millimeterwellenbereich oft eine Kombination von einer Serieneiode mit einer Paralleldiode verwendet. Die Einfügedämpfung  $a_{d,sp}$  und die Sperrdämpfung  $a_{s,sp}$  berechnen sich nach 6.7 und 6.8 [89].

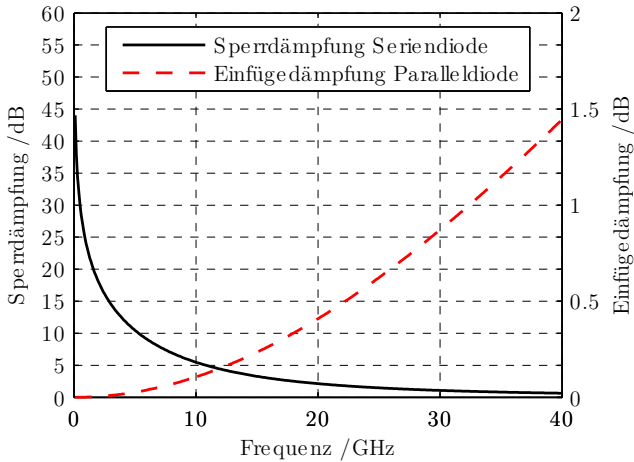
$$a_{d,sp} = 10 \log_{10} \left[ \left( 1 + \frac{R_F}{2Z_0} \right) + (\pi f C_j)^2 (Z_0 + R_F)^2 \right] \text{ dB} \quad (6.7)$$

$$a_{s,sp} = 10 \log_{10} \left[ \left( 1 + \frac{Z_0}{2R_F} \right)^2 + \frac{1}{4\pi f C_j Z_0} \left( 1 + \frac{Z_0}{R_F} \right)^2 \right] \text{ dB} \quad (6.8)$$

Beispielhaft wird im Folgenden eine typische PIN-Diode für den Mikrowellenbereich mit dem Flusswiderstand  $R_F = 6,5 \Omega$  bei einem Vorwärtsstrom von 20 mA und der Sperrschichtkapazität  $C_j = 100 \text{ fF}$  bei der Sperrspannung 10 V angenommen. In Abbildung 6.4 sind die erzielbare Sperrdämpfung für eine Serieneiode und die Einfügedämpfung für eine Paralleldiode abgebildet. Die zusätzlichen Verluste durch das zur Einstellung des Arbeitspunktes notwendigen Gleichstromnetzwerks (Bias-Netzwerk) werden nicht berücksichtigt. Die mit den drei genannten Schaltungen erzielbaren Werte für die Einfüge- und Sperrdämpfung mit der oben angenommenen PIN-Diode bei einer Frequenz von 18 GHz sind in Tabelle 6.1 aufgeführt. Durch die Kombination einer Serieneiode mit einer Paralleldiode kann die Sperrdämpfung bei nur geringfügig grösserer Einfügedämpfung stark erhöht werden.

### 6.1.2 Bias-Netzwerke mit DGS-Strukturen

Bei der Verwendung von SMD-Bauteilen (engl. surface mount device) in planaren Schaltungen ergibt sich oft das Problem, dass die Kontaktierungsflächen



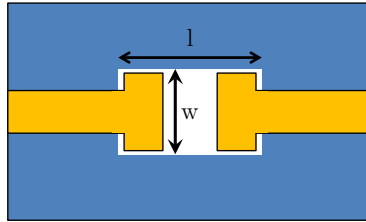
**Abbildung 6.4:** Verlauf der Sperrdämpfung mit einer Seriendiode und der Einfügedämpfung mit einer Paralleldiode.

der Bauteile breiter als die angepasste Mikrostreifenleitung ausfallen. Die charakteristische Impedanz  $Z_0$  eines Wellenleiters ergibt sich mit dem Induktivitätsbelag  $L_0$  und dem Kapazitätsbelag  $C_0$  zu  $Z_0 = \sqrt{L_0/C_0}$  [91]. Die Verbreiterung der Mikrostreifenleitung an den Kontaktierungsflächen führt zu einer Erniedrigung des Induktivitätsbelages und einer Erhöhung des Kapazitätsbelages und damit zu einer Verminderung der charakteristischen Impedanz der Leitung. Die eingeführten Störstellen erhöhen die Einfügedämpfung und vermindern die Rückflussdämpfung des Wellenleiters.

Um den Arbeitspunkt der PIN-Dioden einzustellen, wird ein Gleichstromnetzwerk bestehend aus einer Serienkapazität zur Wechselstromkopplung und einer Parallelinduktivität zur Einspeisung des Gleichstroms verwendet. Um die durch die Kontaktierungsflächen der Kondensatoren bedingten Störstellen

Topologie	Einfügedämpfung / dB	Sperrdämpfung / dB
Seriendiode	0,6	2,5
Paralleldiode	0,3	13,7
Serien-/Paralleldiode	0,9	19,2

**Tabelle 6.1:** Vergleich verschiedener Schalter-Topologien bei  $f = 18$  GHz.



**Abbildung 6.5:** DGS-Struktur (Oberseitenmetallisierung orange, Unterseitenmetallisierung blau, DGS-Struktur weiss).

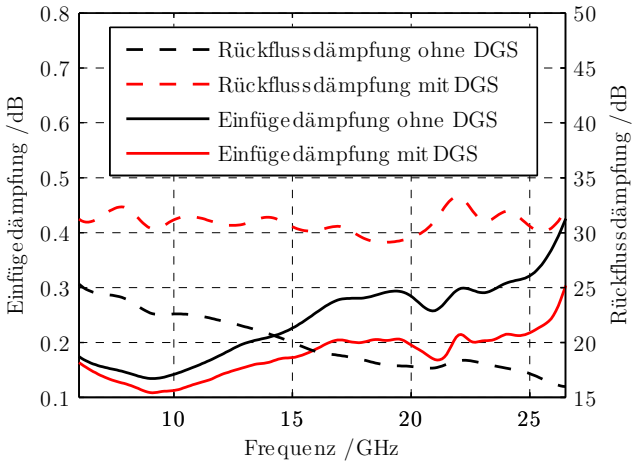
zu minimieren, wird unterhalb der Struktur ein Teil der Massemetallisierung ausgespart. Die resultierende Verminderung des Kapazitätsbelages an dieser Stelle führt zu einer angepassten Leitung an dieser Stelle. Abbildung 6.5 zeigt eine solche Struktur mit dem Übergang von der angepassten Mikrostreifenleitung auf die Kontaktierungsflächen für den Koppelkondensator. Die Länge  $l$  und Breite  $w$  der Masseaussparung wurden mit einem auf der Momenten-Methode basierten Feldsimulator so optimiert, dass die Diskontinuität kompensiert wurde. Der Koppelkondensator wurde in der Simulation durch seine Streuparameter modelliert.

In Abbildung 6.6 werden die Simulationsergebnisse einiger Streuparameter der DGS-Struktur im Frequenzbereich von 6 GHz bis 26 GHz gezeigt und mit der Simulation ohne Masseaussparung verglichen. Die Rückflussdämpfung lässt sich im Frequenzbereich bis 26 GHz durch die Kompensation der Diskontinuität um fast 15 dB erhöhen, die Einfügedämpfung der Struktur wird um 0,1 dB verringert.

### 6.1.3 Implementierung und Messungen

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene PIN-Dioden Schalter in hybrider Bauweise bis 40 GHz realisiert. Die Abbildungen 6.7 und 6.8 zeigen breitbandige SP3T- (engl. single pole triple throw) und SP5T-Schalter (single pole quintuple throw) basierend auf Einzeldioden und PIN-Dioden Chips. Die Realisierung des in Abbildung 6.7 dargestellten Schalters erfolgte mit Einzeldioden. Dabei wurde in jedem Pfad eine Serendiode und zwei Paralleldioden verwendet, um eine hohe Sperrdämpfung und niedrige Einfügedämpfung zu erzielen. Bei dem in Abbildung 6.8 gezeigten Schalter kam ein Dioden-Chip zum Einsatz, der in Bond-Technik kontaktiert wurde. Um die Anpassung zu verbessern, wurden die in Kapitel 6.1.2 besprochenen Aussparungen in der





**Abbildung 6.6:** Simulierte Einfüge- und Rückflussdämpfung der DGS-Strukturen.

Massefläche eingeführt. Die Gehäuseabmessungen wurden so optimiert, dass Gehäuseresonanzen erst ab einer Frequenz von etwa 35 GHz auftreten und damit keine Rolle spielen.

Die PIN-Dioden Schalter wurden mit 2,92 mm Steckverbindern kontaktiert und die Streuparameter an einem vektoriellen Netzwerkanalysator gemessen. Die gemessene Isolation und Einfügedämpfung eines SP3T-Schalters ist im Frequenzbereich von 5 GHz bis 20 GHz in Abbildung 6.9 dargestellt [94]. Die maximale Einfügedämpfung beträgt 2,5 dB, wobei der mittlere Pfad eine um 0,2 dB höhere Dämpfung aufweist. Dies ist auf die Verkopplung zwischen den Zweigen zurückzuführen. Die Isolation beträgt minimal 30 dB über den gesamten Frequenzbereich. Die Rückflussdämpfung ist über den ganzen Frequenzbereich besser als 15 dB.

Die Messergebnisse einiger Streuparameter eines SP5T-Schalters sind in Abbildung 6.10 dargestellt [40]. Im Frequenzbereich von 6 GHz bis 26 GHz wird eine maximale Einfügedämpfung von 3,5 dB erzielt, während die Isolation mindestens 30 dB beträgt. Die maximale Rückflussdämpfung ist 15 dB.

## 6.2 Filter

Filter werden z.B. in der Nachrichten- und Kommunikationstechnik eingesetzt, um erwünschte Signalanteile zu transmittieren und unerwünschte Signalanteile

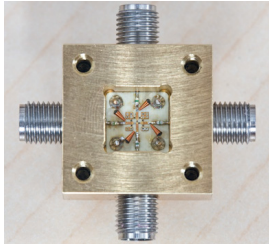


Abbildung 6.7: SP3T-Schalter [92].

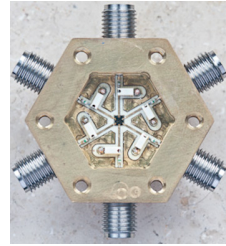


Abbildung 6.8: SP5T-Schalter [93].

abzuschwächen. Die Realisierung kann dabei als passives, aktives oder digitales Filter erfolgen. Im Folgenden wird auf den für die Messtechnik wichtigen Anwendungsbereich der passiven Mikrowellen- und Millimeterwellenfilter eingegangen. Derartige Filter finden als Tiefpass-, Hochpass- und Bandpassfilter in der Vorselektion oder zur Spiegelfrequenzunterdrückung Verwendung.

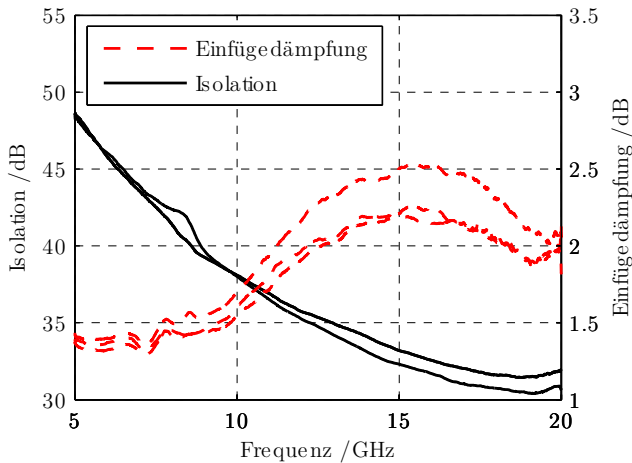


Abbildung 6.9: Messergebnisse des SP3T PIN-Dioden Schalters.

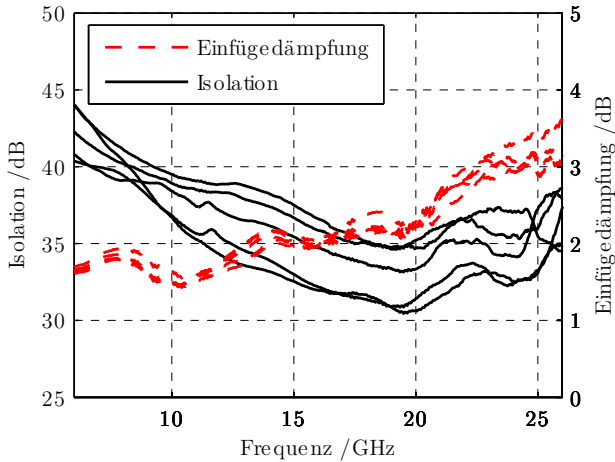


Abbildung 6.10: Messergebnisse des SP5T PIN-Dioden Schalters.

### 6.2.1 Grundlegende Theorie

Als Grundlage für die Filtersynthese kommen Tiefpassprototypen zum Einsatz [95]. Ein Tiefpassprototyp ist ein passives, reziprokes, verlustloses Zweitornetzwerk, wie in Abbildung 6.11 dargestellt. Üblicherweise besitzt das Filter die Grenzfrequenz  $\omega_g = 1$  und wird mit den Generator- und Lastimpedanzen  $Z_G = Z_L = 1 \Omega$  abgeschlossen [96]. Das Zweitor lässt sich vollständig durch seine Übertragungsfunktion  $H(s) = U_1/U_2$  beschreiben, wobei  $s = j\omega$  der komplexe Frequenzparameter ist. Der Quotient aus der verfügbaren Leistung der Quelle  $P_G$  und der in der Last absorbierten Leistung  $P_L$  ist ein Maß der

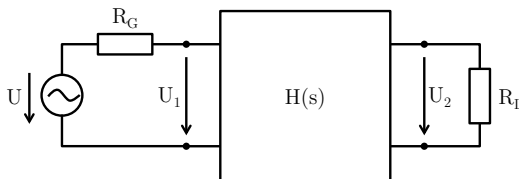


Abbildung 6.11: Beidseitig abgeschlossenes verlustloses Zweitor.

Leistungsübertragung und ist nach [97]

$$|H(s)|^2 = \frac{P_G}{P_L} = \frac{|U_1|^2/(8R_G)}{|U_2|^2/(2R_L)}. \quad (6.9)$$

Das Betriebsdämpfungsmaß  $a_b(\omega)$  definiert die Dämpfung des Filters in dB:

$$a_b(\omega) = 20 \log_{10} |H(s)| \text{ dB}. \quad (6.10)$$

Aufgrund der Passivität des Zweitors folgt  $|H(s)|^2 > 1$ . Zur Filtersynthese wird oft die Darstellung durch die charakteristische Funktion  $K(s)$  verwendet, für die  $|H(s)|^2 = 1 + K(s)$  gilt. Die charakteristische Funktion ist wie folgt definiert [98]

$$K(s) = \epsilon \cdot \frac{F(s)}{P(s)} = \epsilon \cdot \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}. \quad (6.11)$$

$a_n$  ist der Grad des Zählerpolynoms  $F(s)$  und  $b_n$  ist der Grad des Nennerpolynoms  $P(s)$ .  $\epsilon = b_n/a_n$  ist der maximale Rippel. Die Nullstellen des Zählerpolynoms  $F(s)$  sind Reflexionsnullstellen mit minimaler Dämpfung, die Nullstellen des Nennerpolynoms  $P(s)$  sind Transmissionsnullstellen mit maximaler Dämpfung.

Die Synthese eines idealen, rechteckförmigen Tiefpassprototypen setzt voraus, daß der Grad des charakteristischen Polynoms unendlich ist. Die Realisierung eines solchen Filters ist mit einer endlichen Anzahl an Elementen nicht möglich. Daher werden zur Realisierung Approximationen verwendet. Im Folgenden werden drei der am häufigsten verwendeten Approximationen beschrieben, die Butterworth-, die Chebyshev und die elliptische oder Cauer-Approximation. Dabei ist  $A_D$  die maximale erlaubte Betriebsdämpfung im Durchlassbereich und  $A_S$  die minimale erlaubte Betriebsdämpfung im Sperrbereich.  $\omega_s$  bezeichnet die Grenzfrequenz für den Sperrbereich.

Bei der Butterworth-Approximation [99] soll ein maximal flacher Verlauf der Übertragungsfunktion im Durchlassbereich erzielt werden. Das setzt voraus, daß das Nennerpolynom der charakteristischen Funktion den Wert 1 annimmt und somit alle Transmissionsnullstellen im Unendlichen liegen. Alle Nullstellen des Zählerpolynoms, die Reflexionsnullstellen, müssen bei 0 sein, um die Forderung zu erfüllen. Aus diesen Forderungen folgt mit  $A_D = 1$  die charakteristische Funktion  $K(s)$  für die Butterworth-Approximation

$$K(j\omega) = \omega^n. \quad (6.12)$$

Die Betriebsdämpfung berechnet sich zu [78]

$$A \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right) = 10 \log_{10} \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right)^{2n} \right]. \quad (6.13)$$

Nach Chebyshev approximierte Filter haben wie Butterworth-Filter nur Transmissionsnullstellen im Unendlichen, d.h.  $P(s) = 1$ . Um einen steileren Übergang zum Sperrbereich zu ermöglichen, wird eine Variation der Betriebsdämpfung im Durchlassbereich in Kauf genommen. Die charakteristische Funktion ist dann

$$K(j\omega) = \epsilon T_n \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right). \quad (6.14)$$

$T_n$  ist das Chebyshev-Polynom erster Art mit  $n$ -ter Ordnung, das aus dem rekursiven Zusammenhang

$$T_{n+1}(x) = 2xT_n(x) + T_{n-1}(x) \quad (6.15)$$

mit den Startwerten  $T_0(x) = 1$  und  $T_1(x) = x$  berechnet werden kann [100]. Die Betriebsdämpfung ergibt sich zu [78]

$$A \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right) = 10 \log_{10} \left[ 1 + \epsilon^2 T_n^2 \left( \frac{\omega}{\omega_g} \right) \right], \quad (6.16)$$

wobei  $\epsilon = \sqrt{10^{A_D/10} - 1}$ .

Cauer- oder elliptische Filter benutzen im Kern Jakobische elliptische Funktionen  $sn$ . Sie weisen im Durchlass- und Sperrbereich eine Variation der Betriebsdämpfung auf und besitzen damit sowohl Reflexions- als auch Transmissionsnullstellen. Die charakteristische Funktion ist in 6.17 definiert [78]

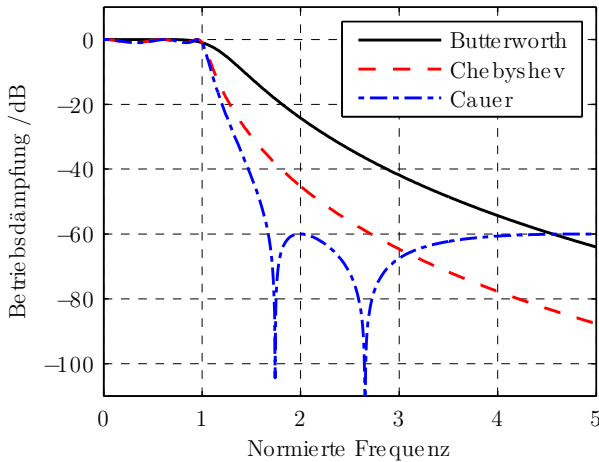
$$K(s) = \begin{cases} \epsilon s \prod_{\vartheta=1}^{(n-1)/2} \frac{s^2 + a_{2\vartheta}^2}{s^2 a_{2\vartheta}^2 + 1}, & \text{falls } n \text{ ungerade} \\ \epsilon \prod_{\vartheta=1}^{(n/2)} \frac{s^2 + a_{2\vartheta-1}^2}{s^2 a_{2\vartheta-1}^2 + 1}, & \text{falls } n \text{ gerade} \end{cases} \quad (6.17)$$

mit  $a_{\vartheta} = \sqrt{\sin(\theta)[sn(\theta K)/n]}$  und  $\sin(\theta) = \omega_g/\omega_s$ .  $K$  ist das vollständige elliptische Integral erster Ordnung. Die maximale Betriebsdämpfung im Passband  $A_{\max}$  und die minimale Betriebsdämpfung im Sperrband  $A_{\min}$  sind durch 6.18 und 6.19 definiert [78].

$$A_{\max} \leq 10 \log_{10} (1 + \epsilon^2), \quad \text{falls } \omega \leq \omega_g, \quad (6.18)$$

$$A_{\min} \geq 10 \log_{10} (1 + K_{\min}^2), \quad \text{falls } \omega \geq \omega_s. \quad (6.19)$$

In Abbildung 6.12 sind typische Verläufe der Betriebsdämpfungen für die besprochenen drei Approximationen mit der Filterordnung  $N = 5$  dargestellt. Die Abszisse stellt die normierte Frequenz  $\omega_n = \omega/\omega_g$  dar. Das Butterworth-



**Abbildung 6.12:** Vergleich der Betriebsdämpfungen verschiedener Filtertypen 5. Ordnung.

Filter besitzt einen maximal flachen Verlauf der Betriebsdämpfung im Durchlassbereich. Das Chebyshev-Filter hat eine gleichmäßige Welligkeit der Betriebsdämpfung im Durchlassbereich und eine im Vergleich zum Butterworth-Filter höhere Steilheit im Übergangsbereich. Die Dämpfung beider Filter nimmt abhängig von der Filterordnung  $N$  monoton mit  $N \cdot 20$  dB/Dekade zu. Das Cauer-Filter zeigt eine Welligkeit im Durchlass- und Sperrbereich und hat von allen besprochenen Filtertypen die grösste Steilheit im Übergangsbereich.

Basierend auf den Tiefpassprototypen können nun durch Transformationen beliebige Filtertypen erstellt werden. In Tabelle 6.2 sind die wichtigen Frequenztransformationen zum Tiefpass mit der veränderten Grenzfrequenz  $\omega_{g,TP}$ , zum Hochpass mit der Grenzfrequenz  $\omega_{g,HP}$  und zum Bandpass mit den unteren und oberen Grenzfrequenzen  $\omega_u$  und  $\omega_o$  angegeben [98].

Im Mikrowellen- und Millimeterwellenbereich bieten sich verteilte Bauelemente zur Realisierung von Filtern an [98]. Konzentrierte Bauteile besitzen einerseits parasitäre Elemente, die bei hohen Frequenzen nicht mehr vernachlässigbar sind. Andererseits ist bei hohen Frequenzen die Konzentriertheitshypothese nicht mehr erfüllt.

Die Werte der konzentrierten Bauelemente können z.B. mit Hilfe der Richard's Transformation in kurzgeschlossene bzw. leerlaufende Stichleitungen umgewandelt werden, die bei der Mittenfrequenz die gleiche Impedanz wie die

Typ	Transformation
Tiefpass-Tiefpass	$s \rightarrow \omega_g \frac{s}{\omega_g \text{, TP}}$
Tiefpass-Hochpass	$s \rightarrow \omega_g \frac{\omega_g \text{, HP}}{s}$
Tiefpass-Bandpass	$s \rightarrow \omega_g \frac{s^2 + \omega_u \omega_o}{s^2 (\omega_o - \omega_u)}$

**Tabelle 6.2:** Wichtige Frequenztransformationen.

korrespondierenden, konzentrierten Bauelemente aufweisen. Dies erlaubt eine elegante Realisierung paralleler Bauteile. In [101] wird die Transformation

$$\Omega = \tan(\beta l) = \tan\left(\frac{\omega}{v_p} l\right) \quad (6.20)$$

definiert, wobei  $\beta$  die Phasenkonstante,  $l$  die Länge der Stichleitung und  $v_p$  die Phasengeschwindigkeit darstellt. Mit der Eingangsimpedanz einer kurzgeschlossenen Stichleitung  $Z_{\text{in},s} = jZ_0 \tan(\beta l)$  [95] und der Eingangsimpedanz einer leerlaufenden Stichleitung  $Z_{\text{in},o} = -jZ_0 \arctan(\beta l)$  [95], die die charakteristische Impedanz  $Z_0$  und die Länge  $l$  besitzen, lassen sich bei der Frequenz  $\omega_0$  die Gleichungen 6.21 für eine Spule mit der Induktivität  $L$  und 6.22 für einen Kondensator mit der Kapazität  $C$  aufstellen

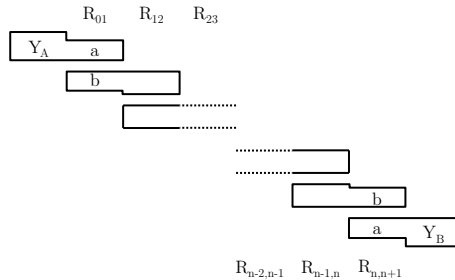
$$\begin{aligned} j\omega_0 L &= jZ_0 \tan(\beta_0 l) \\ &= jZ_0 \tan\left(\frac{\omega_0}{v_p} l\right), \end{aligned} \quad (6.21)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega_0 C} &= -jZ_0 \arctan(\beta_0 l) \\ &= -jZ_0 \arctan\left(\frac{\omega_0}{v_p} l\right). \end{aligned} \quad (6.22)$$

Setzen wir  $l = \lambda_0/8$ , so vereinfachen sich 6.21 und 6.22 zu

$$\begin{aligned} j\omega_0 L &= jZ_0 \tan\left(\frac{\pi}{4}\right) \\ &= jZ_0, \end{aligned} \quad (6.23)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{j\omega_0 C} &= -jZ_0 \arctan\left(\frac{\pi}{4}\right) \\ &= -jZ_0. \end{aligned} \quad (6.24)$$



**Abbildung 6.13:** Seitlich gekoppeltes Mikrostreifenleitungsfilter  $n$ -ter Ordnung mit  $\lambda/2$ -Resonatoren.

Wir können also die Impedanz einer Induktivität  $L$  bei der Mittenfrequenz  $\omega_0$  durch eine kurzgeschlossene Stichleitung der Länge  $l = \lambda_0/8$  und der charakteristischen Impedanz  $Z_0 = \omega_0 L$  darstellen. Analog erhält man die Impedanz einer Kapazität  $C$  bei der Mittenfrequenz  $\omega_0$  durch eine leerlaufende Stichleitung der Länge  $l = \lambda_0/8$  und der charakteristischen Impedanz  $Z_0 = 1/\omega_0 C$ .

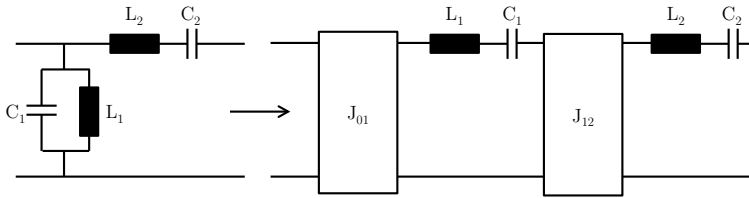
Für Serienelemente werden häufig Äquivalenztransformationen wie die Kuroda-Identitäten oder Impedanz- und Admittanzinverter eingesetzt [102, 103]. Sehr einfache Impedanz-/Admittanzinverter mit begrenzter Bandbreite stellen mit der entsprechenden Impedanz  $Z$  oder Admittanz  $Y$  abgeschlossene Wellenleiter der Länge  $l = \lambda/4$  dar und der charakteristischen Impedanz  $K$  bzw.  $J$  dar. Die invertierten Impedanzen am Eingang des Impedanz-/Admittanzinverters  $Z'$  bzw.  $Y'$  ergeben sich dann zu  $Z' = K^2/Z$  und  $Y' = J^2/Y$  [88].

### 6.2.2 Mikrostreifenleitungsfilter mit seitlicher Kopplung

Mikrostreifenleitungsfilter mit seitlicher Kopplung, wie in Abbildung 6.13 dargestellt, sind besonders geeignet um Bandpassfilter mit hoher relativer Bandbreite im Mikro- und Millimeterwellenbereich zu realisieren [98]. Sie bestehen aus einer Anordnung von  $\lambda/2$ -langen Resonatoren in Mikrostreifenleitungstechnik, die entlang der Hälfte ihrer Länge parallel geführt werden und damit eine hohe Kopplung zwischen den Resonatoren ermöglichen. Ein Filter der Ordnung  $n$  besteht dabei aus  $n + 1$  gekoppelten Resonatoren. Durch den Einsatz zweiseitiger Substrate lassen sich noch höhere Kopplungen und relative Bandbreiten bis zu etwa 40 % erzielen [98].

Basierend auf dem Tiefpassprototypen erhält man mit Hilfe einer Tiefpass-Bandpass-Transformation ein Bandpassfilter als Leiternetzwerk aus seriellen





**Abbildung 6.14:** Darstellung der Elemente des Bandpassfilter-Prototypen mit Admittanzinvertern und seriellen Schwingkreisen.

und parallelen Schwingkreisen. Die parallelen Schwingkreise werden mit Hilfe von Admittanzinvertern durch serielle Schwingkreise ersetzt, wie in Abbildung 6.14 dargestellt [98].

Es soll hier auf den Fall der symmetrischen Filter eingegangen werden, bei denen die gekoppelten Resonatoren paarweise gleiche Parameter besitzen, also  $R_{01} = R_{n,n+1}$ ,  $R_{12} = R_{n-1,n}$  usw. und  $Y_A = Y_B = Y$ . Basierend auf den normierten Elementwerten  $g_n$  ergeben sich nach [98] die Admittanzen der Gleich- und Gegentaktmodi der äußeren Resonatoren  $R_{01}$  für  $k = 0$  und  $R_{n,n+1}$  für  $k = n$  aus den Gleichungen 6.25 und 6.26.

$$\begin{aligned} Y_{o(k,k+1)}^a &= Y_{o(k,k+1)}^b & (6.25) \\ &= Y \left( \frac{J_{k,k+1}}{Y} \sqrt{h} + 1 \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_{e(k,k+1)}^a &= Y_{e(k,k+1)}^b & (6.26) \\ &= 2Y - Y_{o(k,k+1)}^a \end{aligned}$$

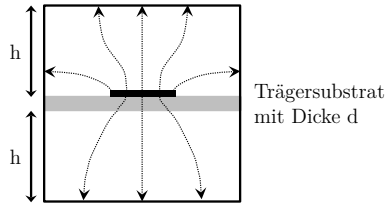
Der dimensionslose Skalierungsfaktor  $h$  kann dazu benutzt werden, die Admittanzen auf realisierbare Werte zu bringen und ist wie folgt definiert

$$h = \frac{1}{\frac{\tan(\Theta_0)}{2} + \left( \frac{J_{01}}{Y} \right)^2} \quad (6.27)$$

$$\text{mit } \Theta_0 = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{\Delta f}{2} \right), \quad (6.28)$$

wobei  $\Delta f$  die relative Bandbreite des Filters angibt [98].

Nach [98] ergeben sich die Admittanzen der Gleich- und Gegentaktmodi der



**Abbildung 6.15:** Grundsätzlicher Aufbau einer Streifenleitung in SSL-Technik mit der E-Feldverteilung des Grundmodus.

äußeren Resonatoren ( $k = 1, 2, \dots, n - 1$ ) durch die Gleichungen 6.29 und 6.30.

$$Y_{o(k,k+1)} = hY \left( N_{k,k+1} + \frac{J_{k,k+1}}{Y} \right) \quad (6.29)$$

$$Y_{e(k,k+1)} = hY \left( N_{k,k+1} - \frac{J_{k,k+1}}{Y} \right) \quad (6.30)$$

$$\text{mit } N_{k,k+1} = \sqrt{\left( \frac{J_{k,k+1}}{Y} \right)^2 + \frac{\tan^2(\Theta_0)}{4}} \quad (6.31)$$

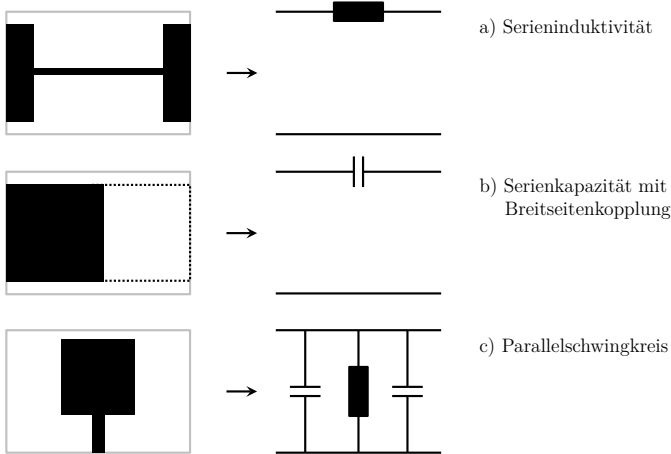
Schließlich berechnet man die Werte der Admittanzinverter mit Gleichung 6.32 aus den normierten Elementwerten des Prototypenfilters [98].

$$J_{k,k+1} = Y \frac{1}{\sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad (6.32)$$

### 6.2.3 Quasi-konzentrierte Suspended-Stripline Filter

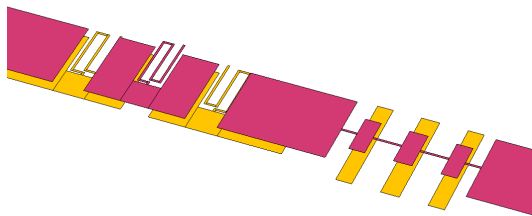
Suspended-Stripline-Filtern (SSL-Filter) weisen im Vergleich zu Mikrostreifenleitungsfilttern deutlich geringere Verluste auf, da das elektromagnetische Feld nicht in herkömmlichen, dielektrischen Substratmaterialien, sondern vorwiegend in Luft geführt wird. Der grundsätzliche Aufbau eines SSL-Filters ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Ein dielektrisches Substrat dient als Träger für die Ober- und Unterseitenmetallisierung, wobei  $d \ll h$ . Das Trägersubstrat ist in einem rechteckigen Hohlleiter eingebaut. Das Gehäuse bildet den Rückleiter.

In [104] und [105] werden diese Wellenleiter dazu benutzt, Filter mit gekoppelten Leitungen zu realisieren. In [106] und [107] werden quasi-konzentrierte SSL-Filter vorgestellt, die neben geringen Verlusten auch die Realisierung von sehr kleinen Filtern und Multiplexern ermöglichen. Es kommen dabei quasi-konzentrierte Bauteile zum Einsatz, die im Vergleich zu verteilten Filterstrukturen eine einfachere Filtersynthese erlauben, da die Elemente des Prototypenfilters ohne Äquivalenztransformationen direkt realisiert werden können.



**Abbildung 6.16:** Quasi-konzentrierte Bauelemente in SSL-Technik.

Quasi-konzentrierte Bauteile sind kurze Leitungen, d.h.  $\lambda \gg l$ , die innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs ein vergleichbares elektrisches Verhalten wie konzentrierte Bauteile aufweisen [78]. Es können auch planare Strukturen auf beiden Seiten des Trägermaterials aufgebracht werden, wodurch sich z.B. Serienkapazitäten mit sehr großen Werten verwirklichen lassen. In Abbildung 6.16 sind einige als quasi-konzentrierte Bauelemente in SSL-Technik realisierte Elemente mit ihren Ersatzschaltbildern dargestellt. Abbildung 6.17 zeigt eine Abbildung eines im Rahmen dieser Arbeit als quasi-konzentriertes SSL-Filter realisierten Bandpassfilters.



**Abbildung 6.17:** Quasi-konzentriertes SSL-Bandpassfilter.

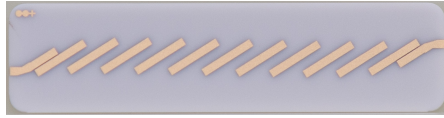


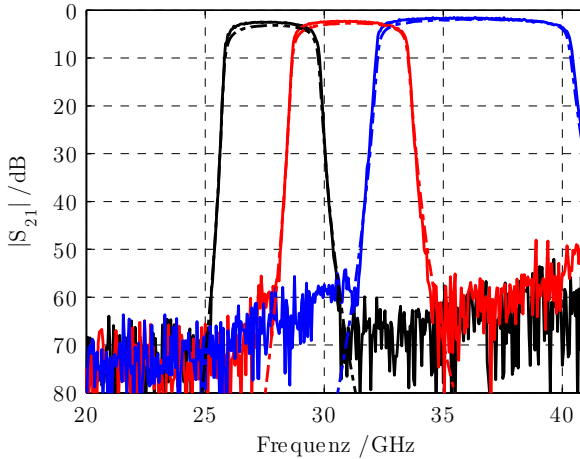
Abbildung 6.18: Filter-Substrat.

## 6.2.4 Implementierung und Messungen

Für den Einsatz in der Vorselektion oder als Zwischenfrequenz- und Lokaloszillatorfilter wurden unterschiedliche, zumeist sehr breitbandige Bandpass-Filter mit relativen Bandbreiten bis zu 160 % synthetisiert und als seitlich-gekoppelte Mikrostreifenleitungfilter und quasi-konzentrierte Suspended-Stripline Filter realisiert. Im Folgenden werden beispielhaft die Implementierung und Messergebnisse für einige der erstellten Filter betrachtet.

Zur Untersuchung der Machbarkeit der breitbandigen Filter wurden einige Filterprototypen erstellt [98] und seitlich-gekoppelte Filter in Mikrostreifenleitungstechnik mit den in Kapitel 6.2.2 besprochenen Methoden berechnet. Da in dieser Arbeit eine Vielzahl an Filtern hoher Ordnung realisiert wurde, erfolgte die Synthese der weiteren Filter mit seitlicher Kopplung unter Zuhilfenahme eines gängigen Programmes zur Filtersynthese. Um die hohen Anforderungen an die Spiegelfrequenzunterdrückung und Steilheit zu erfüllen, wurden vor allem Chebyshev-Filter 11. Ordnung zum Einsatz in der Vorselektion synthetisiert. Diese Initial-Entwürfe wurden dann mit Hilfe eines Feldsimulators optimiert. Abbildung 6.18 zeigt ein auf Aluminiumoxid-Substrat in Dünnschichttechnik realisiertes Chebyshev-Filter 11. Ordnung für die Verwendung in der Vorselektion des 40 GHz-Zeitbereichsmesssystems. Die Breite der Koppelspalte der äusseren Resonatoren musste dabei zu  $20\ \mu\text{m}$  gewählt werden, um die hohe benötigte relative Bandbreite von fast 30 % zu erreichen. Die erstellten Filter-Substrate wurden in geschlossene Gehäuse eingebaut. Um die Anregung von Moden des durch das Gehäuse gebildeten Hohlraumresonators zu vermeiden, wurden die Abmessungen so gewählt, dass der dominante Mode in der Frequenz über dem genutzten Frequenzband des Filters liegt. Dazu mussten die erstellten Filter gedreht werden, um die benötigte Gehäusebreite zu verringern, wie in Abbildung 6.18 dargestellt. Kompensierte Leitungsknicke sorgen für eine gute Anpassung der Anschlussleitungen.

In den Abbildungen 6.19 und 6.20 sind Simulations- und Messergebnisse einiger seitlich gekoppelter Mikrostreifenleitungfilter im Frequenzbereich von 25 GHz bis 41 GHz dargestellt. Abbildung 6.19 zeigt die Transmissionen  $|S_{21}|$  und Abbildung 6.20 die Reflexionen  $|S_{11}|$  am Eingangstor. Die gefertigten

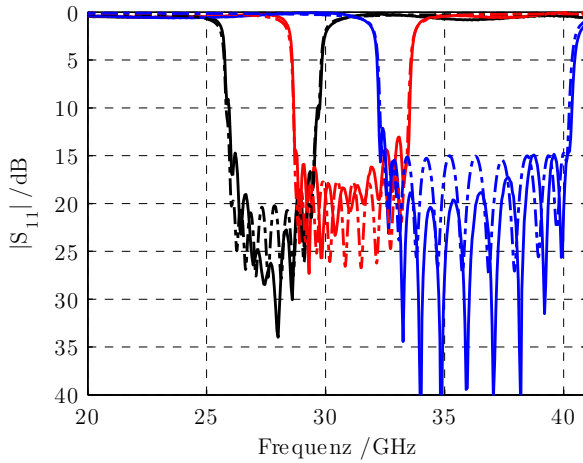


**Abbildung 6.19:** Simulierte (-) und gemessene (-) Durchlassdämpfungen seitlichgekoppelter Mikrostreifenleitungsfilter im Millimeterwellenbereich.

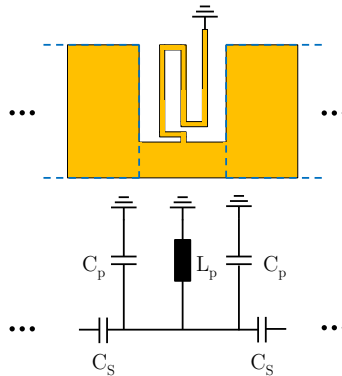
Filter-Substrate wurden in Gehäusen mit 2,92 mm Connectoren angeschlossen und die Streuparameter mit einem vektoriellen Netzwerkanalysator gemessen. Die Filter erreichen eine sehr geringe Durchlassdämpfung von weniger als 2,5 dB im Durchlassbereich, die Rückflussdämpfungen sind besser als 15 dB. Die Simulations- und Messergebnisse zeigen eine gute Übereinstimmung. Die Ursache für die sichtbaren Abweichungen in der Anpassung liegen darin begründet, dass der Übergang von der Mikrostreifenleitung auf die Koaxialleitung des 2,92 mm Connectors auf Grund fehlender Materialparameter und Abmessungen des Connectors nicht berücksichtigt werden konnte.

Quasi-konzentrierte Suspended-Stripline Filter eignen sich sehr gut zur Realisierung von ultra-breitbandigen Bandpassfiltern. Zur Implementierung des in Abbildung 6.17 gezeigten, aus einer Serienschaltung eines Hochpass- und eines Tiefpassfilters bestehenden Bandpassfilters mit einer relativen Bandbreite von über 160 % wurden zuerst konzentrierte Hochpass- und Tiefpassfilter synthetisiert [98]. Ausgehend von den Elementenwerten der konzentrierten Filter wurden diese mit quasi-konzentrierten Bauteilen in SSL-Technik realisiert.

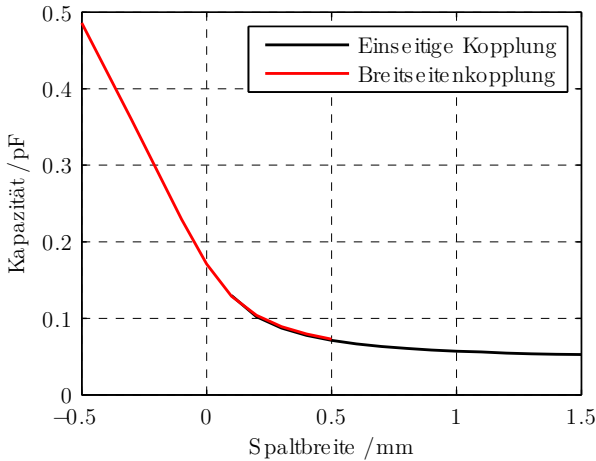
Im folgenden wird die Realisierung des Hochpassfilters genauer erläutert. Abbildung 6.21 zeigt einen Ausschnitt aus dem realisierten SSL-Hochpassfilter und dessen Ersatzschaltbild. Die Serienkapazitäten  $C_s$  wurden mit endgekop-



**Abbildung 6.20:** Simulierte (-) und gemessene (-) Rückflussdämpfungen seitlichgekoppelter Mikrostreifenleitungsfilter im Millimeterwellenbereich.



**Abbildung 6.21:** SSL-Realisierung eines Teils des Hochpass-Filters und dessen Ersatzschaltbild (Oberseitenmetallisierung orange, Unterseitenmetallisierung blau).

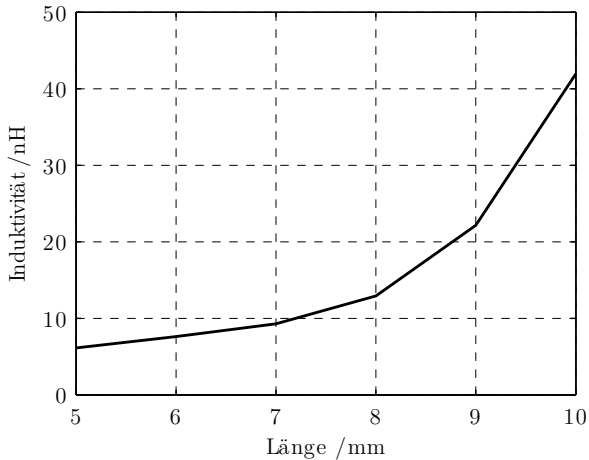


**Abbildung 6.22:** Kapazität eines Koppelspaltes in Abhängigkeit von der Spaltbreite (einseitige Kopplung schwarz, zweiseitige Kopplung rot).

pelten, leerlaufenden Leitungen, wie in Abbildung 6.16 b) gezeigt und die Parallelinduktivitäten mit an den Enden geerdeten induktiven Leitungsstücken  $L_p$  realisiert. Es ergeben sich parasitäre Parallelkapazitäten  $C_p$ , wie aus Abbildung 6.16 c) ersichtlich. Durch die starke Überlappung der Elemente sind diese Kapazitäten aber sehr klein und können daher vernachlässigt werden.

Die Elementwerte der einzelnen Teilstrukturen in SSL-Technik wurden durch Simulationen mit einem Feldsimulator mit der Momenten-Methode ermittelt. Abbildung 6.22 zeigt die ermittelten Werte der Serienkapazität  $C_s$  eines Koppelspaltes. Dabei wurde sowohl der Fall der einseitigen Kopplung, als auch der Fall der zweiseitigen Breitseitenkopplung, wie in Abbildung 6.16 b) dargestellt, simuliert. Durch die Verwendung eines dünnen Substrats mit hoher Permittivität lassen sich mit der Breitseitenkopplung hohe Kapazitätswerte erzielen. Negative Werte der Spaltbreite kennzeichnen eine Überlappung der Leitungsenden auf gegenüberliegenden Substratseiten.

Ebenso wurden die Elementwerte für die Parallelinduktivität  $L_p$  mit Hilfe eines Feldsimulators berechnet. Um möglichst hohe Induktivität mit kurzen Leitungsstücken zu erzielen, wurde die Leitungsbreite der hochohmigen Leitung in SSL-Technik auf 0,1 mm festgelegt, wobei die Fertigungstechnik dies als minimale Leitungsbreite vorgab. Abbildung 6.23 zeigt die ermittelten Werte. Die benötigte hohe Induktivität für die Grenzfrequenz von etwa 1,1 GHz konnte



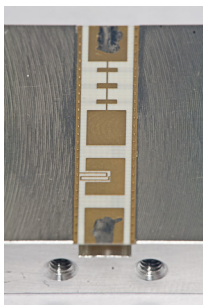
**Abbildung 6.23:** Induktivität einer hochohmigen Leitung in SSL-Technik in Abhängigkeit von der Länge.

durch eine Mäander-Struktur realisiert werden. Die benötigten Elementwerte wurden nun den erstellten Listen entnommen und das gesamte Filter unter Zuhilfenahme eines Feldsimulators optimiert. Das Tiefpassfilter wurde in ähnlicher Weise aus einem Prototypen mit konzentrierten Bauelementen synthetisiert.

Das Filter-Substrat wurde in ein zweiteiliges Gehäuse eingebaut, das die in Abbildung 6.15 gezeigte SSL-Struktur bildet und für eine Erdung der Parallelinduktivitäten sorgt. Das untere Gehäuseteil mit Filtersubstrat ist in Abbildung 6.24 dargestellt ist. Die Einfräsungen bilden einen Hohlwellenleiter mit einer Grenzfrequenz oberhalb des genutzten Frequenzbereichs. Die Resonatoren des Hochpassfilters wurden abwechselnd auf der Unter- und Oberseite des Substrats platziert, um die benötigten hohen Werte für die Serienkapazitäten durch Breitseitenkopplung zu realisieren. Die Kontaktierung erfolgte mit SMA-Buchsen.

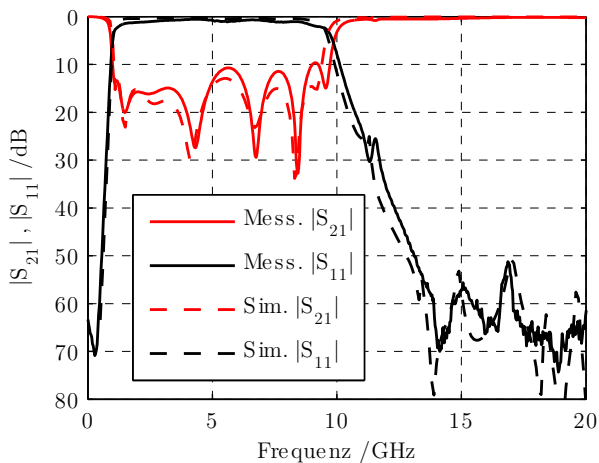
Abbildung 6.25 zeigt die Simulations- und Messergebnisse des in Abbildung 6.24 dargestellten Bandpassfilters im Frequenzbereich bis 20 GHz. Die Messergebnisse des im Gehäuse verbauten Filters zeigen eine gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen. Die Resonanz in der rechten Flanke des Filters bei etwa 11,5 GHz ist durch die Serienschaltung der Hoch- und Tiefpassfilter bedingt. Im Durchlassbereich konnte eine sehr niedrige Durch-





**Abbildung 6.24:** Unteres Gehäuseteil mit Filter-Substrat eines breitbandigen Bandpassfilters in Suspended-Stripline-Technik.

lassdämpfung von weniger als 0,8 dB erzielt werden. Die Rückflussdämpfung ist im gesamten Durchlassbereich besser als 10 dB. Die Sperrdämpfung bleibt im Bereich bis 20 GHz über 50 dB.



**Abbildung 6.25:** Simulations- und Messergebnisse eines breitbandigen SSL-Filters.

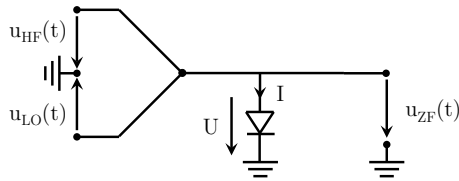


Abbildung 6.26: Blockschaltbild eines passiven Eintaktmischers.

### 6.3 Breitbandige Millimeterwellen-Mischer

Für das Zeitbereichsmesssystem bis 40 GHz mit einem ersten Zwischenfrequenzband von 6-13 GHz wurden breitbandige hybrid-integrierte Millimeterwellenmischer entworfen und realisiert.

#### 6.3.1 Mischergrundschaltungen

Es gibt verschiedene Mischergrundschaltungen, die sich hinsichtlich der Unterdrückung unerwünschter ZF-Signalanteile unterscheiden.

##### Eintaktmischer

Die einfachste Mischerschaltung ist der Eintaktmischer, der z.B. mit einer Diode realisiert werden kann. Abbildung 6.26 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Mischers. Der nicht-lineare Grosssignal-Zusammenhang zwischen Diodenstrom  $I$  und Spannung an der Diode  $U$  ist in (6.33) gegeben [88].

$$I(U) = I_S (e^{U/(n_d U_T)} - 1) \quad (6.33)$$

Dabei ist  $I_S$  der Sättigungssperrstrom,  $n_d$  der Idealitätsfaktor und  $U_T = (kT)/e$  die Temperaturspannung mit der Boltzmann-Konstante  $k$ , der absoluten Temperatur  $T$  und der Elementarladung  $e$ . Wird die Diode mit kleiner Aussteuerung betrieben, so lassen sich der Strom  $I$  und die Spannung  $U$  an der Diode durch die Gleichanteile  $I_0$  und  $U_0$  und die Wechselspannungsanteile  $i(t)$  und  $u(t)$  darstellen:

$$U(t) = U_0 + u(t), \quad (6.34)$$

$$I(t) = I_0 + i(t). \quad (6.35)$$

Im Falle des Kleinsignalbetriebs, kann der Diodenstrom  $I$  durch eine Taylorreihe im Arbeitspunkt angenähert werden:

$$I(t) = I_0 + G_d u(t) + \frac{1}{2} G_d' u^2(t) + \dots + \frac{1}{n!} G_d^{(n)} u^n(t). \quad (6.36)$$

$G_d$  ist der Kleinsignalleitwert der Diode im Arbeitspunkt und ist nach (6.37) definiert [108].

$$G_d = \left. \frac{dI}{dU} \right|_{U=U_0} = (n_d T)^{-1} I_S e^{U(n_d T)^{-1}} \quad (6.37)$$

Werden beim Eintaktmischer nach Abbildung 6.26 harmonische Signale  $u_{\text{HF}}(t)$  und  $u_{\text{LO}}(t)$  eingespeist, so ergibt sich die Spannung  $u(t)$  an der Diode zu

$$u(t) = u_{\text{HF}}(t) + u_{\text{LO}}(t) = U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}} t) + U_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}} t). \quad (6.38)$$

Setzen wir 6.38 in 6.36 ein, so erhalten wir

$$I(t) = I_0 + G_d [u_{\text{HF}}(t) + u_{\text{LO}}(t)] + \frac{G'_d}{2} [u_{\text{HF}}(t) + u_{\text{LO}}(t)]^2 \quad (6.39)$$

$$+ \dots + \frac{G_d^{(n)}}{n!} [u_{\text{HF}}(t) + u_{\text{LO}}(t)]^n. \quad (6.40)$$

Der erste und zweite Summand kennzeichnen den Gleichanteil  $I_0$  und die skalierten Eingangssignale  $i_{\text{HF}}(t)$  und  $i_{\text{LO}}(t)$ . Der dritte Summand kann mit 6.38 wie folgt umgeschrieben werden:

$$\begin{aligned} I_{(3)}(t) &= \frac{G'_d}{2} [U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}} t) + U_{\text{LO}} \cos(\omega_{\text{LO}} t)]^2 \quad (6.41) \\ &= \frac{G'_d}{2} [u_{\text{HF}}^2(t) \cos^2(\omega_{\text{HF}} t) \\ &\quad + 2u_{\text{HF}}(t)u_{\text{LO}}(t) \cos(\omega_{\text{HF}} t) \cos(\omega_{\text{LO}} t) \\ &\quad + u_{\text{LO}}^2(t) \cos^2(\omega_{\text{LO}} t)] \\ &= \frac{G'_d}{4} [u_{\text{HF}}^2(t)(1 + \cos(2\omega_{\text{HF}} t) \\ &\quad + u_{\text{LO}}^2(t)(1 + \cos(2\omega_{\text{LO}} t) \\ &\quad + 2u_{\text{HF}}(t)u_{\text{LO}}(t) \cos[(\omega_{\text{HF}} - \omega_{\text{LO}})t] \\ &\quad + 2u_{\text{HF}}(t)u_{\text{LO}}(t) \cos[(\omega_{\text{HF}} + \omega_{\text{LO}})t]]. \end{aligned}$$

Wie man sieht, enthält das Ausgangssignal neben den beiden Seitenbändern mit den Frequenzen  $\omega_{\text{HF}} \pm \omega_{\text{LO}}$  auch Harmonische der Eingangssignale bei den Frequenzen  $2\omega_{\text{HF}}$  und  $2\omega_{\text{LO}}$ . Diese müssen durch Filterung des Ausgangssignals unterdrückt werden. Um eine hohe LO-HF Isolation zu erreichen, werden ebenfalls Filter benötigt.

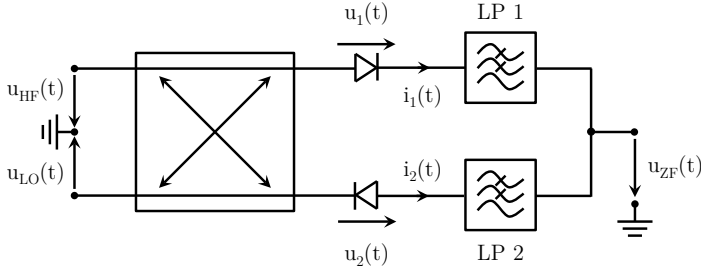


Abbildung 6.27: Blockschaltbild eines passiven Gegentaktmischers.

### Gegentaktmischer

Um die Isolation zwischen LO-Signal und HF- bzw. ZF-Signal zu erhöhen oder eine Unterdrückung des LO-Rauschens im ZF-Signal zu erreichen, werden häufig Gegentaktmischer eingesetzt, die, wie in Abbildung 6.27 gezeigt, z.B. mit zwei Dioden und einem Hybridkoppler realisiert werden können. Bei einem  $180^\circ$ -Hybridkoppler ergibt sich am Kombinationspunkt der beiden Diodenströme eine virtuelle Masse für das LO- und HF-Signal dar. Dies erhöht die LO-ZF- bzw. HF-ZF-Isolation in realen Mixern um 10-30 dB ohne zusätzliche Filter [102].

Durch den Einsatz eines  $90^\circ$ -Hybridkopplers kann das durch das LO-Signal-Rauschen verursachte Rauschen im ZF-Signal verringert werden. Setzen wir harmonische HF- und LO-Signale  $u_{\text{HF}}(t) = U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}}t)$  und  $u_{\text{LO}}(t) = (U_{\text{LO}} + U_{\text{n}}) \cos(\omega_{\text{LO}}t)$  voraus, können die Diodenspannungen  $u_1(t)$  und  $u_2(t)$  wie folgt geschrieben werden

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}}t - 90^\circ) + (U_{\text{LO}} + U_{\text{n}}) \cos(\omega_{\text{LO}}t - 180^\circ) & (6.42a) \\ &= U_{\text{HF}} \sin(\omega_{\text{HF}}t) - (U_{\text{LO}} + U_{\text{n}}) \cos(\omega_{\text{LO}}t), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_2(t) &= U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}}t - 180^\circ) + (U_{\text{LO}} + U_{\text{n}}) \cos(\omega_{\text{LO}}t - 90^\circ) & (6.42b) \\ &= (U_{\text{LO}} + U_{\text{n}}) \sin(\omega_{\text{LO}}t) - U_{\text{HF}} \cos(\omega_{\text{HF}}t), \end{aligned}$$

wobei  $U_{\text{n}}$  die Amplitude des Rauschsignals  $u_{\text{n}}(t)$  ist [102]. Analog zu 6.36 ergeben sich für die Kleinsignalnäherung die quadratischen Terme der Diodenströme nach 6.43.

$$i_{1,(3)}(t) = \frac{1}{2} G'_{\text{d}} u_1^2(t), \quad (6.43a)$$

$$i_{2,(3)}(t) = -\frac{1}{2} G'_{\text{d}} u_2^2(t). \quad (6.43b)$$

Setzen wir 6.42 in 6.43 ein, so erhalten wir

$$i_{1,(3)}(t) = \frac{1}{2}G'_d [U_{\text{HF}}^2 \sin^2(\omega_{\text{HF}}t) + (U_{\text{LO}} + U_n)^2 \cos^2(\omega_{\text{LO}}t) - 2U_{\text{HF}}(U_{\text{LO}} + U_n) \sin(\omega_{\text{HF}}t) \cos(\omega_{\text{LO}}t)], \quad (6.44a)$$

$$i_{2,(3)}(t) = -\frac{1}{2}G'_d [U_{\text{HF}}^2 \cos^2(\omega_{\text{HF}}t) + (U_{\text{LO}} + U_n)^2 \sin^2(\omega_{\text{LO}}t) - 2U_{\text{HF}}(U_{\text{LO}} + U_n) \cos(\omega_{\text{HF}}t) \sin(\omega_{\text{LO}}t)]. \quad (6.44b)$$

Die Tiefpassfilterung der Diodenströme, wie in Abbildung 6.27 dargestellt, führt zu den folgenden Diodenströmen

$$i_{1,(3)}(t) = \frac{1}{2}G'_d \left[ \frac{U_{\text{HF}}^2}{2} + \frac{(U_{\text{LO}} + U_n)^2}{2} - U_{\text{HF}}(U_{\text{LO}} + U_n) \sin[(\omega_{\text{HF}} - \omega_{\text{LO}})t] \right],$$

$$i_{2,(3)}(t) = -\frac{1}{2}G'_d \left[ \frac{U_{\text{HF}}^2}{2} + \frac{(U_{\text{LO}} + U_n)^2}{2} + U_{\text{HF}}(U_{\text{LO}} + U_n) \sin[(\omega_{\text{HF}} - \omega_{\text{LO}})t] \right].$$

Der ZF-Strom  $i_{\text{ZF}}(t)$  ist dann

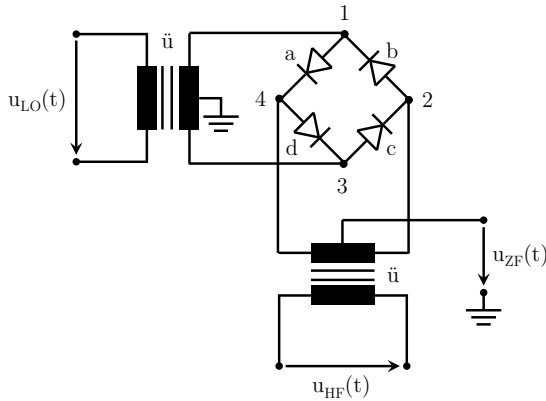
$$i_{\text{ZF}}(t) = i_{1,(3)}(t) + i_{2,(3)}(t) \quad (6.46)$$

$$= -G'_d U_{\text{HF}} U_{\text{LO}} \sin[(\omega_{\text{HF}} - \omega_{\text{LO}})t] \quad \text{mit } U_n \ll U_{\text{LO}}.$$

Während sich die Terme des einen Seitenbandes addieren, werden die Rausch-Terme erster Ordnung ausgelöscht. In realen Gegentaktmischern lässt sich so eine Rauschunterdrückung von 15-30 dB erzielen [102].

### Doppelgigentaktmischer

Doppelgigentaktmischer können z.B. als Stern- oder Ringmischer mit Dioden realisiert werden [109]. Abbildung 6.28 zeigt das Blockschaltbild eines solchen Ringmischer mit Dioden. Sowohl das LO- als auch das HF-Signal werden symmetrisch durch Übertrager zugeführt. Das LO-Signal steuert in einer Halbperiode die Dioden a und d aus, in der anderen Halbperiode die Dioden b und c. Die Punkte 1 und 3 stellen für das HF-Signal eine virtuelle Masse dar, während die Punkte 2 und 4 für das LO-Signal eine virtuelle Masse bilden. Die Mittelanzapfungen der Übertrager liegen in Bezug auf das HF- bzw. LO-Signal auf Nullpotential. Daher sind alle drei Tore ohne Filter vollkommen voneinander entkoppelt. Weiterhin werden alle geradzahigen Mischprodukte am ZF-Ausgang ausgelöscht. Als Nachteil von Doppelgigentaktmischern sind der höhere Aufwand durch den Einsatz von zwei Übertragern und vier Dioden und der höhere, benötigte LO-Signalpegel zu sehen [109].



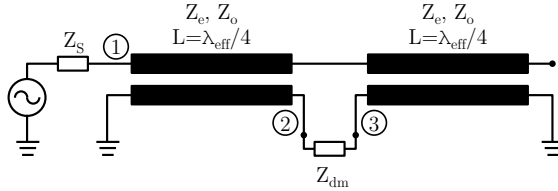
**Abbildung 6.28:** Blockschaltbild eines passiven Doppelgegentaktmischers in Ringkonfiguration.

### 6.3.2 Marchand-Balun als Symmetrierglied

Um die zur Ansteuerung der Diodenpaare eines Doppelgegentaktmischers nach Abbildung 6.28 benötigten differentiellen HF- und LO-Signale aus symmetrischen Eingangssignalen zu erzeugen, kommen Symmetrierglieder zum Einsatz. Während bei niedrigen Frequenzen häufig koaxiale Transformatoren mit Mittelabgriff benutzt werden, ist die Realisierung derselben bei höheren Frequenzen nur sehr schwer möglich [110].

Planare Strukturen mit gekoppelten Mikrostreifenleitungen ermöglichen dagegen die Realisierung von Baluns bis in den Millimeterwellenbereich [98]. Der in diesem Frequenzbereich am häufigsten verwendete, breitbandige Balun ist der Marchand-Balun, dessen koaxiale Realisierung erstmals in [111] beschrieben wurde. In [112] werden Dimensionierungsvorschriften für planare Marchand-Baluns hergeleitet. Planare Realisierungen wurden z.B. in [113–115] vorgestellt. Das Blockschaltbild eines Marchand-Baluns ist in Abbildung 6.29 dargestellt. Der Marchand-Balun besteht aus zwei miteinander verbundenen Richtkopplern mit den Koppellängen  $\lambda_{\text{eff}}/4$  bei der Mittenfrequenz. Das symmetrische Ausgangssignal wird an den unteren Wellenleitern abgegriffen.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden verschiedene breitbandige Marchand-Baluns zur symmetrischen Zuführung des HF- und LO-Signals entwickelt. In Abbildung 6.33 ist ein planarer Millimeterwellen-Mischer für HF-Signale von etwa 25–45 GHz dargestellt. Der im folgenden behandelte HF-Balun mit ZF-Abgriff ist durch ein gestricheltes Rechteck markiert.



**Abbildung 6.29:** Blockschaltbild eines Marchand-Balun.

Um eine hohe Bandbreite zu erzielen, muss der Koppelfaktor  $k$  [110]

$$k = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o} \quad (6.47)$$

hoch sein, d.h. die charakteristische Impedanz des Gleichtaktmodus  $Z_e$  muss möglichst gross und die charakteristische Impedanz des Gegentaktmodus  $Z_o$  muss möglichst klein gewählt werden. Für vollständige Anpassung bei der Mittenfrequenz muss das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_B$  wie folgt gewählt werden [115]

$$\ddot{u}_B = \frac{Z_{dm}}{Z_S} = \frac{4Z_e^2 Z_o^2}{Z_S^2 (Z_e - Z_o)^2}, \quad (6.48)$$

wobei  $Z_S$  die unsymmetrische Eingangsimpedanz und  $Z_{dm}$  die differentielle Abschlussimpedanz ist, wie in Abbildung 6.29 ersichtlich.

Die Wahl von  $Z_{dm}$  nach (6.48) führt aber zu einer schmalen Bandbreite des Baluns. In [115] sind Dimensionierungsvorschriften für breitbandige Marchand-Baluns gegeben, die im Betriebsbereich eine Rückflussdämpfung grösser als 10 dB aufweisen. Danach muss der Wellenwiderstand der gekoppelten Leitung  $Z_{KL}$  in etwa dem Wellenwiderstand am unsymmetrischen Eingang  $Z_S$  entsprechen [115]:

$$Z_{KL} = \sqrt{Z_e \cdot Z_o} \approx Z_S. \quad (6.49)$$

Weiterhin muss für das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}_B > 1$  gelten [115]. Die differentielle Abschlussimpedanz muss gemäss

$$Z_{dm}' = \chi \cdot Z_{dm} \quad (6.50)$$

gewählt werden, mit  $\chi = 1,4 \dots 1,9$  [115].

Um das Feldlinienbild am Ort des Anschlusses der differentiellen Ausgangsleitungen an den Marchand-Balun möglichst wenig zu beeinflussen und um

(6.49) zu erfüllen, wurde die Breite der Anschlussleitungen kleiner als die einer Leitung mit  $50\ \Omega$  gewählt. Der Wellenwiderstand der unsymmetrischen Eingangsleitung  $Z_S$  und der Wellenwiderstand der symmetrischen Ausgangsleitungen wurden daher zu  $60\ \Omega$  festgelegt. Das Gegentaktsignal erfährt damit einen Wellenwiderstand  $Z_{dm'} = 2 \cdot 60\ \Omega = 120\ \Omega$ . Um die Realisierbarkeit des Baluns in Dünnschichttechnik zu gewährleisten und gleichzeitig eine ausreichend hohe Kopplung zu erzielen, wurde die Spaltbreite zwischen den gekoppelten Leitungen auf  $13,5\ \mu\text{m}$  festgelegt. Aus den Dimensionen der gekoppelten Leitungen folgen die Impedanzen des Gleich- und Gegentaktsmodus zu  $Z_e = 128,2\ \Omega$  und  $Z_o = 27,9\ \Omega$ . Daraus ergibt sich mit (6.48) das Übersetzungsverhältnis zu  $\ddot{u}_B = 1,42$ . Für eine vollständige Anpassung bei der Mittenfrequenz nach (6.48) müsste  $Z_{dm} = \ddot{u}_B \cdot Z_S = 1,42 \cdot 60\ \Omega = 85,2\ \Omega$  gewählt werden. Gute Anpassung wird aber auch mit  $Z_{dm'} = 120\ \Omega$  erzielt, da (6.50) mit  $\chi = 1,4$  erfüllt ist. Die Abmessungen des LO-Baluns wurden auf ähnliche Weise dimensioniert.

Um eine sehr gute Unterdrückung des Gleichtaktsignals und damit eine hohe Isolation zwischen den Signalen sicherzustellen, ist eine gute Amplituden- und Phasenbalance der verwendeten Marchand-Baluns unerlässlich. Das HF-Signal wird dabei am unsymmetrischen Tor 1 eingespeist, das symmetrische Signal wird an den Toren 2 und 3 abgegriffen, wie in Abbildung 6.29 gezeigt. Die Amplitudendifferenz  $\Delta a$  und die Abweichung von der Phasensymmetrie  $\Delta\phi$  berechnen sich nach (6.51) und (6.52).

$$\Delta a = 20 \log_{10} \left( \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \text{ dB} \quad (6.51)$$

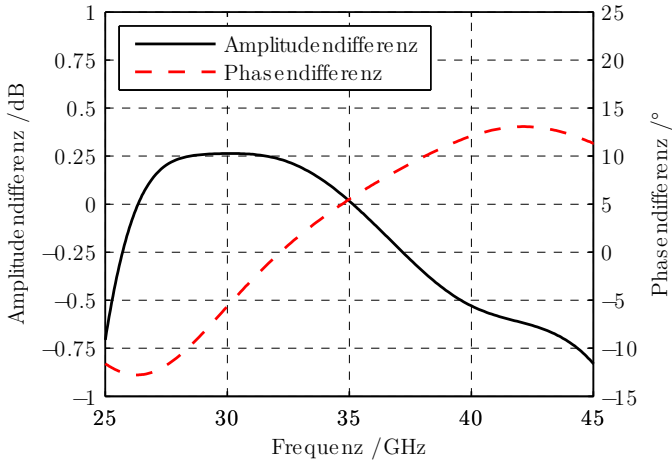
$$\Delta\phi = | |\angle S_{21} - \angle S_{31}| - 180^\circ | \quad (6.52)$$

Zur Entwicklung der Baluns wurden Simulationen mit einem auf der Momenten-Methode basierenden Feldsimulator durchgeführt. Abbildung 6.30 zeigt die Simulationsergebnisse der Amplituden- und Phasenbalance des HF-Baluns mit integriertem ZF-Abgriff. Die maximale Abweichung von der Amplitudensymmetrie bleibt über den gesamten Frequenzbereich unter  $0,75\ \text{dB}$ . Die Abweichung von der Phasensymmetrie ist kleiner als  $12^\circ$ .

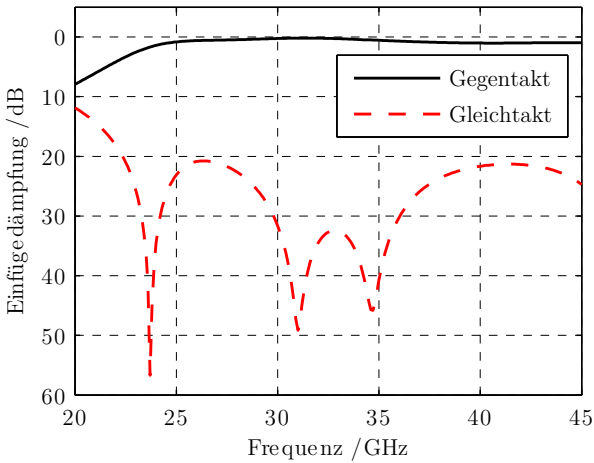
Zur Simulation der Einfügedämpfungen des HF-Gleich- und HF-Gegentaktsignals des Marchand-Baluns wurden die Tore 2 und 3 zu einem Tor 2 mit den zwei Grundmodi (Gleich- und Gegentaktsmodus) zusammengefasst. Die Simulationsergebnisse im Frequenzbereich von  $25\text{-}45\ \text{GHz}$  sind in Abbildung 6.31 abgebildet. Es zeigt sich eine Unterdrückung des Gleichtaktmodus um mehr als  $20\ \text{dB}$  im Frequenzbereich von  $25\text{-}40\ \text{GHz}$ , wobei die Einfügedämpfung des Gegentaktsmodus kleiner als  $1\ \text{dB}$  ist.

Um den Wellenwiderstand der gekoppelten Leitung an die Bezugsimpedanz anzupassen wird eine sich verjüngende Mikrostreifenleitung (engl. taper) am

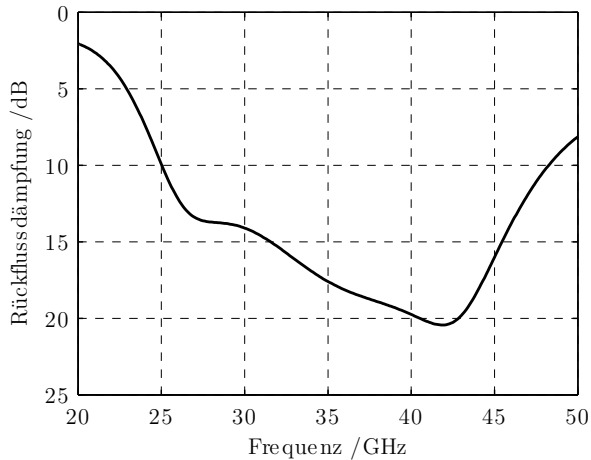




**Abbildung 6.30:** Simulierte Amplituden- und Phasenbalance des Marchand-Baluns.



**Abbildung 6.31:** Simulierte Einfügedämpfungen des HF-Gleich- und HF-Gegentaktsignals des Marchand-Baluns.



**Abbildung 6.32:** Simulierte Rückflussdämpfung am unsymmetrischen Eingang des HF-Baluns.

HF-Eingang verwendet. Die simulierte, eingangsseitige Rückflussdämpfung des Baluns am HF-Tor ist in Abbildung 6.32 dargestellt und zeigt eine minimale Rückflussdämpfung von 10 dB im Frequenzbereich von 25-45 GHz.

Der Abgriff des ZF-Signals erfolgt über zwei hochohmige Leitungen mit einem Wellenwiderstand von  $100\ \Omega$ , die an den zur Erdung des HF-Signals benutzten Radialstichleitungen ansetzen und das HF-Signal daher nur wenig stören. Die beiden Leitungen bilden am Knotenpunkt einen Leistungskombinator und führen das ZF-Signal über eine angepasste Leitung ab.

Als breitbandige Masserückführung für das ZF-Signal dienen die in Abbildung 6.33 sichtbaren Durchkontaktierungen, die für den ZF-Strom einen breitbandigen Kurzschluss darstellen. Dabei musste ein Kompromiss gefunden werden. Die Durchkontaktierungen dürfen einerseits nicht zu weit vom Diodenring entfernt liegen, weil der Kurzschluss sonst durch die elektrische Länge der Leitung transformiert wird. Bei einer Länge von etwa 3,2 mm wird der Kurzschluss in einen Leerlauf transformiert und es kann kein ZF-Rückstrom bei der Mittenfrequenz des ZF-Bandes fließen, was zu einer starken Erhöhung des Mischverlusts an dieser Stelle führen würde. Andererseits darf die Durchkontaktierung nicht zu nahe am Diodenring liegen, da sonst der LO-Strom kurzgeschlossen wird. Als Kompromiss wurde durch Optimierung mit Hilfe eines auf der Momenten-Methode basierenden Feldsimulators eine Leitungslänge

	Material	Anordnung	$R_B / \Omega$	$C_j / \text{fF}$	$f_g / \text{GHz}$
Diode 1 [116]	GaAs	Diodenring	1,3	60	2040
Diode 2 [117]	Si	antiparallel	10	70	227

**Tabelle 6.3:** Technische Daten der verwendeten Dioden.

von etwa 1,3 mm ermittelt.

Die Millimeterwellenmischer wurden auf Aluminiumoxid-Substrat in Dünnschichttechnik gefertigt. Diese Technik erlaubt die kleinen Spaltbreiten der Baluns in der Größenordnung von 10-15  $\mu\text{m}$ , die zur Erzielung der Bandbreite benötigt werden.

### 6.3.3 Implementierung und Messungen

Im Rahmen dieser Arbeit wurden breitbandige, planare Doppelgegentakt-Millimeterwellenmischer entwickelt. Als nichtlineares Element wurden Galliumarsenid- (GaAs) und Silizium-Schottkydioden in Beam-Lead-Gehäusen verwendet, wobei je vier Dioden auf dem Chip als Diodenring bzw. als antiparallele Anordnung integriert sind. Die technischen Daten der verwendeten Dioden sind in Tabelle 6.3 aufgeführt. Die Grenzfrequenz der Dioden  $f_g$  wurde nach

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_B C_j} \quad (6.53)$$

berechnet, wobei  $R_B$  der Bahnwiderstand der Diode und  $C_j$  die Sperrschichtkapazität ist [118]. Beide Diodentypen sind aufgrund der hohen Grenzfrequenz für den Einsatz in Millimeterwellenmischem bis 40 GHz geeignet.

In Abbildung 6.34 und 6.33 sind zwei realisierte Doppelgegentaktmischer für den Eingangsfrequenzbereich von 26,5 GHz bis 40 GHz dargestellt. Die Mischer wurden in Dünnschichttechnik auf  $\text{Al}_2\text{O}_3$ -Keramiksubstrat gefertigt. Alle gezeigten Messungen beziehen sich auf das in ein geschlossenes Gehäuse eingebaute Mischersubstrat, die Tore wurden mit 2,92 mm Konnektoren verbunden.

In Abbildung 6.35 sind die simulierten und gemessenen Konversionsverluste der realisierten Doppelgegentakt-Mischer im Frequenzbereich von 26-40 GHz dargestellt. Das Eingangssignal wurde in drei Bändern mit Lokaloszillator-Signalen im Frequenzbereich von 20-27 GHz in ZF-Bänder im Bereich von 6-13 GHz heruntergemischt. Abbildung 6.35 zeigt die zusammengesetzten Ergebnisse für alle drei Bänder. Der gemessene Konversionsverlust von Mischer 1 mit Diodenring [116] beträgt 7-13 dB, der von Mischer 2 mit antiparallelen Dioden [117] 8-14 dB im Frequenzbereich von 26-40 GHz. Die Messung zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit der Harmonic-Balance Simulation. Dabei ist

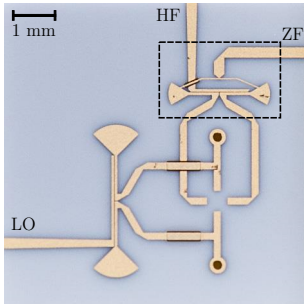


Abbildung 6.33: Mischer 1.

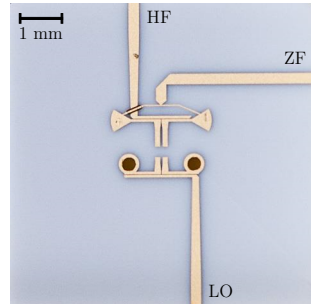


Abbildung 6.34: Mischer 2.

der niedrigere Konversionsverlust von Mischer 1 durch die wesentlich höhere Grenzfrequenz der verwendeten Dioden bedingt.

Bei heterodynem Empfangssystemen mit mehreren kaskadierten Mixern kommt der LO-ZF Isolation der Mixer eine besondere Bedeutung zu. Ist diese gering und wird das Lokaloszillatorsignal des ersten Mixers im ZF-Band nicht ausreichend gefiltert, können in der Frequenz vom HF-Eingangssignal

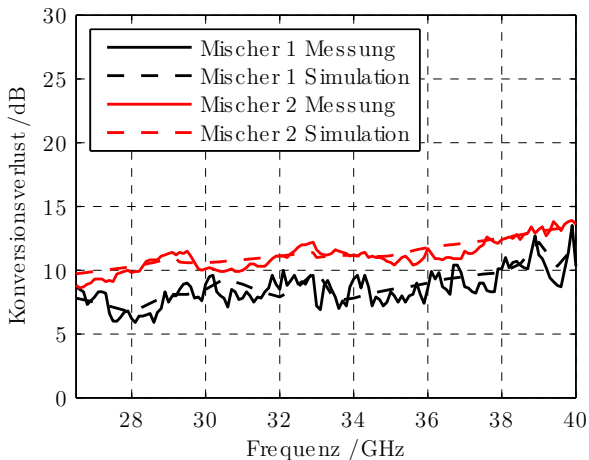


Abbildung 6.35: Simulierter und gemessener Konversionsverlust der realisierten Millimeterwellen-Mischer.

$f_{\text{LO}} / \text{GHz}$	LO-ZF Isolation / dB Mischer 1	LO-ZF Isolation / dB Mischer 2
20	21,4	31,6
21	17,9	32,7
23	14,2	31,8
25	10,8	31,2
27	8,6	30,2

**Tabelle 6.4:** Gemessene LO-ZF Isolation der realisierten Millimeterwellen-Mischer.

unabhängige Nebenempfangsstellen hohen Pegels im Zwischenfrequenzband des zweiten Mixers entstehen [119]. In Tabelle 6.4 sind gemessene Werte für die LO-ZF Isolationen der beiden entwickelten Mischer aufgetragen. Die LO-ZF-Isolation von Mischer 1 beträgt im Frequenzbereich von 20-27 GHz 8,6-21,4 dB. Mischer 2 erzielt eine Isolation von mehr als 30 dB über den gesamten Frequenzbereich. Bei der Realisierung von Mischer 1 mit Diodenring wird das differentielle Lokaloszillatorsignal an einer Stelle mit einer Luftbrücke über das differentielle HF-Signal geführt, was zu einer Verkopplung und damit zu einer niedrigeren LO-ZF Isolation im Vergleich zu Mischer 1 führt.



## 7 Messungen mit den Zeitbereichsmesssystemen

In diesem Kapitel werden mit den realisierten Zeitbereichsmesssystemen bis 40 GHz durchgeführte Messungen gezeigt. Es wurden Messungen der nicht-stationären Störemissionen eines Mikrowellenherds und Messungen von Kommunikationssignalen, unter anderem von WLAN- und Frequenzsprungsignalen, durchgeführt. Die Messung der Abstrahlcharakteristik eines Arbeitsplatzrechners mit hoher Empfindlichkeit und Winkelauflösung wird diskutiert.

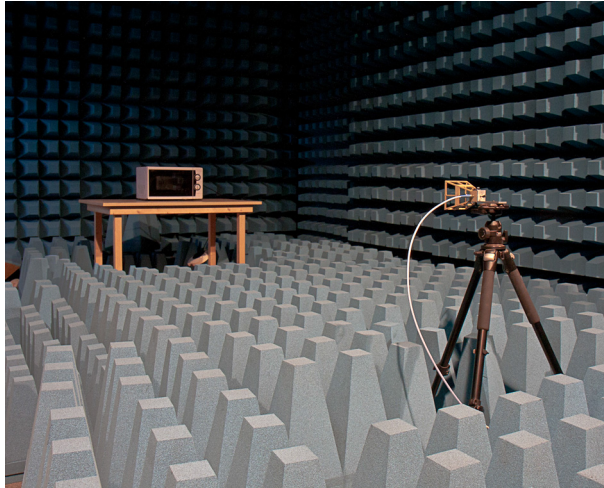
### 7.1 Messungen an einem Mikrowellenherd

Mikrowellenherde sind interessante Prüflinge, da sie in Haushalten weit verbreitet sind und die emittierten Störungen in der Regel nicht-stationär sind. Die Messungen des feldgebundenen Störspektrums des Mikrowellenherdes erfolgten in einer Absorberkammer mit einer breitbandigen Antenne mit der Bandbreite von 1,7-20 GHz [120]. Der Prüfling wurde im Abstand von 3 m auf einen Holztisch gestellt. Abbildung 7.1 zeigt den Messaufbau mit der Hornantenne. Um die elektrische Feldstärke  $E$  aus der am Eingang des Messsystems anliegenden Störspannung  $U$  zu berechnen, wurde der Antennenfaktor  $AF$  der Antenne angewandt:

$$E = U \cdot 10^{\left(\frac{AF}{20}\right)}. \quad (7.1)$$

Das gemessene Spektrum der feldgebundenen Emissionen des Mikrowellenherdes von 2-18 GHz ist in Abbildung 7.2 dargestellt. Die Messung erfolgte mit dem Spitzenwert- und dem Mittelwertdetektor mit Verweildauern von 100 ms. Die Eichleitung wurde aufgrund des hohen Pegels auf 10 dB eingestellt und die Auflösungsbreite betrug 9 kHz bei einer Frequenzauflösung von 5 kHz. Die breitbandige Messung des Störspektrums des Mikrowellenherdes mit hoher Frequenzauflösung benötigt mit dem breitbandigen Zeitbereichsmesssystem nur etwa 150 s.

Deutlich zu erkennen ist das Maximum bei etwa 2,45 GHz mit einem Pegel von  $95 \text{ dB}\mu\text{V}/\text{m}$ , das der Grundwelle des Magnetrons entspricht. Weiterhin



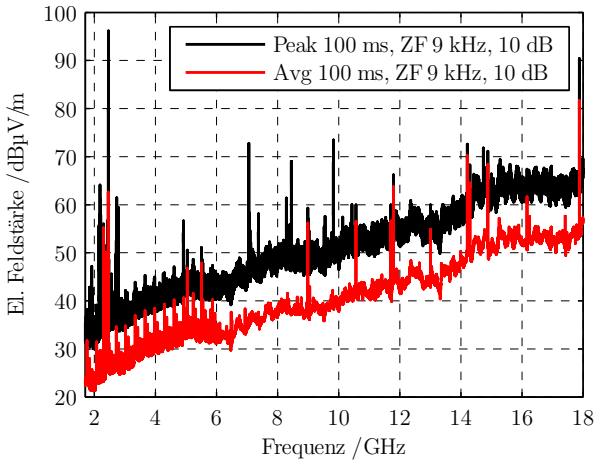
**Abbildung 7.1:** Messaufbau in der Absorberkammer.

sieht man höhere Harmonische und nicht-harmonische Signalanteile. Für diese Messung wird eine Dynamik von fast 60 dB benötigt, die das System zur Verfügung stellt.

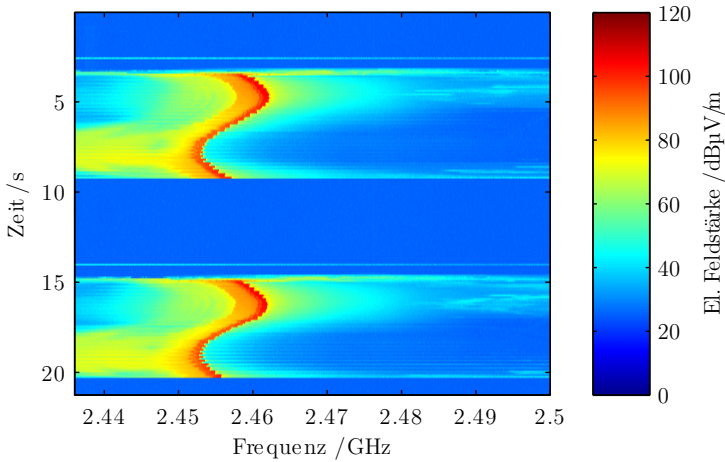
Das Zeitverhalten des nicht-stationären Emissionssignals kann mit einem klassischen Messempfänger nicht erfasst werden. Die Messung solcher Störsignale wird mit den vorgestellten, breitbandigen Zeitbereichsmesssystem durch das berechnete Echtzeit-Spektrogramm ermöglicht. Für diese Messung wurde der Mikrowellenherd so eingestellt, dass das Magnetron periodisch ein- und ausgeschaltet wird. Das Spektrogramm in Abbildung 7.3 zeigt den zeitlichen Verlauf des Störsignals innerhalb eines Zeitintervalls von 20 s. Die An- und Abschaltvorgänge sind deutlich zu erkennen. Da das Magnetron einen freilaufenden Oszillator bildet, ergibt sich ein Frequenzdrift  $\delta f_1$ , der bei der ersten Harmonischen etwa 10 MHz beträgt.

Da das Magnetron eine nicht-lineare Charakteristik besitzt, enthält das Störsignal höhere Harmonische der Grundwelle. Die höheren Harmonischen weisen hohe Signalpegel auf und müssen bei der Messung der Störemissionen ebenfalls gemessen werden. Die breitbandigen Zeitbereichsmesssysteme erlauben es aufgrund ihrer Bandbreiten bis 40 GHz, die sechste Harmonische des Störsignals bei etwa 14,74 GHz mit einer Auflösungsbandsbreite von 9 kHz mit hoher Empfindlichkeit zu erfassen. Das Spektrogramm ist in Abbildung 7.4 dargestellt.

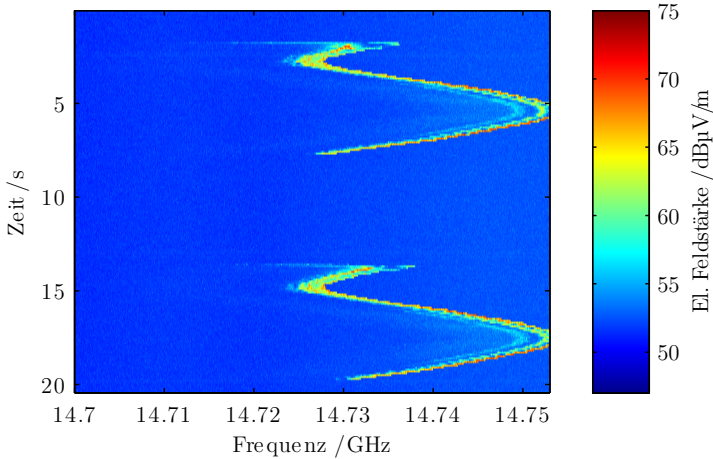




**Abbildung 7.2:** Gemessenes Spektrum der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand.



**Abbildung 7.3:** Gemessenes Spektrogramm der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand bei der Grundwelle.



**Abbildung 7.4:** Gemessenes Spektrogramm der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand bei der sechsten Harmonischen.

Der Frequenzdrift des Ausgangssignals des Magnetrons kann als Frequenzmodulation des Ausgangssignals beschrieben werden. Daher ergibt sich das Ausgangssignal des Magnetrons  $s(t)$  bei der  $n$ -ten Harmonischen zu

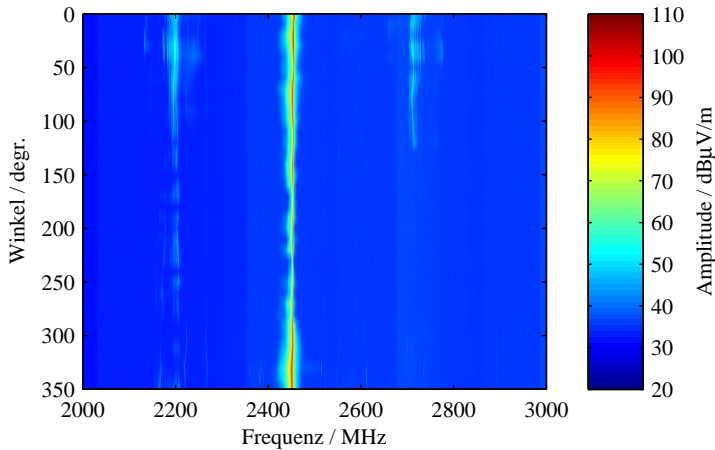
$$s(t) = A \cdot \cos[n2\pi t(f + \delta f_n)], n = 1, 2, \dots, \quad (7.2)$$

mit der Amplitude  $A$  und dem Frequenzdrift  $\delta f_n$ . Daraus berechnet sich der Frequenzdrift bei der sechsten Harmonischen zu  $\delta f_6 = 6 \cdot 10 \text{ MHz} = 60 \text{ MHz}$ .

## 7.2 Messung der Abstrahlcharakteristik

Aufgrund der langen Messzeiten erfolgt bei klassischen Messempfängern nach dem Heterodynprinzip die Untersuchung der Abstrahlcharakteristik eines Prüflings nur an den Maxima des Spektrums [121, 122]. Diese werden in einer schnellen Überblicksmessung (engl. prescan) in Hauptabstrahlrichtung ermittelt. Aufgrund der kurzen Messzeiten können diese Messungen mit den vorgestellten Zeitbereichsmesssystemen breitbandig mit hoher Frequenzauflösung erfolgen.

Für die in Abbildung 7.5 dargestellte Abstrahlcharakteristik eines Mikrowellenherdes wurde dieser in der Absorberkammer auf einem Drehtisch in einem



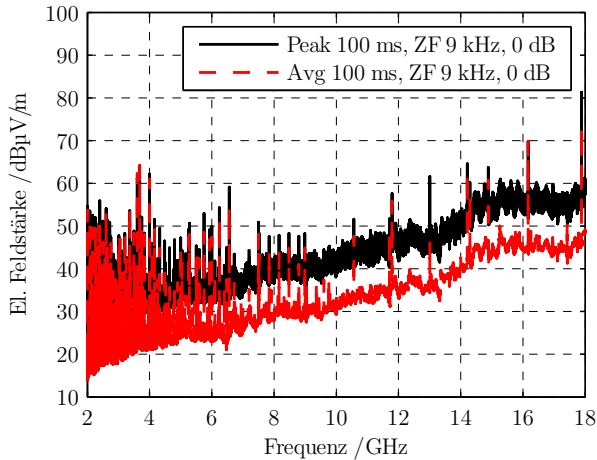
**Abbildung 7.5:** Gemessene Abstrahlcharakteristik der Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand.

Abstand von 3 m zur breitbandigen Hornantenne platziert. Bei der automatischen Messung wurde der Drehtisch und das Zeitbereichsmesssystem von einem Rechner gesteuert. Die Winkelaufösung betrug  $10^\circ$ . An jeder Winkeleinstellung erfolgte eine Messung mit einer Bandbreite von 2-3 GHz mit dem Spitzenwertdetektor und einer Verweildauer von 100 ms. Die Frequenzauflösung betrug 500 kHz, so dass insgesamt etwa 70000 Messpunkte berechnet wurden. Die gesamte Messzeit betrug etwa 300 s. Eine ähnliche Messung dauert mit einem konventionellen Messempfänger bei Einhaltung der Verweildauer etwa 2 Stunden.

Die maximale Abstrahlung erfolgt bei der Frequenz der ersten Harmonischen des Magnetrons über die Fronttür des Geräts bei Winkeln nahe  $0^\circ$ . Weiterhin ist der Frequenzdrift des Störsignals zu erkennen.

### 7.3 Messung der feldgebundenen Emissionen eines PCs

In Arbeitsplatzrechnern (engl. personal computer, kurz PC) befinden sich eine grosse Anzahl an Oszillatoren und digitalen Schaltkreisen in denen Schaltvorgänge mit kurzen Anstiegszeiten stattfinden. Da etwa die Taktfrequenzen moderner PCs einige GHz betragen, sind Messungen der feldgebundenen Emissionen dieser Geräte wichtig, um Kommunikationsdienste zu schützen.

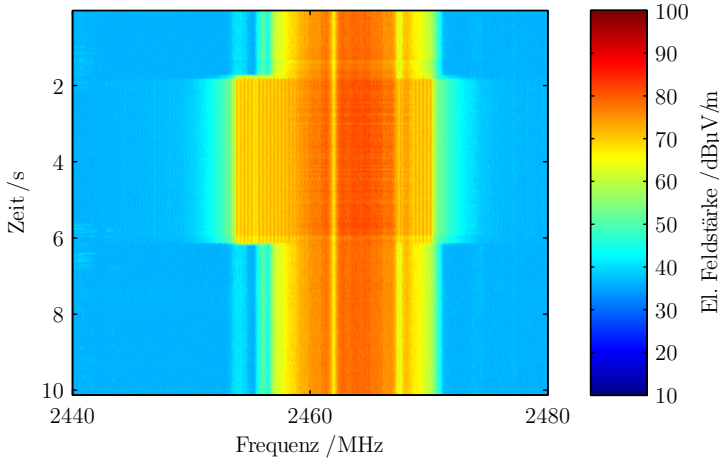


**Abbildung 7.6:** Gemessenes Spektrum eines PCs.

Für die Messung der in Abbildung 7.6 gezeigten Spektren wurde ein PC in einem Abstand von 1 m zur Antenne in der Absorberkammer aufgestellt. Es wurden Messungen mit dem Spitzenwert- und dem Mittelwertdetektor mit Verweildauern von 100 ms durchgeführt. Die Auflösungsbandbreite betrug 9 kHz. Die Messung der beiden Spektren dauerte etwa 150 s. Bei einer Frequenzauflösung von 5 kHz wurden über 3 Millionen Frequenzpunkte pro Messung berechnet. Man erkennt im Spektrum oberhalb 1 GHz hauptsächlich schmalbandige Emissionen, die von den Taktfrequenzen der einzelnen Baugruppen und deren Harmonischen herrühren, wie etwa den CPU-Takt bei 2,4 GHz. Der niedrige Rauschboden durch die integrierten rauscharmen Vorverstärker erlaubt die Erfassung der sechsten Harmonischen des CPU-Takts bei etwa 14,4 GHz mit einem Pegel von  $65,5 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ . Durch die extreme Verkürzung der Messzeit im Vergleich zu Messempfängern kann das Signal in einer Messung mit einer Messbandbreite von 16 GHz und der ZF-Bandbreite von 9 kHz mit höchster Empfindlichkeit gemessen werden.

## 7.4 Messungen von Kommunikationssignalen

Elektronische Konsumergeräte benutzen immer häufiger Frequenzbänder oberhalb von 1 GHz für Kommunikationskanäle. Um diese Dienste zu schützen, unterliegen diese Geräte technischer Auflagen bezüglich der erwünschten und



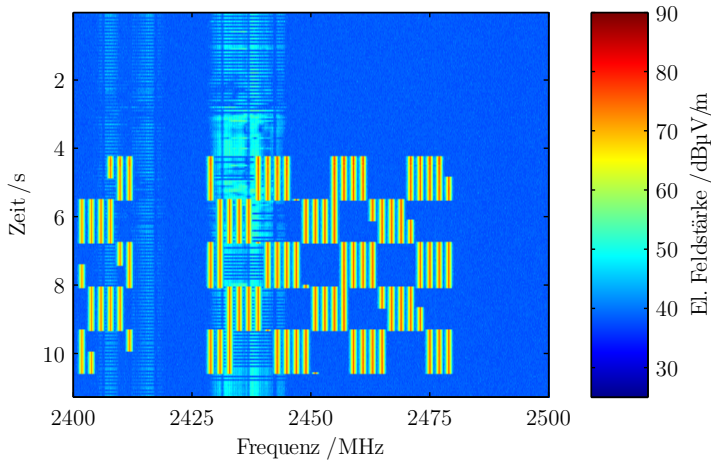
**Abbildung 7.7:** Gemessenes Spektrogramm einer FTP-Datenübertragung zwischen zwei Smartphones über WLAN.

unerwünschten Abstrahlung elektromagnetischer Leistung. Dabei spielen nicht nur die Grundwellen der Signale eine Rolle, sondern teilweise auch Harmonische höherer Ordnung bis 40 GHz, wie z.B. von der FCC 47, CFR 15 gefordert [5].

Moderne Konsumergeräte ermöglichen es, mittels unterschiedlichster Funkdienste, Daten untereinander auszutauschen. Für die folgende Messung wurden zwei Laptops in einer Absorberkammer platziert und eine Datei mittels des file-transfer-protocol (FTP) über ein drahtloses Netzwerk zwischen den Geräten übertragen. Abbildung 7.7 zeigt das Spektrogramm des Datentransfers [123]. Die Datei wird im Zeitraum von 2 s bis 6 s kopiert.

In Abbildung 7.8 wird ein Spektrogramm der Kommunikation zwischen zwei Mobiltelefonen via Bluetooth gezeigt. Im Einzelnen erkennt man die Kanalsuche beim Einschalten eines der beiden Geräte im Zeitbereich von etwa 4 s bis 11 s.

In modernen drahtlosen Kommunikationssystemen wird häufig das Frequenzsprungverfahren eingesetzt. Dabei wird nicht in einem festen Frequenzband übertragen, sondern es werden verschiedene Frequenzbänder benutzt, die abwechselnd genutzt werden. Um ein solches Signal zu erzeugen wurde ein Signalgenerator verwendet. Die Frequenz des Ausgangssignals wird periodisch im Frequenzbereich von 36-37 GHz geändert. Die Verweildauer an jeder Fre-



**Abbildung 7.8:** Gemessenes Spektrogramm der Bluetooth-Kanalsuche zwischen zwei Smartphones.

quenz ist 10 ms. Die Messung erfolgte mit Spitzenwert- und Mittelwertdetektor mit der Verweildauer 100 ms und einer Auflösungsbreite von 100 ms. Die gemessenen Spektren sind in Abbildung 7.9 dargestellt. Die Messzeit für diese Messung bei einer Frequenzauflösung von 500 kHz betrug etwa 10 s.

Bei Autoschliessenanlagen wird meist Amplitudenumtastung als Modulationsart angewandt. Bei On-Off Keying erfolgt eine An- und Abschaltung der Trägerfrequenz zur Übertragung digitaler Daten. In Abbildung 7.10 wird das Spektrogramm solcher Schliessvorgänge an einem Kraftfahrzeug gezeigt. Die eigentliche Kommunikation erfolgt dabei im dafür freigegebenen ISM-Band bei etwa 433,9 MHz. Gemessen wurde die 20. Harmonische des Signals bei etwa 8678 MHz. Um die hohe Empfindlichkeit zur Messung des schwachen Signals zu erreichen, wurde eine Auflösungsbreite von 9 kHz verwendet.

## 7.5 Benachbarte, schmalbandige Störer

Innerhalb der EMV-Messtechnik besteht eine Anwendung darin, schmalbandige Störer in Anwesenheit benachbarter, schmalbandiger Störer mit hohem Pegel zu finden. Dazu müssen die verwendeten PLL-Synthesizer zur Erzeugung der Lokaloszillatorsignale niedriges Phasenrauschen aufweisen, da ansonsten Signale mit geringem Pegel vom Phasenrauschen des abwärtsgemischten, be-

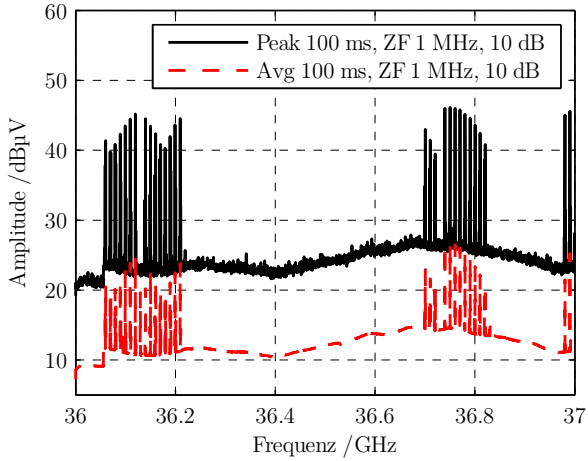


Abbildung 7.9: Gemessenes Spektrum eines Frequenzsprung-Signals.

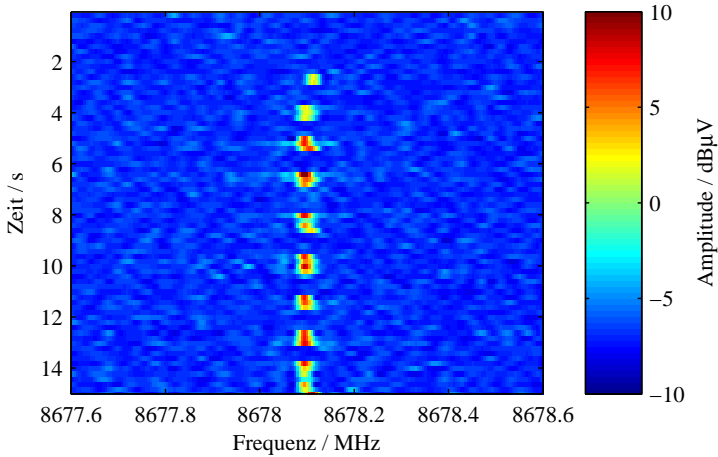


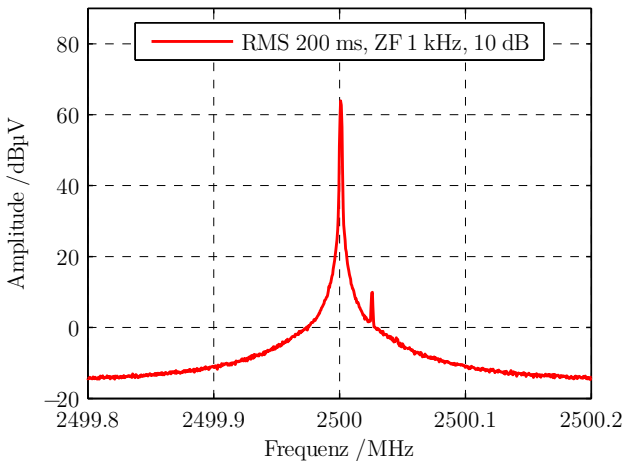
Abbildung 7.10: Gemessenes Spektrogramm der 20. Harmonischen eines Kfz-Schlüssels.

Ablagefrequenz	Einseitenband-Phasenrauschen / dBc/Hz
10 kHz	-83
50 kHz	-103
100 kHz	-120
1 MHz	-135

**Tabelle 7.1:** Einseitenband-Phasenrauschen der Lokoszillatorsignale für Eingangssignale von 1,1 GHz bis 6 GHz.

nachbarten Signals mit hohem Pegel maskiert werden. Die realisierten Zeitbereichsmesssysteme erlauben die Durchführung solcher Messungen durch das geringe Phasenrauschen der im Rahmen dieser Arbeit implementierten PLL-Synthesizer. Das gemessene Einseitenband-Phasenrauschen des Zeitbereichsmesssystems für Eingangssignale im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 6 GHz ist in Tabelle 7.1 zusammengefasst.

Eine solche Messung eines schmalbandigen Störers in Anwesenheit eines Störers mit hohem Pegel ist in Abbildung 7.11 dargestellt. Um eine hohe Empfindlichkeit zu erreichen und die Trennung der beiden Signale zu ermöglichen, wurde eine Auflösebandbreite von 1 kHz verwendet. Die Messung erfolgte mit



**Abbildung 7.11:** Messung benachbarter, schmalbandiger Störer.



Frequenzbereich / GHz	$\mu_s$ / dB	$\sigma_s^2$ / dB
1,1 - 6	-0,07	0,49
6 - 26,5	-0,50	0,36
26,5 - 40	0,21	0,48

**Tabelle 7.2:** Mittelwert und Varianz des Pegelmessfehlers des Zeitbereichsmesssystems im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz.

dem Effektivwertdetektor mit einer Verweildauer von 200 ms. Die beiden Signale wurden mit Signalgeneratoren erzeugt und dem Eingang des Messgeräts über einen Leistungsaddierer zugeführt. Das starke Signal hat eine Frequenz von 2500 MHz und einen Effektivwertpegel von 65 dB $\mu$ V. Das schwache Signal wurde mit einem Effektivwertpegel von 10 dB $\mu$ V und einem Frequenzabstand von 25 kHz zum starken Signal eingespeist. Die Eichleitung wurde auf 10 dB eingestellt. Das schwache Signal kann aufgrund des niedrigen Phasenrauschens der implementierten PLL-Synthesizer auch im Frequenzbereich oberhalb von 1,1 GHz bei einer Ablagefrequenz von 25 kHz gemessen werden, obwohl der starke Störer einen um 55 dB höheren Pegel aufweist.

## 7.6 Messunsicherheit

Um die Messunsicherheit des Pegels des realisierten Messsystems für Sinussignale im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz zu charakterisieren, wurde eine Messreihe mit 389 Messungen des angezeigten Pegels über den Frequenzbereich durchgeführt. Dazu wurden Sinussignale mit einem Pegel von 50 dB $\mu$ V mit einem Signalgenerator erzeugt. Aus diesen Messwerten wurde für die Frequenzbereiche der verschiedenen Abwärtsmischer der Mittelwert des Messfehlers  $\mu_s$  und die Varianz  $\sigma_s^2$  gemäss (7.3) und (7.4) berechnet [124].

$$\mu_s = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N x_i \quad (7.3)$$

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^N (x_i - \mu)^2 \quad (7.4)$$

$x_i$  sind dabei die diskreten Messwerte und  $N$  die Anzahl der Messungen.

Die Ergebnisse sind in Tabelle 7.2 dargestellt. Der Mittelwert des Messfehlers bleibt im gesamten Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz unter 0,5 dB. Die Varianz ist kleiner als 0,5 dB.

## 7.7 Ergebnisse der Messungen

In diesem Kapitel wurden mit den realisierten breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen bis 40 GHz durchgeführte Messungen dargestellt.

Es konnte gezeigt werden, dass die Zeitbereichsmesssysteme die Messung der nicht-stationären Emissionen z.B. von Mikrowellenherden bis in den Millimeterwellenbereich ermöglichen. Die korrekte Messung solcher Störungen ist mit klassischen Messempfängern nicht möglich.

Die Messzeit kann im Vergleich zu Messempfängern um mehrere Größenordnungen verringert werden. Dies erlaubt etwa die Verwendung von schmalen Auflösungsbreiten für höchste Empfindlichkeit bei grossen Messbandbreiten ohne die vorherige Durchführung von groben Vormessungen und die Nachmessung der Maxima, wie es bei Messempfängern üblich ist. Es wurde gezeigt, dass die breitbandige Messung der Abstrahlcharakteristik der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherds mit hoher Empfindlichkeit in etwa 5 Minuten erfolgen kann, wohingegen diese Messung mit einem Messempfänger etwa 2 Stunden dauert.

Die vorgestellten Beispiele der Messung von Kommunikationssignalen zeigen die Fähigkeit der Systeme, diese Signale bis zu einer Frequenz von 40 GHz zu messen und tragen so der fortschreitenden Entwicklung auf diesem Gebiet Rechnung. Der zeitliche Verlauf der Signale kann mit dem Echtzeitspektrum mit einer Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz bis 40 GHz lückenlos erfasst werden.

Die Messunsicherheit der Zeitbereichsmesssysteme wurde untersucht. Der Mittelwert und die Varianz des Pegelfehlers der Systeme bleibt im gesamten Frequenzbereich unterhalb von 0,5 dB.

## 8 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurden breitbandige Zeitbereichsmesssysteme mit einem Messbereich von 10 Hz bis 40 GHz entwickelt und realisiert. Diese Zeitbereichsmesssysteme zur Messung elektromagnetischer Störemissionsspektren basieren auf breitbandiger Digitalisierung des zu messenden Signals und anschließender Berechnung des Spektrums durch die schnelle Fourier-Transformation. In dieser Arbeit bestand die Aufgabe darin, den Messbereich eines Zeitbereichsmesssystems, dessen Basisband bis 1,1 GHz reicht, bis in den Millimeterwellenbereich zu erweitern. Da dies beim Stand der Technik unter Wahrung der geforderten Dynamik durch Erhöhung der Abtastfrequenz nur unter unverhältnismäßigem Aufwand möglich wäre, wurde eine Lösung entwickelt, bei der bis 40 GHz jeweils 325 MHz breite Bänder des Messbereichs in das Basisband gemischt werden um digitalisiert und verarbeitet zu werden.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten breitbandigen Zeitbereichsmesssysteme erlauben normkonforme Messungen nach CISPR 16-1-1 und erfüllen die technischen Voraussetzungen anderer internationaler Normen wie z.B. der DO-160F und des MIL-STD-461F. Die entwickelten Messsysteme weisen im gesamten Frequenzbereich auch im Echtzeitbetrieb eine Vorselektion auf, wodurch die Spiegelfrequenzen und andere unerwünschte Mischprodukte unterdrückt werden und die Systemdynamik erhöht wird. Die durch die Vorselektion vor Übersteuerung geschützten integrierten Vorverstärker gewährleisten hohe Empfindlichkeit über den gesamten Frequenzbereich.

Die in dieser Arbeit entwickelten Systeme erlauben die Messung nicht-stationärer und transientser Störer mit dem Echtzeit-Spektrogramm mit einer Echtzeit-Bandbreite von 162,5 MHz im gesamten Frequenzbereich bis 40 GHz. Es wurde gezeigt, dass die entwickelten Zeitbereichsmesssysteme die korrekte Messung nicht-stationärer Störer, wie etwa von Mikrowellenherden, ermöglichen.

Die mit den entwickelten Zeitbereichsmesssystemen erzielten Messzeiten wurden mit einem klassischen EMV-Messempfänger verglichen. Es wurde eine Verkürzung der Messzeit um einen Faktor von mehreren Tausend festgestellt. Diese Verkürzung der Messzeit ermöglicht neue Anwendungen, wie etwa die gezeigte Messung der Abstrahlcharakteristik mit hoher Frequenz- und Winkelauflösung.

Zur Entwicklung der Zeitbereichsmesssysteme bis 40 GHz wurden System-



**Abbildung 8.1:** Zeitbereichsmesssystem „TDEMI 40G“, aus [125].

konzepte für breitbandige Zeitbereichsmesssysteme bis in den Millimeterwellenbereich entwickelt. Die Empfindlichkeit und Dynamik der Messsysteme wurde analytisch berechnet und im Vergleich mit Messwerten diskutiert. Ein Verfahren zur Unterdrückung von Eigenstörungen wurde vorgestellt und die Wirksamkeit anhand einer Messung gezeigt.

Die zur Realisierung der Zeitbereichsmesssysteme entwickelten Komponenten im Mikro- und Millimeterwellenbereich wurden beschrieben. Die Simulationsergebnisse der breitbandigen PIN-Dioden Schalter, der planaren Filter mit seitlicher Kopplung, der Suspended-Stripline Filter und der breitbandigen Mischer wurden mit Messungen der realisierten Komponenten verglichen und diskutiert.

Es wurden Messungen mit den entwickelten Zeitbereichsmesssystemen durchgeführt. Die Eignung der Systeme zur Messung der nicht-stationären, feldgebundenen Emissionen von Mikrowellenherden und deren höheren Harmonischen mit Hilfe der Echtzeit-Spektrogramme wurde dargestellt. Die Messung der Abstrahlcharakteristik eines Mikrowellenherdes sowie die feldgebundenen Emissionen eines Arbeitsplatzrechners wurden gezeigt. Messungen an Kommunikationssignalen wie etwa WLAN und Bluetooth-Kommunikation wurden dargestellt. Durch die Auswertung einer Messreihe konnte die Messunsicherheit der Systeme im Frequenzbereich bis 40 GHz in Mittelwert und Varianz berechnet werden.

Basierend auf den entwickelten breitbandigen Zeitbereichsmesssystemen erfolgte die kommerzielle Umsetzung der Ergebnisse dieser Arbeit in mehreren Zeitbereichsmesssystemen „TDEMI“ bis 40 GHz des Forschungs- und Industriepartners GAUSS INSTRUMENTS GmbH [125]. Das Zeitbereichsmesssystem „TDEMI 40G“ mit einem Messbereich von 10 Hz bis 40 GHz ist in Abbil-

dung 8.1 dargestellt.



## Literaturverzeichnis

- [1] IEEE 802.11-2012: *IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks–Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2012
- [2] IEEE 802.11AD-2012: *IEEE Standard for Information technology–Telecommunications and information exchange between systems–Local and metropolitan area networks–Specific requirements-Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 3: Enhancements for Very High Throughput in the 60 GHz Band*. Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2012
- [3] CISPR 22, ed6.0: *Information technology equipment - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*. International Electrotechnical Commission, 2008
- [4] KOMMISSION DER EUROPÄISCHEN GEMEINSCHAFTEN: Richtlinie 2005/49/EG. In: *Amtsblatt der Europäischen Union* (2005)
- [5] CODE OF FEDERAL REGULATIONS, TITLE 47, PART 15: *Radio Frequency Devices*. Federal Communications Commission (FCC), 2010
- [6] KODALI, V. P.: *Engineering Electromagnetic Compatibility: Principles, Measurements and Technologies*. IEEE Press, 1996
- [7] SCHWAB, A.J. ; KÜRNER, W.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Springer Verlag, 2007
- [8] PAUL, C.R.: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. John Wiley & Sons, 1992
- [9] EUROPÄISCHES PARLAMENT UND RAT DER EUROPÄISCHEN UNION: Richtlinie 2004/108/EG. In: *Amtsblatt der Europäischen Union* L390 (2004)

- 
- [10] LINDENMEIER, S. ; RUSSE, P.: *Elektromagnetische Verträglichkeit*. Vorlesungsskriptum des Lehrstuhls für Hochfrequenztechnik der Technischen Universität München, 2000
- [11] BARHYDT, C.R.: Radio Noise Meter and its Application. In: *General Electric Rev.* 36 (1933), S. 201–205
- [12] HAGENHAUS, K.: Die Messung von Funkstörungen. In: *Elektrotechnische Zeitschrift* 63 (1942), S. 182–187
- [13] CISPR 16-1-1, ed3.1: *Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Measuring apparatus*. International Electrotechnical Commission, 2010
- [14] BRAUN, S. ; RUSSE, P.: A low-noise multiresolution high-dynamic ultra-broad-band time-domain EMI Measurement System. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53 (2005), S. 3354–3363
- [15] HOFFMANN, C. ; BRAUN, S. ; RUSSE, P.: A Broadband Time-Domain EMI Measurement System for Measurements up to 18 GHz. In: *EMC Europe 2010*, 2010, S. 34–37
- [16] HOFFMANN, C. ; SIDHOM, A. ; BRAUN, S. ; RUSSE, P.: A Broadband, Low-Noise Time-Domain System for EMI Measurements through Ka-Band up to 40 GHz. In: *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, S. 468–472
- [17] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A Real-Time Low-Noise Ultra-Broadband Time-Domain EMI Measurement System up to 18 GHz. In: *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility* Vol. 53, Issue 4 (2011), S. 882–890
- [18] CHRISTOPOULOS, C.: *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*. CRC Press, 1995
- [19] ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG: *R&S FSVR Real-Time Spectrum Analyzer Specifications*. Data Sheet, 2010
- [20] ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG: *R&S ESR EMI Test Receiver Specifications*. Data Sheet, 2012
- [21] AGILENT TECHNOLOGIES: *Real-Time Spectrum Analyzer (RTSA) PXA X-Series Signal Analyzer N9030AK-RT1 & N9030AK-RT2*. Technical Overview, 2013



- 
- [22] TEKTRONIX: *RSA5000 Series*. Data Sheet, 2013
- [23] STECHER, M.: A Fully CISPR 16-1-1 compliant EMI Measurement System enhanced by Fast Fourier Transform. In: *EMC Europe 2006*, 2006
- [24] BRAUN, Stephan: *Theorie und Anwendung von Zeitbereichsverfahren zur normkonformen EMV-Emissionsmessung*, Technische Universität München, Diss., 2007
- [25] BRAUN, S. ; FRECH, A.: Anforderungen der CISPR 16-1-1 an Messempfänger, Spektrumanalysatoren und FFT-basierende Messinstrumente. In: *The International Journal on Electromagnetic Compatibility, Europe EMC Guide 2013* (2013)
- [26] OPPENHEIM, Alan V. ; SCHAFER, Ronald W.: *Discrete-Time Signal Processing, 3rd Edition*. Prentice Hall, 2009
- [27] TEKTRONIX: *Das XYZ der Analog- und Digitaloszilloskope*. Technical Note, 2004
- [28] BRAUN, S. ; AL-QEDRA, M. ; RUSSER, P.: A novel realtime time-domain EMI measurement system based on Field Programmable Gate Arrays. In: *Electromagnetic Compatibility, 2006. EMC-Zurich 2006. 17th International Zurich Symposium on*, 2006, S. 501–504
- [29] BRONAUGH, E.L.: An Advanced Electromagnetic Interference Meter for the Twenty-First Century. In: *8<sup>th</sup> International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility* Bd. 42H5, 1989, S. 215–219
- [30] KELLER, C. ; FESER, K.: A new method of emission measurement. In: *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2002, S. 599–604
- [31] PARVIS, M. ; PERRONE, G. ; VALLAN, A.: A precompliance EMC test-set based on a sampling oscilloscope. In: *2002 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings*, 2002, S. 1197–1201
- [32] VOGL, G. ; NICKEL, J. C.: EMV-Messung im Zeitraffer. In: *Elektronik Praxis* 16 (2002), S. 26–30
- [33] NICKEL, J. C.: EMV-Messung mit Nachbrenner. In: *Test Kompendium* (2003)

- [34] KRUG, F. ; RUSSE, P.: Ultra-Fast broadband EMI Measurement in time-domain using FFT and Periodogram. In: *2002 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2002
- [35] KRUG, F. ; BRAUN, S. ; KISHIDA, Y. ; RUSSE, P.: A novel Digital Quasi-Peak Detector for Time-Domain Measurements. In: *European Microwave Conference 2003*, 2003, S. 1027–1030
- [36] BRAUN, S. ; HOFFMANN, C. ; FRECH, A. ; RUSSE, P.: A Realtime Time-domain EMI Measurement System for Measurements above 1 GHz. In: *IEEE EMC Society Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2009
- [37] BRAUN, S. ; HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: Emissionsmessung im Zeitbereich oberhalb 1 GHz. In: *EMV 2010*, 2010
- [38] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A Time-Domain System for CISPR 16-1-1 compliant Measurements above 1 GHz. In: *Asia-Pacific Symposium & Exhibition on Electromagnetic Compatibility 2011*, 2011
- [39] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A Broadband High-Dynamic Time-Domain System for EMI Measurements in K-Band up to 26 GHz. In: *IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility 2011*, 2011, S. 489–492
- [40] HOFFMANN, C. ; BÖGE, A. ; RUSSE, P.: A Low-Noise Time-Domain EMI Measurement System for Measurements up to 26 GHz. In: *URSI General Assembly and Scientific Symposium of International Union of Radio Science 2011*, 2011
- [41] HOFFMANN, C. ; SLIM, H.H. ; RUSSE, P.: A Time-Domain System for the Measurement of Non-Stationary EMI up to 40 GHz. In: *Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility 2012*, 2012, S. 205–208
- [42] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *Standards Development*. 2011. – Online einsehbar unter <http://www.iec.ch/standardsdev/>; besucht am 03.02.2013.
- [43] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: *Guidance for users of the CISPR Standards*. 2010. – Online einsehbar unter [http://www.iec.ch/emc/pdf/cispr\\_guide\\_2010.pdf](http://www.iec.ch/emc/pdf/cispr_guide_2010.pdf); besucht am 03.02.2013.
- [44] CISPR 11, ed5.0: *Industrial, scientific and medical equipment - Radio-frequency disturbance characteristics - Limits and methods of measurement*. International Electrotechnical Commission, 2009

- [45] CISPR 12, ed6.1: *Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of off-board receivers*. International Electrotechnical Commission, 2009
- [46] CISPR 25, ed3.0: *Vehicles, boats and internal combustion engines - Radio disturbance characteristics - Limits and methods of measurement for the protection of on-board receivers*. International Electrotechnical Commission, 2008
- [47] BJÖRKLÖF, Dag: EMC Standards and Their Application. In: *Compliance Engineering*. – Online einsehbar unter <http://www.ce-mag.com/99ARG/EMCStandards61.html>; besucht am 03.02.2013.
- [48] DO-160F: *Environmental Conditions and Test Procedure for Airborne Equipment*. RTCA, 2007
- [49] MIL-STD-461F: *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*. U.S. Department of Defense, 2010
- [50] BUNDESNETZAGENTUR: *Frequenznutzungsplan*. 2011. – Online einsehbar unter <http://www.bundesnetzagentur.de/SharedDocs/Downloads/DE/BNetzA/Sachgebiete/Telekommunikation/Regulierung/Frequenzordnung/Frequenznutzungsplan/Frequenznutzungsplan2011pdf.pdf>; besucht am 03.02.2013.
- [51] HELFRICK, A. D.: *Electrical Spectrum and Network Analyzers: A Practical Approach*. Academic Press Inc., 1991
- [52] SCHNORRENBURG, W.: *Theorie und Praxis der Spektrumanalyse*. Vogel Business Media, 1990
- [53] TEKTRONIX: *Fundamentals of Real-Time Spectrum Analysis*. Technical Note, 2004
- [54] AGILENT TECHNOLOGIES: *Diving Deeper: A Detailed Side-by-Side Comparison of the PSA and the PXA*. Technical Overview, 2011
- [55] BRAUN, S. ; AIDAM, M. ; RUSSEK, P.: Development and Evaluation of a Realtime Time-Domain EMI Measurement System for Automotive Testing. In: *Electromagnetic Compatibility, 2007. EMC 2007. IEEE International Symposium on*, 2007

- 
- [56] BRAUN, S. ; ALT, A. ; RUSSE, P.: A novel multiresolution high-dynamic ultra-broadband time-domain EMI measurement system. In: *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005
- [57] SLIM, H.H. ; HOFFMANN, C. ; BRAUN, S. ; FRECH, A. ; RUSSE, J.: A Time-Domain EMI Measurement System up to 26 GHz with Multichannel APD Measuring Function. In: *The International Journal of Electromagnetic Compatibility, EMC Test & Design Guide* (2011), S. 42–51
- [58] SLIM, H.H. ; HOFFMANN, C. ; BRAUN, S. ; RUSSE, P.: A Novel Multichannel Amplitude Probability Distribution for a time-domain EMI Measurement System According to CISPR 16-1-1. In: *EMC Europe 2011*, 2011
- [59] HOFFMANN, C. ; SLIM, H.H. ; RUSSE, P.: A Time-Domain EMI Measurement System up to 26 GHz with Amplitude Probability Distribution. In: *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, 2011
- [60] WÖRN, H.: *Echtzeitsysteme: Grundlagen, Funktionsweisen, Anwendungen*. Springer Verlag, 2005
- [61] RAUSCHER, C.: *Grundlagen der Spektralanalyse*. Rohde & Schwarz GmbH, 2000
- [62] FISCHER CUSTOM COMMUNICATIONS, INC.: *Current Monitor Probe F-65a*. Datenblatt, 2012
- [63] PAPOULIS, A.: *The Fourier Integral and Its Applications*. McGraw-Hill, 1962
- [64] HÄNSLER, E.: *Statistische Signale*. Springer Verlag, 1997
- [65] BROCKWELL, P. J. ; RICHARD, A.D.: *Time Series: Theory and Methods*. Springer Verlag, 2002
- [66] SCHIEK, B.: *Grundlagen der Hochfrequenz-Messtechnik*. Springer Verlag, 1999
- [67] RUSSE, P.: *Informationstechnik*. VCH Verlagsgesellschaft, 1988
- [68] BRACEWELL, R.: *Fourier Transform and its Applications*. McGraw-Hill, 1999

- [69] SHANNON, C. E.: Communications in the Presence of Noise. In: *Proceedings of the IRE* Vol. 47 (1949), S. 10–21
- [70] PROAKIS, John G. ; MANOLAKIS, Dimitris G.: *Digital Signal Processing, third edition*. Pearson Prentice Hall, 1996
- [71] COOLEY, J. W. ; TUKEY, J. W.: An Algorithm for the Machine Calculation of Complex Fourier Series. In: *Math. Computation* Vol. 19 (1965), S. 297–301
- [72] LYONS, Richard G.: *Understanding Digital Signal Processing (2nd Edition)*. Prentice Hall PTR, 2004
- [73] ALLEN, J.: Short term spectral analysis, synthesis, and modification by discrete Fourier transform. In: *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing* Vol. 25 (1977), S. 235–238
- [74] FREY, T. ; BOSSERT, M.: *Signal- und Systemtheorie*. Teubner Verlag, 2004
- [75] THUMM, M. ; WIESBECK, W. ; KERN, S.: *Hochfrequenzmesstechnik, Verfahren und Messsysteme, 2. Auflage*. Teubner Verlag, 1998
- [76] LINKWITZ, S.: Measurement of narrowband and broadband emissions using peak and average detectors. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Digest*, 1987, S. 36–41
- [77] ROHDE, U. L. ; WHITAKER, J. C. ; BUCHER, T. T. N.: *Communications Receivers: Principles and Design, 2nd Edition*. McGraw-Hill, 1996
- [78] REHNER, Robert: *Ultra-breitbandige Filter, Multiplexer und Mischer für den Aufbau hochintegrierter Millimeterwellen-Empfangssysteme*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 2009
- [79] DAVENPORT, W. B. ; ROOT, D. L.: *An Introduction to the Theory of Random Signals and Noise*. John Wiley & Sons, 1987
- [80] FRIIS, H. T.: Noise Figures of Radio Receivers. In: *Proceedings of the IRE* Vol. 33, Issue 2 (1945), S. 125–127
- [81] HEWLETT PACKARD: *Spectrum Analysis*. Application Note 150, 1989
- [82] FOHRDAHL: *DFO-20*. Datenblatt, 2012

- [83] HOFFMANN, C. ; BRAUN, S. ; FRECH, A. ; RUSSE, P.: Emission Measurements above 1 GHz in Time-Domain - Theory and Application. In: *The International Journal of Electromagnetic Compatibility, EMC Directory & Design Guide 2011* (2011), S. 114–121
- [84] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: Measuring Electromagnetic Interference in Time-Domain in CISPR Band E and beyond. In: *EMC Europe 2011*, 2011
- [85] HOFFMANN, C. ; SLIM, H.H. ; RUSSE, P.: System Strategies for time-domain Emission Measurements above 1 GHz. In: *Journal of the Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science* Vol. 11, No. 4 (2011)
- [86] HOFFMANN, C. ; BRAUN, S. ; RUSSE, P.: Ein Zeitbereichs-Messsystem für Emissionsmessungen nach CISPR 16-1-1, MIL-461 und DO-160 bis 26,5 GHz. In: *EMV 2012*, 2012
- [87] EGAN, William F.: *Frequency Synthesis by Phase Lock*, 2nd edition. Wiley-Interscience, 1999
- [88] BAHL, I. ; BARTIA, P.: *Microwave Solid State Circuit Design*, 2nd edition. John Wiley & Sons, 2003
- [89] DOHERTY, W.E. ; JOOS, R.D.: *The PIN Diode Circuit Designer's Handbook*. Microsemi Corp.-Watertown, 1998
- [90] SKYWORKS SOLUTIONS INC.: *Design with PIN-Diodes, Application Note*. 2009
- [91] MEINKE, H. H. ; GUNDLACH, F. W.: *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1: Grundlagen*. Fünfte Auflage. Springer Verlag Berlin Heidelberg, 1992
- [92] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A Time-Domain System for EMI Measurements above 1 GHz with High Sensitivity. In: *German Microwave Conference 2011*, 2011
- [93] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A low-noise high dynamic-range time-domain EMI Measurement System for CISPR Band E. In: *Frequenz* Band 65, Heft 7-8 (2011), S. 209–215
- [94] HOFFMANN, C. ; RUSSE, P.: A low-noise high dynamic-range time-domain EMI Measurement System for CISPR Band E. In: *URSI Kleinheubacher Tagung 2010*, 2010

- 
- [95] RUSSEK, Peter: *Electromagnetics, Microwave Circuit, And Antenna Design for Communications Engineering, Second Edition (Artech House Antennas and Propagation Library)*. Artech House, Inc., 2006
- [96] HUNTER, I.: *Theory and Design of Microwave Filters*. The Institution of Engineering and Technology, 2001 (IEE Electromagnetic Waves Series)
- [97] K. PETERMANN, Technische Universität Berlin: *Hochfrequenztechnik II, Vorlesungsskript*
- [98] MATTHAEI, George L. ; YOUNG, Leo ; JONES, E. M. T.: *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Artech House, 1980
- [99] BUTTERWORTH, S.: On the Theory of Filter Amplifiers. In: *Experimental Wireless and the Wireless Engineer* 7 (1930), S. 536–541
- [100] WEINBERG, L.: Explicit formulas for Tschebyshev and Butterworth ladder networks. In: *Journal of Applied Physics* 28 (1957), S. 1155–1160
- [101] RICHARDS, P. I.: Resistor Transmission Line Networks. In: *Proceedings of the IRE* 30 (1948), S. 217–220
- [102] POZAR, David: *Microwave Engineering, 2nd Edition*. John Wiley & Sons, 1998
- [103] HONG, J.-S.: *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons, 2011
- [104] RHODES, J. D.: Suspended substrates provide alternatives to coax. In: *Microwave System News* 9 (1979), S. 134–143
- [105] MOBBS, C. I. ; RHODES, J. D.: A generalized Chebyshev suspended substrate stripline bandpass filter. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 35 (1983), S. 397–402
- [106] MENZEL, W. ; BALALEM, A.: Quasi-Lumped Suspended Stripline Filters and Diplexers. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53 (2005), S. 3230 – 3237
- [107] MENZEL, W. ; TITO, M. ; ZHU, L.: Low-Loss Ultra-Wideband (UWB) Filters Using Suspended Stripline. In: *Asia-Pacific Microwave Conference 2005 Proceedings*, 2005

- [108] POZAR, David M.: *Microwave and RF Design of Wireless Systems*. John Wiley & Sons, 2001
- [109] MAAS, S. A.: *Microwave Mixers*. Artech House, 1993
- [110] MONGIA, R. ; BAHL, I. ; BHARTIA, P.: *RF and Microwave Coupled-Line Circuits, 2nd edition*. Artech House Publishers, 1999
- [111] MARCHAND, N.: Transmission Line Conversion Transformers. In: *Electronics* 17, no. 12 (1944), S. 143–145
- [112] VALLETTA, E. ; DE VREEDE, L.C.N. ; BURGHARTZ, J.N.: Design of planar marchand balun for MMIC applications
- [113] SUNDBERG, G.: New classes of miniaturized planar Marchand baluns. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 53, Issue 4 (2005), S. 1211–1220
- [114] ZHEN-YU, Zhang ; YONG-XIN, Guo ; ONG, L.C. ; CHIA, M.Y.W.: A new planar Marchand balun. In: *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 2005
- [115] SCHNEIDERBANGER, Dirk: *Breitbandmischer im Millimeterwellenbereich*, Universität Erlangen-Nürnberg, Diss., 2009
- [116] AEROFLEX METELICS: *MGS800/900 Series GaAs Schottky Diodes*. Datenblatt, 2012
- [117] AEROFLEX METELICS: *MSS PCB / PCR Series Silicon Coplanar Bridge and Ring Quad Diodes*. Datenblatt, 2003
- [118] VENDELIN, George D. ; PAVIO, Anthony M. ; ROHDE, Ulrich L.: *Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques, second edition*. John Wiley & Sons, 2005
- [119] PEDRO, Jose C. ; CARVALHO, Nuno B.: *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Artech House, 2003
- [120] RF SPIN: *Broadband Quad-Ridged Horn Antenna QRH20*. Datenblatt, 2010
- [121] STECHER, M.: *Timing Analysis - A Necessary Improvement for EMI Emission Tests*. 1999. – Online einsehbar unter <http://www.testandmeasurement.com/doc.mvc/Timing-Analysis-A-Necessary-Improvement-for-E-0001>; besucht am 03.02.2013.



- 
- [122] STECHER, M.: Automated measurement of emissions from equipment and systems. In: *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Digest*, 2002, S. 593–598
- [123] HOFFMANN, C. ; RUSSEK, P.: Time-Domain Emission Measurements in K-Band. In: *Advances in Radio Science* Vol. 9 (2011), S. 309–315
- [124] ROSS, S. M. ; HEINISCH, C.: *Statistik für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Spektrum Akademischer Verlag, 2006
- [125] GAUSS INSTRUMENTS GmbH: *Produkte*. 2013. – Online einsehbar unter <http://www.gauss-instruments.com/de/produkte/tdemi.html>; besucht am 03.02.2013.



# Abbildungsverzeichnis

1.1	Koppelpfade elektromagnetischer Störungen. . . . .	2
1.2	Messaufbau zur Messung der leitungsgebundenen und feldgebundenen Emissionen in einer Schirmkammer. . . . .	5
2.1	Blockdiagramm eines Messempfängers nach dem Heterodyn-Prinzip. . . . .	15
2.2	Blockdiagramm eines Messempfängers mit breitbandiger Zwischenfrequenz. . . . .	17
2.3	Blockdiagramm des Zeitbereichsmesssystems bis 1 GHz. . . . .	18
2.4	Echtzeit-Bänder. . . . .	20
2.5	Gemessene leitungsgebundene Störemissionen eines ATX-Netzteils mit den Grenzwertlinien für Systeme der Kategorie B (-) und Systeme der Kategorien L, M und H (-) nach DO-160F. . . . .	21
3.1	Analoger Quasi-Spitzenwert-Detektor. . . . .	28
4.1	Empfangskonzept mit niedriger, erster Zwischenfrequenz. . . . .	32
4.2	Empfangskonzept mit hoher, erster Zwischenfrequenz. . . . .	33
4.3	Kaskadierte Mischer. . . . .	35
5.1	Blockschaltbild des entwickelten, breitbandigen Zeitbereichsmesssystems mit Abwärtsmischung. . . . .	42
5.2	Nebenempfangsbänder in Vorselektionsband 2. . . . .	43
5.3	Blockschaltbild des 1,1 GHz bis 6 GHz Abwärtsmischers. . . . .	44
5.4	Bänderschema der Aufwärtsmischung. . . . .	45
5.5	Blockschaltbild des 6 GHz bis 26,5 GHz Abwärtsmischers. . . . .	46
5.6	Blockschaltbild des 26,5 GHz bis 40 GHz Abwärtsmischers. . . . .	47
5.7	Ausschnittsvergrößerung aus dem realisierten Abwärtsmischer-Modul mit der Bandbreite von 26,5 GHz - 40 GHz. . . . .	48
5.8	Bandaufteilung. . . . .	48
5.9	Gemessener Rauschboden des Zeitbereichsmesssystems bis 40 GHz. . . . .	50
5.10	Gemessene Spektren eines pulsmodulierten Sinussignals mit einer Trägerfrequenz von 4 GHz. . . . .	52

5.11	Gemessene Spektren eines pulsmodulierten Sinussignals mit einer Trägerfrequenz von 33 GHz. . . . .	53
5.12	Unterdrückung von Eigenstörungen. . . . .	55
6.1	Aufbau einer PIN-Diode. . . . .	58
6.2	Ersatzschaltbild der PIN-Diode in Vorwärtsbetrieb ( $U > U_F$ ). . . . .	59
6.3	Ersatzschaltbild der PIN-Diode in Sperrbetrieb ( $U < 0$ ). . . . .	59
6.4	Verlauf der Sperrdämpfung mit einer Seriediode und der Einfügedämpfung mit einer Paralleldiode. . . . .	61
6.5	DGS-Struktur (Oberseitenmetallisierung orange, Unterseitenmetallisierung blau, DGS-Struktur weiss). . . . .	62
6.6	Simulierte Einfüge- und Rückflussdämpfung der DGS-Strukturen. . . . .	63
6.7	SP3T-Schalter [92]. . . . .	64
6.8	SP5T-Schalter [93]. . . . .	64
6.9	Messergebnisse des SP3T PIN-Dioden Schalters. . . . .	64
6.10	Messergebnisse des SP5T PIN-Dioden Schalters. . . . .	65
6.11	Beidseitig abgeschlossenes verlustloses Zweitor. . . . .	65
6.12	Vergleich der Betriebsdämpfungen verschiedener Filtertypen 5. Ordnung. . . . .	68
6.13	Seitlich gekoppeltes Mikrostreifenleitungsfilter n-ter Ordnung mit $\lambda/2$ -Resonatoren. . . . .	70
6.14	Darstellung der Elemente des Bandpassfilter-Prototypen mit Admittanzinvertoren und seriellen Schwingkreisen. . . . .	71
6.15	Grundsätzlicher Aufbau einer Streifenleitung in SSL-Technik mit der E-Feldverteilung des Grundmodus. . . . .	72
6.16	Quasi-konzentrierte Bauelemente in SSL-Technik. . . . .	73
6.17	Quasi-konzentriertes SSL-Bandpassfilter. . . . .	73
6.18	Filter-Substrat. . . . .	74
6.19	Simulierte (-) und gemessene (-) Durchlassdämpfungen seitlichgekoppelter Mikrostreifenleitungsfilter im Millimeterwellenbereich. . . . .	75
6.20	Simulierte (-) und gemessene (-) Rückflussdämpfungen seitlichgekoppelter Mikrostreifenleitungsfilter im Millimeterwellenbereich. . . . .	76
6.21	SSL-Realisierung eines Teils des Hochpass-Filters und dessen Ersatzschaltbild (Oberseitenmetallisierung orange, Unterseitenmetallisierung blau). . . . .	76
6.22	Kapazität eines Koppelpaltes in Abhängigkeit von der Spaltbreite (einseitige Kopplung schwarz, zweiseitige Kopplung rot). . . . .	77
6.23	Induktivität einer hochohmigen Leitung in SSL-Technik in Abhängigkeit von der Länge. . . . .	78

6.24	Unteres Gehäuseeteil mit Filter-Substrat eines breitbandigen Bandpassfilters in Suspended-Stripline-Technik. . . . .	79
6.25	Simulations- und Messergebnisse eines breitbandigen SSL-Filters. . . . .	79
6.26	Blockschaltbild eines passiven Eintaktmischers. . . . .	80
6.27	Blockschaltbild eines passiven Gegentaktmischers. . . . .	82
6.28	Blockschaltbild eines passiven Doppelgegentaktmischers in Ringkonfiguration. . . . .	84
6.29	Blockschaltbild eines Marchand-Baluns. . . . .	85
6.30	Simulierte Amplituden- und Phasenbalance des Marchand-Baluns. . . . .	87
6.31	Simulierte Einfügedämpfungen des HF-Gleich- und HF-Gegentaktsignals des Marchand-Baluns. . . . .	87
6.32	Simulierte Rückflussdämpfung am unsymmetrischen Eingang des HF-Baluns. . . . .	88
6.33	Mischer 1. . . . .	90
6.34	Mischer 2. . . . .	90
6.35	Simulierter und gemessener Konversionsverlust der realisierten Millimeterwellen-Mischer. . . . .	90
7.1	Messaufbau in der Absorberkammer. . . . .	94
7.2	Gemessenes Spektrum der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand. . . . .	95
7.3	Gemessenes Spektrogramm der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand bei der Grundwelle. . . . .	95
7.4	Gemessenes Spektrogramm der feldgebundenen Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand bei der sechsten Harmonischen. . . . .	96
7.5	Gemessene Abstrahlcharakteristik der Emissionen eines Mikrowellenherdes in 3 m Abstand. . . . .	97
7.6	Gemessenes Spektrum eines PCs. . . . .	98
7.7	Gemessenes Spektrogramm einer FTP-Datenübertragung zwischen zwei Smartphones über WLAN. . . . .	99
7.8	Gemessenes Spektrogramm der Bluetooth-Kanalsuche zwischen zwei Smartphones. . . . .	100
7.9	Gemessenes Spektrum eines Frequenzsprung-Signals. . . . .	101
7.10	Gemessenes Spektrogramm der 20. Harmonischen eines Kfz-Schlüssels. . . . .	101
7.11	Messung benachbarter, schmalbandiger Störer. . . . .	102
8.1	Zeitbereichsmesssystem „TDEMI 40G“, aus [125]. . . . .	106



# Tabellenverzeichnis

1.1	Entwicklung der Zeitbereichsmesstechnik anhand ausgewählter Publikationen. . . . .	9
2.1	Berechnete Messzeiten für einen konventionellen Messempfänger.	22
3.1	Spezifikation des Quasi-Spitzenwert-Detektors nach CISPR 16-1-1.	29
4.1	Angaben zur Frequenzgenauigkeit eines Quarzoszillators. . . . .	38
5.1	Breitbandige Vorselektionsbänder. . . . .	43
5.2	Vergleich der berechneten und gemessenen Werte des mittleren Rauschbodens von 1,1 GHz bis 40 GHz bei einer Auflösungsbreite von 120 kHz. . . . .	51
5.3	Lage der Mischprodukte bis $m, n = 2$ . . . . .	55
6.1	Vergleich verschiedener Schalter-Topologien bei $f = 18$ GHz. . .	61
6.2	Wichtige Frequenztransformationen. . . . .	69
6.3	Technische Daten der verwendeten Dioden. . . . .	89
6.4	Gemessene LO-ZF Isolation der realisierten Millimeterwellen-Mischer. . . . .	91
7.1	Einseitenband-Phasenrauschen der Lokaloszillatorsignale für Eingangssignale von 1,1 GHz bis 6 GHz. . . . .	102
7.2	Mittelwert und Varianz des Pegelmessfehlers des Zeitbereichsmesssystems im Frequenzbereich von 1,1 GHz bis 40 GHz. . . .	103





# Symbole

$a$	Pulsfläche
$a_{d,p}$	Durchlassdämpfung Paralleldiode
$a_{d,s}$	Durchlassdämpfung Seriendiode
$a_{d,sp}$	Sperrdämpfung Seriendiode/Paralleldiode
$a_n$	Grad des Zählerpolynoms
$a_{s,p}$	Sperrdämpfung Paralleldiode
$a_{s,s}$	Sperrdämpfung Seriendiode
$a_{s,sp}$	Sperrdämpfung Seriendiode/Paralleldiode
$A$	Amplitude
$A_D$	maximale erlaubte Betriebsdämpfung im Durchlassbereich
$AF$	Antennenfaktor
$A_{max}$	maximale Betriebsdämpfung im Passband
$A_{min}$	minimale Betriebsdämpfung im Sperrband
$A_S$	minimale erlaubte Betriebsdämpfung im Sperrbereich
$\beta$	Phasenkonstante
$b_n$	Grad des Nennerpolynoms
$B_{ENB}$	Äquivalente Rauschbandbreite
$B_{ENB,pre}$	Äquivalente Rauschbandbreite des Vorselektionsfilters
$B_{ENB,sys}$	Äquivalente Rauschbandbreite des Messsystems
$B_{imp}$	Impulsbandbreite
$B_{imp,pre}$	Impulsbandbreite des Vorselektionsfilters
$B_{imp,sys}$	Impulsbandbreite des Messsystems
$B_{Meas}$	Messbandbreite
$B_{ZF}$	Auflösebandbreite
$C_0$	Kapazitätsbelag
$C_G$	Gehäusekapazität
$C_j$	Sperrschichtkapazität
$C_L$	Konversionsverlust
$d$	Dicke
$\delta(t)$	Dirac-Puls
$\Delta a$	Amplitudendifferenz
$\Delta D_n$	Dynamikgewinn bei schmalbandigem Signal
$\Delta D_{noise}$	Dynamikgewinn bei rauschförmigem Signal

$\Delta D_{\text{pulse}}$	Dynamikgewinn bei pulsartigem Signal
$\Delta_{\text{HF}}$	Eingangsbandbreite
$\Delta_{\text{LO}}$	Lokaloszillator-Bandbreite
$\Delta A_{\text{Noise}}$	Differenz des Rauschpegels
$\Delta A_{\text{Puls}}$	Differenz des Pulspegels
$\Delta\phi$	Abweichung von der Phasensymmetrie
$\Delta_{\text{SFDR}}$	verzerrungsfreier Dynamikbereich
$\Delta t_{\text{s}}$	Abtastperiode
$\Delta_{\text{ZF}}$	Zwischenfrequenz-Bandbreite
$\epsilon$	Rippel
$e$	Elementarladung
$E$	Elektrische Feldstärke
$f$	Frequenz
$f_{\text{g}}$	Grenzfrequenz einer Diode
$f_{\text{N}}$	Frequenz der Bandgrenzen
$f_{\text{Out}}$	Ausgangsfrequenz des PLL-Synthesizers
$f_{\text{Nyq}}$	Nyquist-Frequenz
$f_{\text{PD}}$	Phasendetektorfrequenz
$f_{\text{Ref}}$	Referenzfrequenz
$f_{\text{s}}$	Abtastfrequenz
$f_{\text{Step}}$	Frequenzabstand
$f_{\text{T}}$	Transitfrequenz
$f_{\text{HF}}$	Eingangsfrequenz
$f_{\text{LO}}$	Lokaloszillatorfrequenz
$f_{\text{SP}}$	Spiegelfrequenz
$f_{\text{ZF}}$	Zwischenfrequenz
$F$	Rauschzahl
$F_{\text{T}}$	logarithmischer Pegelfehler aufgrund der Fehlanpassung
$F(s)$	Zählerpolynom
$F_{\text{Sys}}$	System-Rauschzahl
$g_n$	normierte Elementwerte
$\Gamma_{\text{DUT}}$	Reflexionsfaktor des Messobjekts
$\Gamma_{\text{Sys}}$	Reflexionsfaktor des Messsystems
$G$	Verstärkung
$G_{\text{d}}$	Kleinsignalleitwert
$G_0$	Verstärkung des Empfängers vom Eingang bis zum Zwischenfrequenzausgang
$G_{\text{C}}$	kohärente Verstärkung
$H(f)$	Übertragungsfunktion

---

$H_{\text{pre}}(f)$	Übertragungsfunktion des Vorselektionsfilters
$I_{\text{F}}$	injizierter Strom
$I_{\text{HF,ZF}}$	HF-ZF-Isolation
$I_{\text{LO,ZF}}$	LO-ZF-Isolation
$IS$	Pulsfläche
$I_{\text{S}}$	Sättigungssperrstrom
$k$	diskrete Frequenzvariable
$K$	vollständiges elliptisches Integral erster Ordnung
$K(s)$	charakteristische Funktion
$L_0$	Induktivitätsbelag
$\lambda_{\text{eff}}$	effektive Wellenlänge
$L_{\text{S}}$	Zuleitungsinduktivität
$m$	Indexvariable
$\mu_{\text{n}}$	Elektronenbeweglichkeit
$\mu_{\text{p}}$	Löcherbeweglichkeit
$\mu_{\text{s}}$	Mittelwert
$n$	Indexvariable
$n_{\text{d}}$	Idealitätsfaktor
$N$	Anzahl der FFT-Punkte
$NF$	Rauschmass
$NF_{\text{Sys}}$	Systemrauschmass
$\omega$	Kreisfrequenz
$\omega_{\text{g}}$	Grenzfrequenz
$\omega_{\text{s}}$	Grenzfrequenz für den Sperrbereich
$\phi$	Phase
$P_{1 \text{ dB}}$	1 dB-Kompressionspunkt
$P_{\text{G}}$	verfügbare Leistung der Quelle
$P_{\text{L}}$	in der Last absorbierte Leistung
$P_{\text{In}}$	Leistungspegel des Eingangssignals
$P_{\text{In,ZF}}$	Leistungspegel im ZF-Band
$P_{\text{NF}}$	Leistungspegel des Eigenrauschens
$P_{\text{N,f}}$	spektrale Rauschleistungsdichte
$P_{\text{N, Sys}}$	Eigenrauschleistung des Messsystems
$P(s)$	Nennerpolynom
$Q$	Ladung
$R$	Teilungsfaktor
$R_{\text{B}}$	Bahnwiderstand einer Diode
$R_{\text{F}}$	Flusswiderstand
$R_{\text{G}}$	Innenwiderstand de Quelle

$R_L$	Lastwiderstand
$\text{III}(x)$	normalisierte Abtastfunktion
$s$	komplexer Frequenzparameter
$s_D^{\text{Peak}}(t, f)$	Ausgangssignal des Spitzenwert-Detektors
$s_D^{\text{Avg}}(t, f)$	Ausgangssignal des Mittelwert-Detektors
$s_D^{\text{RMS}}(t, f)$	Ausgangssignal des Effektivwert-Mittelwert-Detektors
$S(f)$	Spektrum eines zeitkontinuierlichen Signals
$s[n]$	diskretes Signal
$s(t)$	zeitkontinuierliches Signal
$s_{\text{HF}}$	Eingangssignal
$s_{\text{LO}}$	Lokaloszillatorsignal
$s_{\text{LO1}}$	erstes Lokaloszillatorsignal
$s_{\text{LO2}}$	zweites Lokaloszillatorsignal
$S_s(f)$	Spektrum des abgetasteten Signals
$S_A(f)$	Spektrum des Abtastsignals
$s_s(t)$	abgetastetes Signal
$s_A(t)$	Abtastfunktion
$s(t)_{\text{max}}$	Spitzenwert der Einhüllenden des Signals $s(t)$
$s_{\text{ZF}}$	Zwischenfrequenzsignal
$s_{\text{ZF1}}$	erstes Zwischenfrequenzsignal
$s_{\text{ZF2}}$	zweites Zwischenfrequenzsignal
$\sigma_s^2$	Varianz
$t$	Zeit
$t_{\text{calc}}$	minimale Verweildauer
$t_{\text{CPU}}$	Rechenzeit
$t_{\text{Meas}}$	Gesamtmesszeit
$t_{\text{min}}$	Analog-Digital
$\tau$	diskrete Zeitkoordinate
$\tau_c$	Lade-Zeitkonstante beim Quasi-Spitzenwert-Detektor
$\tau_d$	Entlade-Zeitkonstante beim Quasi-Spitzenwert-Detektor
$\tau_m$	Zeitkonstante des Anzeigeinstruments beim Quasi-Spitzenwert-Detektor
$T$	Periodendauer
$T_0$	Länge des zeitkontinuierlichen Signals
$T_B$	Beobachtungszeit
$T_D$	Zeitintervall beim Effektivwert-Mittelwert-Detektor
$T_n$	Chebyshev-Polynom erster Art mit n-ter Ordnung
$u_n(t)$	Rauschsignal
$U_F$	Vorwärtsspannung

---

$U_n$	Amplitude des Rauschsignals
$U_{NF}$	Spannungspegel des Rauschbodens
$U_T$	Temperaturspannung
$v_p$	Phasengeschwindigkeit
$w[n]$	diskrete Fensterfunktion
$W$	Breite der intrinsischen Schicht
$Y_{e(k,k+1)}^a$	Admittanz des Gleichtaktmodes
$Y_{o(k,k+1)}^a$	Admittanz des Gegentaktmodes
$Z_0$	Bezugsimpedanz
$Z_e$	charakteristische Impedanz des Gleichtaktmodes
$Z_{in,o}$	Eingangsimpedanz einer leerlaufenden Stichleitung
$Z_{in,s}$	Eingangsimpedanz einer kurzgeschlossenen Stichleitung
$Z_G$	Generatorimpedanz
$Z_L$	Lastimpedanz
$Z_o$	charakteristische Impedanz des Gegentaktmodes



# Abkürzungen

AD	Analog-Digital
ADC	engl. analog-to-digital-converter
Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	Aluminiumoxid
APD	engl. amplitude propability distribution
ATT	engl. attenuation
ATX	engl. advanced technology extended
AVG	engl. average
Balun	engl. balanced-unbalanced
BP	Bandpass
CENELEC	European Committee for Electrotechnical Standardization
CISPR	franz. Comité international spécial des perturbations radioélectriques
CPU	engl. central processing unit
DAC	engl. digital-to-analog-converter
DFT	diskrete Fourier Transformation
DGS	engl. defected ground structure
DUT	engl. device under test
EMC	engl. electromagnetic compatibility
EMI	engl. electromagnetic interference
EMS	engl. electromagnetic susceptibility
EMV	elektromagnetische Verträglichkeit
FCC	Federal Communications Commission
FEMIT	Fast Emission Measurement in Time-Domain
FFT	engl. fast fourier transform
FPGA	engl. field-programmable gate array
FTP	file-transfer-protocol
GaAs	Galliumarsenid
HF	Hochfrequenz
IEC	International Electrotechnical Commission
ISM	engl. industrial, scientific and medical
ISO	International Organisation for Standardization
ITU	International Telecommunication Union
LISN	engl. line impedance stabilization network

---

LNA	engl. low-noise amplifier
LO	Lokaloszillator
LP	engl. lowpass
MMIC	engl. monolithic microwave integrated circuit
OATS	engl. open area test site
OCXO	engl. oven-controlled quartz-oscillator
PC	engl. personal computer
PIN	engl. positive intrinsic negative
PLL	engl. phase-locked-loop
RMS	engl. root-mean-square
SFDR	engl. spurious free dynamic range
Si	Silizium
SMB	Standardization Management Board des IEC
SMD	engl. surface mount device
SNR	signal-to-noise ratio
SP	Spiegelfrequenz
SP3T	engl. single pole triple throw
SP5T	single pole quintuple throw
SSL	engl. suspended-stripline
STFT	engl. short-time Fourier transform
TEM	transversal-elektromagnetisch
UMTS	engl. universal mobile telecommunications system
VCO	engl. voltage-controlled oscillator
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
WLAN	engl. wireless local area network
YIG	engl. yttrium iron garnet
ZF	Zwischenfrequenz