

Florian Boes

Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-Messtechnik



Scientific
Publishing

Florian Boes

**Breitbandige Frequenzweichen
für die Parallelisierung von
Millimeterwellen-Messtechnik**

Karlsruher Forschungsberichte
aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

Band 97

Eine Übersicht aller bisher in dieser Schriftenreihe erschienenen Bände
finden Sie am Ende des Buches.

Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-Messtechnik

von
Florian Boes

Karlsruher Institut für Technologie
Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung
von Millimeterwellen-Messtechnik

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von M. Sc. Florian Boes

Tag der mündlichen Prüfung: 24. September 2020
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Arne Jacob

Impressum



Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu



*This document – excluding the cover, pictures and graphs – is licensed
under a Creative Commons Attribution-Share Alike 4.0 International License
(CC BY-SA 4.0): <https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.en>*



*The cover page is licensed under a Creative Commons
Attribution-No Derivatives 4.0 International License (CC BY-ND 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-nd/4.0/deed.en>*

Print on Demand 2021 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISSN 1868-4696
ISBN 978-3-7315-1078-9
DOI 10.5445/KSP/1000128278

Vorwort des Herausgebers

Internet und Digitalisierung durchdringen alle Bereiche des menschlichen Lebens und verändern Gesellschaft, Ökonomie und Kultur. Durch weltweite Verfügbarkeit und immer höhere Geschwindigkeiten ist das Netz längst zu einem Metamedium des Alltags geworden und ein selbstverständlicher Tagesbegleiter immer und überall. Auf technologischer Seite werden die höheren Übertragungsraten u. a. durch Systeme mit höheren analogen Bandbreiten erreicht, was gleichzeitig auch die Nachfrage nach immer breitbandigeren Messsystemen zur Folge hat. Insbesondere die Schnittstelle zwischen dem optischen Datenübertragungssystem und der elektrischen Signalverarbeitung wird bald Bandbreiten weit größer als 100 GHz erreichen, was mit den heute üblichen Netzwerkanalysesystemen nur knapp in einer Messung abgedeckt werden kann. Da ein großer Teil der Messungen mit Messspitzen auf einem On-Wafer-Messplatz durchgeführt werden und die Messspitzen selbst sehr hohe Bandbreiten von einigen hundert GHz erreichen können, stellt der Stecker an der Messspitze das wesentliche bandbreitenbegrenzende Element dar. Ein Hersteller solcher Systeme hat für diesen Zweck eigens einen 0,6-mm-Koaxialstecker entwickelt, der bis ca. 220 GHz einsetzbar ist. Dies ist sicher ein gangbarer Weg, aber zum einen verhindert der Spezialstecker jegliche Kompatibilität mit vorhandenen Komponenten und zum anderen sind dieser Miniaturisierung eindeutig Grenzen gesetzt, bzw. das System wird immer empfindlicher und reparaturanfälliger. Ein Ausweg aus dem Dilemma ist die Idee von Herrn Dr.-Ing. Florian Boes. Er schlägt vor, eine Frequenzweiche, wie sie auch heute schon in manchen Netzwerkanalysesystemen mit hoher Bandbreite eingebaut sind, in die Messspitze selbst zu integrieren. Durch den Einsatz von Frequenzweichen mit deutlich höheren Bandbreiten als bisher, erlaubt dies die parallele Verwendung von Standard-Koaxialsteckern und Hohlleiteranschlüssen an der Messspitze. In

seiner Arbeit konzentriert sich Herr Boes auf die wesentliche Komponente für die neue Idee: die Frequenzweiche mit extremer Bandbreite.

Neben einer effizienten Designmethodik werden in der vorliegenden Arbeit insbesondere auch die praktischen Probleme der Realisierung bezüglich Fertigungstoleranzen solcher Komponenten intensiv betrachtet. Mit dem vorgeschlagenen neuartigen Entwurfsverfahren können komplexe Filter für breitbandige Frequenzweichen in wenigen Iterationsschritten zielgerichtet und schnell entworfen werden. Die neue T-Verzweigung ermöglicht dabei eine optimale Anpassung der beiden Filter. Basierend auf seinen neuen Verfahren gelang Herrn Boes die erfolgreiche Realisierung und Verifizierung einer DC – 110 GHz – 170 GHz Frequenzweiche, was einen neuen Rekord darstellt. Sehr bemerkenswert sind in diesem Zusammenhang die Optimierungen, die Herr Boes in die mechanische Werkstatt und die Ätztechnik am Institut eingebracht hat. Ohne die damit erreichten enormen Verbesserungen hinsichtlich Genauigkeit wären seine Rekordergebnisse unmöglich gewesen.

Die neuen Konzepte und Verfahren zur Realisierung von Frequenzweichen mit extremer Bandbreite von weit über 100 GHz erweitern den Stand der Technik erheblich und werden zu vielseitigen Verbesserungen in der Messtechnik führen. Ich bin mir sicher, dass seine Ansätze von vielen Wissenschaftlern und der Industrie weltweit aufgegriffen und weiterentwickelt werden. Herrn Boes wünsche ich, dass sein breites Fachwissen und sein großes Organisationstalent ihn auch weiterhin zu wissenschaftlichen und wirtschaftlichen Erfolgen führen werden.

Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick
– Institutsleiter –

Zusammenfassung

In dieser Arbeit wird der neuartige Einsatz von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-On-Wafer-Messtechnik vorgestellt. Die Frequenzweichen können in On-Wafer-Messspitzen integriert werden, um so den parallelen Einsatz von Messtechnik für unterschiedliche Frequenzbereiche zu ermöglichen. Ziel ist die nachhaltige und kostengünstige Erweiterung bestehender On-Wafer-Messtechnik zum Erfassen eines größeren Frequenzbereiches bei einmaliger Kontaktierung des Messobjektes, ohne dabei die On-Wafer-Messspitzen und die sensible Messtechnik für unterschiedliche Frequenzbänder austauschen, warm laufen lassen und erneut kalibrieren zu müssen.

Anhand skalierten Prototypen wird eine modellbasierte Methode für den Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen mit Stepped-Impedance-Tiefpassfiltern und Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren im Detail beschrieben. Das methodische Vorgehen mit Modellierungen der Filterstrukturen ermöglicht einen effizienten Entwurf und die Optimierung breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen mit einer Vielzahl an einstellbaren Parametern, bei der Optimierungen in elektromagnetischen Feldsimulationen nicht mehr zielführend sind. Die benötigte Anzahl elektromagnetischer Feldsimulationen kann mit den einfachen Berechnungen der Filtermodelle erheblich reduziert werden, was den gesamten Entwurfsprozess verkürzt und zielgerichtet strukturiert. Als Schlüsselkomponente der entworfenen Diplexer wird eine neuartige T-Verzweigung vorgestellt, deren Geometrie eigens zur Verschaltung der verwendeten Filter optimiert ist. Mit der neuartigen Struktur ist es möglich, alle relevanten Kenngrößen der T-Verzweigung so einzustellen, dass die komplementären Filter optimal aufeinander angepasst werden können.

Dünnschicht-Polyimidplatinen und filigran gefräste Gehäuse mit μm -Präzision ermöglichen die erstmalige Realisierung von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen für den mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz und erweitern damit den aktuellen Stand der Forschung hin zu höheren Frequenzen. Die realisierten Diplexer werden mit 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz charakterisiert. Auftretende Fertigungstoleranzen werden durch sorgfältige Analyse der gefertigten Leiterplatten-Nutzen und individuelle Anpassung der Gehäusestrukturen teilweise ausgeglichen und in umfassenden Toleranzanalysen ausführlich untersucht.

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik (IHE) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Mein erster Dank gilt daher Herrn Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick für die wertvolle und wohlwollende Unterstützung meiner Promotion, während der er mir gleichzeitig genügend Freiheiten ließ, um eigenständig Ideen zu entwickeln, sowie für die Übernahme des Hauptreferates. Mein weiterer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Arne Jacob für sein Interesse an der Arbeit und für die Übernahme des Korreferates.

Des Weiteren geht mein Dank an meine Kollegen Heiko Gulan, Jochen Schäfer, Jurek Kowalewski, Jörg Eisenbeiß, Sören Marahrens, Marius Kretschmann und Georg Gramlich, die meine Zeit am IHE mit einem ausgewogenen Verhältnis von Spaß und Ernsthaftigkeit unvergesslich gemacht haben. Marius Kretschmann sei an dieser Stelle ausdrücklich für die kritische Durchsicht des Manuskriptes gedankt.

Für das angenehme Arbeitsklima und die freundschaftliche Arbeitsatmosphäre bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern am Institut, dem Sekretariat, den Mitarbeitern in der Technik und der Werkstatt. Insbesondere die Geduld von Andreas Gallego Klose und Mirko Nonnenmacher sei hier erwähnt, die auch beim x -ten Versuch, neue Gehäuseteile anzufertigen, um die letzte verbleibende Abweichung im einstelligen μm -Bereich auszumerzen, stets optimistisch und motiviert blieben. Ronald Vester gebührt mein Dank für seine Aufgeschlossenheit und Unterstützung dabei, die Leiterplattenfertigung am IHE grundlegend zu hinterfragen und mit Erfolg zu optimieren. Ferner danke ich den ehemaligen Studierenden, die mich im Rahmen von Bachelor- und Masterarbeiten oder als studentische Hilfskraft durch die gewissenhafte Bearbeitung ihrer Aufgabenstellungen maßgeblich unterstützt haben.

Nicht zuletzt möchte ich mich bei meinen Freunden und meiner Familie für die immerwährende Unterstützung und den stetigen Zusammenhalt bedanken. Ein besonderer Dank gebührt meinen Eltern und meiner Schwester dafür, dass sie mir in meinem bisherigen Leben stets zur Seite standen und dass ich mich immer und jederzeit auf sie verlassen kann. Sie haben damit einen großen Anteil an dieser Arbeit und an meinem gesamten Lebensweg. Der größte Dank geht an dieser Stelle an meine Frau Miriam und unsere Kinder Marina und Robert dafür, dass sie mir wann immer notwendig Rückhalt, Zuneigung oder auch Ablenkung geben und somit den größten Anteil zu meinem Wohlbefinden beitragen.

Karlsruhe, im September 2020

Florian Boes

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und Symbole	xi
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Stand der Forschung	5
1.3 Aufbau und Ziele der Arbeit	6
2 Grundlagen	9
2.1 Wellenausbreitung	9
2.2 Streuparameter	12
2.3 Leitungstheorie	14
2.3.1 Allgemeine Leitungstheorie	14
2.3.2 Mikrostreifenleitung	16
2.3.3 Koplanarleitung	18
2.3.4 Symmetrische Streifenleitung	19
2.3.5 Gekoppelte Leitungen	22
2.4 Filtertheorie	27
2.4.1 Allgemeine Filtertheorie	27
2.4.2 Filtertransformationen	31
2.4.3 Filter aus verteilten Elementen	32
2.4.4 Stepped-Impedance-Tiefpassfilter	33
2.4.5 Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren	37
2.5 Frequenzweichen	40
2.6 Streuparameter-Messsysteme und deren Kalibration	46
2.6.1 Streuparameter-Messsysteme	46
2.6.2 Kalibration	47

3 Entwurfsmethodik breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen	51
3.1 Dimensionierung der symmetrischen Streifenleitung	52
3.1.1 Realisierungsmöglichkeiten der SSL	52
3.1.2 Höhere Moden in der SSL	54
3.1.3 Wellenwiderstand einer SSL	57
3.2 Skalierte Prototypen	58
3.3 SMA-SSL-Übergang	62
3.3.1 Entwurf des SMA-SSL-Überganges	62
3.3.2 Charakterisierung des SMA-SSL-Überganges	66
3.4 Entwurf des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters	69
3.5 Entwurf des Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren	75
3.6 Modellbasierter Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen	85
3.6.1 Modellierung	88
3.6.2 Modellbasierter Entwurf des Bandpassfilters	91
3.6.3 Modellbasierter Entwurf des Tiefpassfilters	96
3.6.4 Realisierung der Frequenzweiche	97
3.6.5 Aufbau und Messungen	102
3.7 Triplexer aus kaskadierten Diplexern	107
3.8 Schlussfolgerungen zu dem Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen	110
4 Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich	113
4.1 Fertigung der Dünnschicht-Polyimidplatinen	114
4.2 On-Wafer-Messplatz für 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz	117
4.2.1 Reflexionsfrei abgeschlossene On-Wafer-Messspitzen	119
4.2.2 90-Grad-On-Wafer-Kalibration	121
4.3 Millimeterwellen-Leitungsübergänge	124
4.3.1 GCPW-SSL-Übergang	125
4.3.2 1,0-mm-Koaxial-SSL-Übergang	129

4.3.3	Modifizierter D-Band-Hohlleiter-SSL-Übergang . . .	130
4.4	Realisierung von mmW-Frequenzweichen	133
4.4.1	Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren	133
4.4.2	Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit Transmissionsnullstelle und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren	141
4.4.3	Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und quasi-diskretem Hochpassfilter	146
4.4.4	Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und modifiziertem D-Band-Hohlleiterübergang	151
4.5	Schlussfolgerungen zu mmW-Frequenzweichen	152
5	Schlussfolgerungen	155
A	Optimierung der Leiterplattenfertigung am IHE	159
A.1	Belichtungsmasken	160
A.2	Belichtungsprozess	162
A.3	Ätzprozess	164
	Literaturverzeichnis	167
	Eigene Veröffentlichungen	177
	Patente	177
	Buchbeiträge	177
	Journalartikel	177
	Konferenzbeiträge	179
	Preise	183

Abkürzungen und Symbole

Abkürzungen

AD-Wandler	Analog-zu-Digital-Wandler
au	willkürliche Einheit (engl. arbitrary unit)
balun	Symmetrieglied (engl. balanced-unbalanced)
BiCMOS	bipolarer komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter (engl. bipolar complementary metal-oxide-semiconductor)
BP	Bandpass
BPF	Bandpassfilter
BS	Bandsperre
BSF	Bandsperrenfilter
CNC	rechnergestützte numerische Steuerung (engl. computerized numerical control)
CPW	Koplanarleitung (engl. coplanar waveguide)
DA-Wandler	Digital-zu-Analog-Wandler
DC	Gleichstrom, $f = 0$ Hz (engl. direct current)
DUT	Messobjekt (engl. device under test)
GCPW	Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung (engl. grounded coplanar waveguide)
GND	Masse (engl. ground)
HF	Hochfrequenz
HP	Hochpass
HPF	Hochpassfilter
IHE	Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik
ISS	Kalibrationssubstrat (engl. impedance standard substrate)
KIT	Karlsruher Institut für Technologie

L	Leitungssegment
LCP	Flüssigkristallpolymer (eng. liquid-crystal polymer)
LRRM	line-reflect-reflect-match (engl.)
LTCC	Niedertemperatur-Einbrand-Keramik (eng. low temperature cofired ceramic)
MMIC	monolithisch integrierter Mikrowellenschaltkreis (engl. monolithic microwave integrated circuit)
mmW	Millimeterwelle (30 GHz bis 300 GHz)
mTRL	multiline-thru-reflect-line (engl.)
MSL	Mikrostreifenleitung (engl. microstrip line)
N	Norden
O	Osten
R	Resonator
PEC	perfekt elektrisch leitend (engl. perfectly electric conducting)
PTFE	Polytetrafluorethylen
S	Süden
SiGe	Siliciumgermanium
SMA	subminiature A (engl.)
SOLT	short-open-load-thru (engl.)
SSL	symmetrische Streifenleitung (engl. suspended stripline)
S-Parameter	Streuparameter
TE	transversal-elektrisch
TEM	transversal-elektromagnetisch
TM	transversal-magnetisch
TP	Tiefpass
TPF	Tiefpassfilter
TRL	thru-reflect-line (engl.)
UV-Licht	ultraviolettes Licht (100 nm bis 380 nm)
via	Durchkontaktierung (engl. vertical interconnect access)
VNA	vektorieller Netzwerkanalysator
VSWR	Stehwellenverhältnis (engl. voltage standing wave ratio)

W	Westen
WR	Rechteckhohlleiter (engl. waveguide rectangular)

Symbole und Variablen

a	hinlaufenden Welle
α	Dämpfungsbelag
B	Suszeptanz
\vec{B}	magnetische Flussdichte
b	rücklaufende Welle
BW	Bandbreite (engl. bandwidth)
β	Phasenkonstante
C	Kapazität
C'	Kapazitätsbelag
\vec{D}	elektrische Flussdichte
d	Überlappung
δ	Verlustwinkel
\vec{E}	elektrisches Feld
ε	Permittivität
ε_r	relative Permittivität
f	Frequenz
f_c	Grenzfrequenz (engl. cutoff frequency)
f_R	Resonanzfrequenz
G'	Leitwertbelag
g	norm. Filterkoeffizienten
$g2g$	Masse-zu-Masse-Abstand (engl. ground-to-ground)
γ	Ausbreitungskonstante
Γ	Reflexionsfaktor
\vec{H}	magnetisches Feld
h	Höhe (engl. height)
I	Strom

IL	Einfügedämpfung
\vec{J}	Stromdichte
k	Koppelfaktor
L	Induktivität
L'	Induktivitätsbelag
l	Länge (engl. length)
λ	Wellenlänge
m	norm. Koppelfaktor
μ	Permeabilität
μ_r	relative Permeabilität
N	Filterordnung
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz
$\omega_c = 2\pi f_c$	Grenzkreisfrequenz
P	Leistung (engl. power)
Φ	elektrische Länge
φ	Phasenverschiebung
Q	Güte (engl. quality)
q	skalierte Güte
R'	Widerstandsbelag
r	Reflexionsfaktor
ρ	Ladungsträgerdichte
s	Schlitzbreite (engl. slot)
T	Temperatur
t	Zeit
U	Spannung
v	Geschwindigkeit (engl. velocity)
w	Breite (engl. width)
X	Reaktanz
x, y, z	kartesische Koordinaten
Y	Admittanz
Y_0	Bezugsadmittanz
Z	Impedanz
Z_0	Bezugsimpedanz

Allgemeine Tiefindizes

cut	Ausschnitt (engl. cut)
e	Gleichtakt (engl. even)
eff	Effektivwert
ext	extern
hin	hinlaufend
in	Eingang (engl. input)
LR	Verlust-Verhältniss (engl. loss-ratio)
max	Maximum
mess	Messung
min	Maximum
o	Gegentakt (engl. odd)
out	Ausgang (engl. output)
par	parasitär
rück	rücklaufend
sim	Simulation
sub	Substrat
T	T-Verzweigung

Konstanten

$c_0 = 299792458 \text{ m/s}$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum
$e = 2,71828\dots$	Eulersche Zahl
$\epsilon_0 = 8,85418\dots \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$	elektrische Feldkonstante
$j = \sqrt{-1}$	imaginäre Einheit
$\mu_0 = 1,25663\dots \cdot 10^{-6} \text{ N/A}^2$	magnetische Feldkonstante
$\pi = 3,14159\dots$	Kreiszahl Pi

1 Einleitung

1.1 Motivation

Die zunehmende Vernetzung durch neue Mobilfunkstandards mit einer rasant wachsenden Anzahl drahtloser Kommunikations- und Sensorsysteme prägt immer mehr Aspekte unseres Alltags. Bei dieser Entwicklung steigt die Datenrate und damit die dafür notwendige Bandbreite exponentiell. Da die Bandbreite eine endliche Ressource darstellt, werden vermehrt Systeme bei immer höheren Frequenzen bis hin zu Millimeterwellen (mmW) entwickelt [KON11]. Diese Entwicklung stellt gleichermaßen hohe Anforderungen an die neuen Systeme sowie die zur Entwicklung genutzte Messtechnik.

Gängige Messgeräte bei der Entwicklung von Hochfrequenzkomponenten (HF-Komponenten) sind beispielsweise breitbandige Oszilloskope und vektorielle Netzwerkanalysatoren (VNA). Mit Oszilloskopen wird der zeitliche Verlauf einer elektrischen Spannung gemessen. In modernen Oszilloskopen geschieht dies, indem das analoge Eingangssignal mit einem Analog-zu-Digital-Wandler (AD-Wandler) abgetastet und anschließend digital verarbeitet wird. Die maximale Bandbreite, die auf diese Weise erfasst werden kann, ist nach dem Abtasttheorem durch die Abtastrate des AD-Wandler limitiert [PLJ15]. Höhere Messbandbreiten lassen sich durch die Verwendung von schnelleren AD-Wandlern mit hohen Abtastraten erzielen. Eine weitere Herausforderung, die sich an dieser Stelle durch die hohen Abtastraten ergibt, ist die notwendige Verarbeitung und Speicherung hoher Datenaufkommen. Der Einsatz von immer breitbandigerer Hardware, die den steigenden Anforderungen entspricht, ist mit einem enormen Entwicklungs- und Kostenaufwand verbunden. Eine Parallellisierung des Messprozesses stellt hier einen alternativen Lösungsansatz dar. Dies bedeutet, dass breitbandige Messsignale über Frequenzweichen, die

Multiplexer genannt werden, in kleinere Frequenzbänder zerteilt werden und auf diese Weise eine parallele Verarbeitung stattfinden kann [AK14], [AK16]. Dies reduziert die Komplexität der Signalverarbeitung in den Teilsystemen, wodurch Hardwarekosten gesenkt werden können.

Frequenzweichen sind Filterschaltungen, mit denen Frequenzbänder kombiniert oder ein breitbandiges Signal in mehrere Teilbänder aufgeteilt werden können. Bei einem Diplexer handelt es sich um eine Frequenzweiche, die aus zwei parallel geschalteten Filtern aufgebaut ist, sodass ein Eingangssignal in zwei Teilbänder unterteilt wird. Triplexer unterteilen ein Eingangssignal in drei Frequenzbänder, bzw. kombinieren drei Frequenzbänder zu einem breitbandigen Signal. Frequenzweichen werden unter anderem im Audiobereich eingesetzt, um ein Audiosignal auf Tief-, Mittel- und Hochtöner in Mehrwege-Lautsprechern aufzuteilen. In der Hochfrequenztechnik werden Diplexer eingesetzt, um eine gemeinsame Antenne für einen Sender und einen Empfänger zu verwenden, während Sender und Empfänger bei unterschiedlichen Frequenzen arbeiten und voneinander isoliert sind [LMMB14]. Breitbandige Signale lassen sich mit schnellen Digital-zu-Analog-Wandlern (DA-Wandlern) erzeugen und mit Multiplexern zu einem extrem breitbandigen Signal kombinieren. So können die Anforderungen an die verwendeten DA-Wandler reduziert werden [CCR⁺17].

Diese Arbeit befasst sich im Speziellen mit dem Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-On-Wafer-Messtechnik bis 170 GHz. Um monolithisch integrierte Mikrowellenschaltkreise (MMICs) zu charakterisieren, ist ein aufwendiger und kostspieliger Messaufbau notwendig, der im Wesentlichen aus einem VNA, Frequenzerweiterungsmodulen und On-Wafer-Messspitzen besteht. Da der von einem Netzwerkanalysator erfassbare Frequenzbereich durch dessen Hardware begrenzt ist, werden Frequenzerweiterungsmodule eingesetzt, mit denen die erzeugten und empfangenen Messsignale entsprechend umgesetzt werden. Mit On-Wafer-Messspitzen wird der Kontakt zum Messobjekt (DUT, engl. device under test) hergestellt. Sowohl die aktive Elektronik der Frequenzerweiterungsmodule als auch der Hohlleiter bzw. das Koaxialkabel zur Verbindung

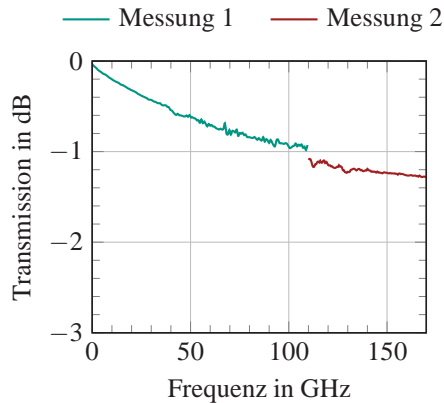


Abbildung 1.1: Gemessene Transmission einer 50- Ω -Leitung in den Frequenzbereichen DC bis 110 GHz (Messung 1) und 110 GHz bis 170 GHz (Messung 2) mit Diskontinuität an der Bandkante

zwischen den Erweiterungsmodulen und den Messspitzen sowie die On-Wafer-Messspitzen selbst begrenzen den erfassbaren Frequenzbereich.

Die jüngsten Entwicklungen in der On-Wafer-Messtechnik übertreffen frühere Generationen in Bezug auf Bandbreite und Genauigkeit. Mit aktueller Messtechnik ist die vektorielle Netzwerkanalyse heute bis 1,5 THz möglich [Key18]. Moderne kabelgebundene Breitbandssysteme erfassen den Frequenzbereich von nahe an Gleichstrom (DC, engl. direct current, $f = 0$ Hz) mit 1,0-mm-Koaxialkabeln bis hin zu 125 GHz [Key18] oder mit 0,8-mm- und 0,6-mm-Koaxialkabeln sogar bis zu 145 GHz und 220 GHz [MRNR12], [Anr19], [Anr20a], [Anr20b]. In den meisten Fällen sind die Messsysteme der älteren Generation in Bezug auf deren Dynamikbereich vollkommen ausreichend, wobei die Messbandbreite hier auf gängige Hohlleiterbänder, z. B. von 75 GHz bis 110 GHz (W-Band) und von 110 GHz bis 170 GHz (D-Band), beschränkt ist. Auch wenn moderne Messsysteme einen größeren Frequenzbereich abdecken, verlangt eine vollständige Charakterisierung eines sehr breitbandigen modernen MMICs häufig mehrere Messungen mit verschiedenen Erweiterungsmodulen und On-Wafer-Messspitzen für die unterschiedlichen Frequenzbereiche. Dies ist allerdings

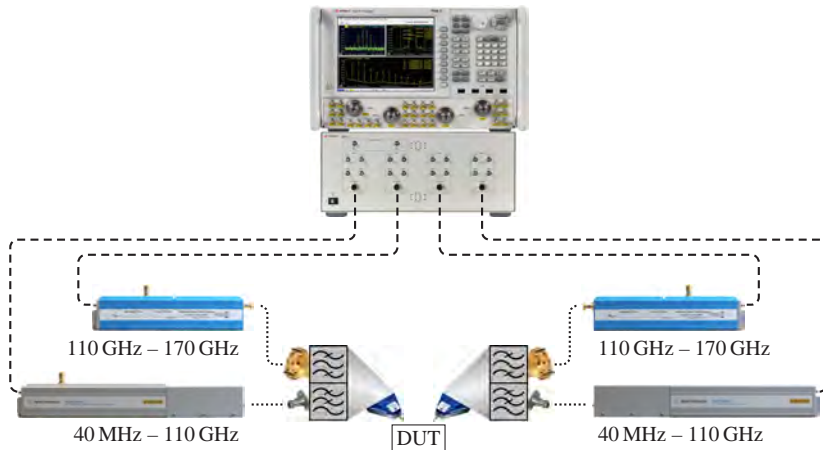


Abbildung 1.2: Vision eines On-Wafer-Messplatzes für 2-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz, ermöglicht durch die Integration von Frequenzweichen in Dual-Band-On-Wafer-Messspitzen zur Parallelisierung bestehender mmW-Messtechnik

mit dem regelmäßigen Umbau empfindlicher Messtechnik, Verzögerungen durch den Aufwärmprozess zum Erreichen konstanter Bedingungen und der Kalibration des Messsystems verbunden. [SOW⁺15] und [Ben17] beschreiben die Herausforderungen, die On-Wafer-Messungen über mehrere Frequenzbänder mit sich bringen. Abbildung 1.1 zeigt beispielhaft die separat in den Frequenzbereichen DC bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz gemessene Transmission einer 50- Ω -Leitung mit einer Diskontinuität an der Bandkante bei 110 GHz. Ein leichter Positionsfehler der Messspitzen durch manuelles Bedienen sowie Abweichungen der Substrateigenschaften und Leitungsstrukturen zwischen dem Messobjekt und den Kalibrationsstrukturen führen bei hohen mmW-Frequenzen zu Messfehlern und Diskontinuitäten zwischen den Messungen der einzelnen Frequenzbänder.

Motiviert durch die Parallelisierung von AD-Wandlern in schnellen Echtzeitoszilloskopen sowie den Aufbau von Frequenzerweiterungsmodulen bis 110 GHz, bei dem Messsignale bis 67 GHz direkt vom VNA gespeist und verarbeitet und Frequenzen von 67 GHz bis 110 GHz mit Vervielfachern und Mischern umge-

setzt werden [Key17], stellt diese Arbeit mit der in Abbildung 1.2 dargestellten Vision eines On-Wafer-Messplatzes für 2-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz einen neuen Lösungsansatz für die genannten Herausforderungen in der mmW-On-Wafer-Messtechnik dar. Der Messaufbau besteht aus einem 4-Port-VNA, je zwei Frequenzerweiterungsmodulen für die Frequenzbereiche 40 MHz bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz sowie Dual-Band-On-Wafer-Messspitzen mit integrierten Frequenzweichen. Im Gegensatz zu gewöhnlichen On-Wafer-Messspitzen mit nur einem HF-Anschluss verfügen die Dual-Band-On-Wafer-Messspitzen beispielsweise über einen 1,0-mm-Koaxial- und einen D-Band-Hohlleiteranschluss für die Frequenzbereiche DC bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz. Die Integration von Frequenzweichen in On-Wafer-Messspitzen ermöglicht das simultane Erfassen mehrerer Frequenzbänder durch Parallelisierung bestehender mmW-Messtechnik, die somit effizienter genutzt werden kann [1], [4].

Die rasanten Entwicklungen der letzten Jahrzehnte auf dem Gebiet der Halbleitertechnologien ermöglichen die Fertigung immer breitbandigerer Schaltungen, die gleichzeitig immer kompakter integriert werden können. So demonstriert beispielsweise [TG19] die komplette Funktionalität eines W-Band-Frequenzerweiterungsmoduls in einer $2,75 \text{ mm} \times 2,15 \text{ mm}$ großen SiGe-BiCMOS-Schaltung. Neben der Integration von Frequenzweichen in On-Wafer-Messspitzen ist damit die parallele Integration von Frequenzerweiterungsmodulen und weiteren aktiven Komponenten denkbar.

1.2 Stand der Forschung

In der Literatur werden etliche schmalbandige Frequenzweichen mit Schutzbändern zwischen den einzelnen Nutzbändern vorgestellt. So beschreibt beispielsweise [ZDW⁺15] den Entwurf eines Diplexers für Mobilfunkbasisstationen mit den Durchlassbereichen 1850 MHz bis 1915 MHz und 1930 MHz bis 1995 MHz. Ein Vier-Kanal-Multiplexer für Satellitenkommunikation im K_u -Band (12 GHz bis 18 GHz) wird in [CFBH14] vorgestellt. Ein Triplexer im Frequenzbereich bis 7 GHz mit Schutzbändern zwischen den einzelnen

Nutzbändern und Anpassnetzwerken zwischen den Filtern wird in [CMW19] in einem komplexen mehrlagigen Platinaufbau mit luftgefüllten Hohlräumen realisiert.

Mehrere Veröffentlichungen beschreiben breitbandige kontinuierliche Multiplexer, die den Frequenzbereich von DC bis hin zu Millimeterwellen lückenlos – ohne Schutzbänder zwischen den Nutzbändern – abdecken. Der Aufbau der publizierten breitbandigen Frequenzweichen erfolgt bevorzugt in symmetrischer Streifenleitungstechnik. [RSS⁺09] beschreibt die Realisierung eines Diplexers mit quasi-diskreten Filtern fünfter Ordnung für den Frequenzbereich DC – 40 GHz – 80 GHz. Diplexer mit Stichleitungsfiltren für die Frequenzbereiche DC – 35 GHz – 65 GHz und DC – 67 GHz – 110 GHz sind in [AK13] und [AK15] vorgestellt. Das Hochpass-Verhalten eines Überganges von einem Streifenleiter auf einen Hohlleiter kann gezielt als Filter für Frequenzweichen eingesetzt werden. So nutzt [AK14] eine Streifenleiter-Hohlleiter-Streifenleiter-Anordnung als Bandpassfilter für einen DC – 36 GHz – 65 GHz Diplexer. Im Frequenzbereich DC – 67 GHz – 100 GHz wird ein Hohlleiterübergang direkt als W-Band-Hohlleiteranschluss für das Hochpassfilter verwendet, während der gemeinsame Port und der Tiefpass-Pfad mit 1,0-mm-Koaxialanschlüssen versehen sind [AK16].

1.3 Aufbau und Ziele der Arbeit

Ziel der Arbeit ist die Vorstellung eines methodischen Vorgehens für den Entwurf und die erstmalige Demonstration von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz für die Integration in On-Wafer-Messspitzen. Im Gegensatz zu bisherigen Arbeiten in diesem Gebiet liegt der Fokus in dem methodischen Vorgehen, mit dem die entworfenen Frequenzweichen optimal ausgelegt und effizient auf z. B. andere Grenzfrequenzen angepasst werden können, sowie der Realisierung sehr feiner Strukturen für den mmW-Frequenzbereich.

In Kapitel 2 werden zunächst die wichtigsten theoretischen Grundlagen, die im Laufe dieser Arbeit verwendet werden, zusammengefasst. Betracht-

tet werden hierbei einige allgemeine Grundlagen der Hochfrequenztechnik wie Wellenausbreitung, Streuparameter, verschiedene planare Leitungstypen sowie gekoppelte Leitungen. Weiterhin betrachtet werden die benötigten Grundlagen der Filtertheorie und des Filterdesigns sowie die Besonderheiten, die für den Filterentwurf von Frequenzweichen elementar sind. Insbesondere ist es dazu von Vorteil, die eingesetzten Filter in Form von Modellen zu beschreiben.

Kapitel 3 beschreibt zunächst Realisierungsmöglichkeiten und die Dimensionierung der symmetrischen Streifenleitung für mmW-Frequenzen bis 170 GHz, gefolgt von einer Skalierung im Verhältnis 1:10 auf DC – 11 GHz – 17 GHz. Durch die Skalierung werden der Fertigungsaufwand und die dabei entstehenden Kosten reduziert. Eine modellbasierte Methode für den Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen mit Stepped-Impedance-Tiefpassfiltern und Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren ist im Detail beschrieben. Das methodische Vorgehen mit Modellierungen der Filterstrukturen ermöglicht einen effizienten Entwurf und die Optimierung breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen über einfache Berechnungen, um so die benötigte Simulationszeit mit elektromagnetischen Feldsimulatoren zu reduzieren. Für die Verschaltung der beiden Filter wird eine neuartige T-Verzweigung entwickelt, mit der alle relevanten Kenngrößen optimal aufeinander eingestellt werden können.

Kapitel 4 gibt zunächst einen Überblick über den Fertigungsablauf und die realisierbare Prozessierungsgenauigkeit des verwendeten Dünnschicht-Polyimidplatinen-Prozesses, gefolgt von Beschreibungen und umfassenden Fehlerabschätzungen des On-Wafer-Messplatzes für 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz. Anschließend werden, basierend auf dem in Kapitel 3 erarbeiteten Vorgehen, breitbandige Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz realisiert und in ausführlichen Toleranzanalysen untersucht.

Die Arbeit schließt in Kapitel 5 mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und Schlussfolgerungen aus den gewonnenen Erkenntnissen ab.

2 Grundlagen

Im folgenden Kapitel sind die wichtigsten theoretischen Grundlagen zusammengefasst, die im Laufe dieser Arbeit verwendet werden. Betrachtet werden hierbei insbesondere einige allgemeine Grundlagen der Hochfrequenztechnik wie Wellenausbreitung, Streuparameter, verschiedene planare Leitungstypen sowie gekoppelte Leitungen. Darüber hinaus werden einige Grundlagen der Filtertheorie und des Filterdesigns sowie die Besonderheiten, die für den Filterentwurf von Frequenzweichen elementar sind betrachtet. Detaillierte Ausführungen und Herleitungen der hier zusammengefassten Themen befinden sich beispielsweise in [Poz11], [Hof83], [Cha05], [MG92a], [MG92b] sowie in [MBBH99], [TSG16], [MYJ80], [Hon13], [PM07] und [Reh09], [VW64].

2.1 Wellenausbreitung

Die mathematische Grundlage der elektromagnetischen Wellenausbreitung bilden die Maxwell-Gleichungen [Max65]. Es handelt sich hierbei um ein System aus vier linearen partiellen Differentialgleichungen erster Ordnung, das von James Clerk Maxwell in den Jahren 1861 bis 1864 aus folgenden, zu dieser Zeit bekannten Zusammenhängen entwickelt wurde:

- Gaußsches Gesetz für elektrische Felder,
- Gaußsches Gesetz für magnetische Felder,
- Faraday'sches Induktionsgesetz,
- Ampère'sches Durchflutungsgesetz.

Letzterer Zusammenhang wurde um den Maxwell'schen Verschiebungsstrom zum Ampère-Maxwell'schen Durchflutungsgesetz erweitert, um dessen Kon-

formität mit der Kontinuitätsgleichung zu gewährleisten. Die Maxwell-Gleichungen stellen in Verbindung mit der Lorentzkraft eine vollständige und in sich abgeschlossene Beschreibung der klassischen Elektrodynamik dar und beschreiben die Wechselwirkung zwischen den einzelnen zeit- und ortsabhängigen Feldkomponenten:

\vec{E} : elektrisches Feld,

\vec{H} : magnetisches Feld,

\vec{D} : elektrische Flussdichte,

\vec{B} : magnetische Flussdichte.

In allgemeiner differentieller Form lauten die Maxwell-Gleichungen:

$$\operatorname{div} \vec{D} = \rho, \quad (2.1)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (2.2)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (2.3)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}. \quad (2.4)$$

Für homogene, isotrope, lineare und zeitinvariante Medien können die Permittivität ε und die magnetische Permeabilität μ als skalare Größen beschrieben werden. Dadurch ergeben sich folgende lineare Abhängigkeiten zwischen den verschiedenen Feldgrößen:

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \vec{E}, \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} = \mu_0 \mu_r \vec{H}. \quad (2.6)$$

Für sowohl ladungs- als auch stromfreie Medien gelten des Weiteren die Randbedingungen

$$\rho = 0, \quad (2.7)$$

$$\vec{J} = 0. \quad (2.8)$$

Unter Berücksichtigung der vier zuvor genannten Beziehungen vereinfachen sich die Maxwell-Gleichungen zu

$$\operatorname{div} \vec{D} = 0, \quad (2.9)$$

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0, \quad (2.10)$$

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad (2.11)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (2.12)$$

Durch die räumliche Differentiation einer der letzten beiden Gleichungen, die Ausnutzung der Linearität des Differentialoperators und Identitäten der Differentialrechnung sowie das Einsetzen der anderen Gleichungen ergeben sich daraus Wellengleichungen für das elektrische und das magnetische Feld:

$$\Delta \vec{E} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2}, \quad (2.13)$$

$$\Delta \vec{H} = \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2}. \quad (2.14)$$

Die Lösungen dieser zwei linearen partiellen Differentialgleichungen zweiter Ordnung beschreiben mathematisch die Existenz elektromagnetischer Wellen, die auch ohne jedes Medium im freien Raum ausbreitungsfähig sind. Ihr experimenteller Nachweis gelang Heinrich Rudolf Hertz im Jahr 1886 am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) – damals Technische Hochschule Karlsruhe – mithilfe des von ihm entwickelten Hertz'schen Oszillators [Her87].

2.2 Streuparameter

Streumatrizen sowie deren Elemente, die Streuparameter (S-Parameter), sind eine mathematische Beschreibungsform linearer, beziehungsweise um einen Arbeitspunkt herum linearisierter, n -Tor-Netzwerke, die hauptsächlich im Bereich der Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik eingesetzt werden. Sie basieren im Gegensatz zu den in der niederfrequenten Netzwerkanalyse überwiegend verwendeten Impedanz- und Admittanzmatrizen nicht auf Spannungs- und Stromgrößen, sondern auf Leistungsgrößen, und erlauben so auch die Beschreibung von Komponenten, bei denen die erstgenannten Größen nicht beziehungsweise nicht eindeutig definiert sind. Beispiele solcher Komponenten sind unter anderem wichtige Hochfrequenzbaugruppen wie Hohlleiter und Resonatoren. Alle bereits genannten Matrizen zur Netzwerkbeschreibung sowie

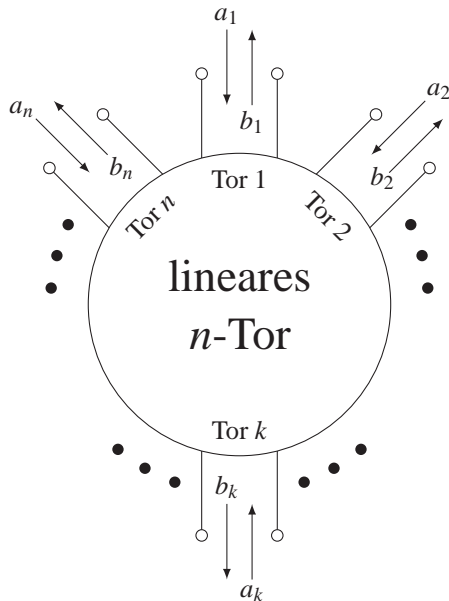


Abbildung 2.1: Schema eines linearen n -Tors

weitere verbreitete Darstellungsformen, wie ABCD-Matrizen und Transmissionsmatrizen, lassen sich ineinander umrechnen. Abbildung 2.1 veranschaulicht ein lineares n -Tor mit den Toren $1, 2, \dots, k, \dots, n$.

Die Beträge der komplexen Wellengrößen $a_1, a_2, \dots, a_k, \dots, a_n$ für hin- und $b_1, b_2, \dots, b_k, \dots, b_n$ für rücklaufende Wellen können aus den Leistungsgrößen mit folgenden Zusammenhängen berechnet werden:

$$|a_k| = \sqrt{2P_{\text{wirk, hin}, k}}, \quad (2.15)$$

$$|b_k| = \sqrt{2P_{\text{wirk, rück}, k}}. \quad (2.16)$$

Ihre Phasen ergeben sich abhängig vom betrachteten Netzwerk entweder aus den Phasen der Spannungen und Ströme oder aus den Phasen der elektrischen und magnetischen Felder. Für ein lineares n -Tor mit der Streumatrix \mathbf{S} gilt dann

$$\vec{b} = \mathbf{S} \cdot \vec{a}. \quad (2.17)$$

Die Elementendarstellung obiger Matrixgleichung lautet dementsprechend

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_k \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1k} & \cdots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2k} & \cdots & s_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{k1} & s_{k2} & \cdots & s_{kk} & \cdots & s_{kn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{n1} & s_{n2} & \cdots & s_{nk} & \cdots & s_{nn} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_k \\ \vdots \\ a_n \end{pmatrix}. \quad (2.18)$$

Für die Ermittlung der komplexen Streuparameter s_{ij} folgt daher

$$s_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \Big|_{\substack{a_k=0 \\ \forall k \neq j}}. \quad (2.19)$$

Hierbei entspricht $a_k = 0$ einem reflexionsfreien Abschluss des Tors k . Die Diagonalelemente s_{ii} der Matrix entsprechen direkt den Reflexionsfaktoren r_i der einzelnen Tore:

$$s_{ii} = r_i. \quad (2.20)$$

Die eindeutige mathematische Darstellung eines Systems mittels Streuparametern benötigt immer die Angabe der Bezugswiderstände aller Tore. Sind diese nicht explizit angegeben, kann im Allgemeinen von einem vollständig auf $50\ \Omega$ normierten System ausgegangen werden.

2.3 Leitungstheorie

2.3.1 Allgemeine Leitungstheorie

Die Leitungstheorie schließt im Bereich der Beschreibung elektrischer Netzwerke die Lücke zwischen der Schaltungstheorie, bei der Schaltungselemente mithilfe konzentrierter Elemente ohne räumliche Ausdehnung beschrieben werden, und der Feldtheorie, bei der Schaltungselemente mithilfe der Maxwell-Gleichungen sowie zugehöriger Randbedingungen beschrieben werden. Sie beschreibt Schaltungselemente als verteilte Elemente mit räumlicher Ausdehnung und kommt immer dann zum Einsatz, wenn die geometrischen Abmessungen der zu beschreibenden Elemente nicht mehr vernachlässigbar gegenüber

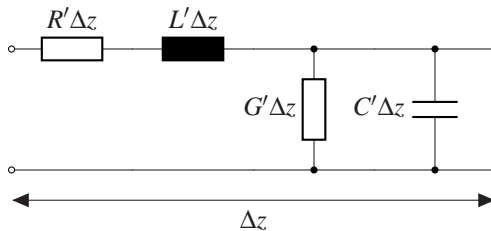


Abbildung 2.2: Ersatzschaltbild eines Leitungsabschnittes infinitesimaler Länge Δz

der Größenordnung der Wellenlänge sind. Daraus folgt insbesondere, dass Leitungen, die in der Schaltungstheorie als neutrale Elemente ohne Einfluss auf die Amplitude und Phase von Signalen betrachtet werden können, in der Leitungstheorie eigenständige Schaltungselemente darstellen, die Signale entlang ihrer räumlichen Ausdehnung sowohl in der Amplitude als auch in der Phase beeinflussen. Die mathematische Beschreibung von Leitungen erfolgt dabei durch Integration über unendlich viele Leitungsstücke infinitesimaler Länge Δz mit Tiefpass-Charakteristik gemäß des in Abbildung 2.2 gezeigten Ersatzschaltbildes.

Bei den einzelnen Elementen des Ersatzschaltbildes handelt es sich um den Widerstandsbelag R' in Ω/m , den Induktivitätsbelag L' in H/m , den Leitwertbelag G' in S/m und den Kapazitätsbelag C' in F/m . Aus diesen charakteristischen Kenngrößen einer Leitung können unter Anwendung der Kirchhoff'schen Regeln der komplexen Wechselstromrechnung und der Wellengleichungen die folgenden, für die Hochfrequenztechnik relevanten Beschreibungsgrößen abgeleitet werden:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega L' + R'}{j\omega C' + G'}} \quad (2.21)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(j\omega L' + R')(j\omega C' + G')}. \quad (2.22)$$

Der Wellenwiderstand Z_0 in Ω ist hierbei das Verhältnis von momentaner Spannung zu momentanem Strom an jedem Punkt einer Leitung und für jede auf dieser Leitung ausbreitungsfähige elektromagnetische Welle. Die Ausbreitungskonstante γ in $1/\text{m}$ ist im Allgemeinen eine komplexe Größe, wobei der Imaginärteil β die Ausbreitung und der Realteil α die Dämpfung einer elektromagnetischen Welle entlang der räumlichen Ausdehnung einer Leitung beschreibt. In den meisten technisch sinnvollen Fällen kann in guter Näherung angenommen werden, dass es sich um verlustarme Leitungen handelt.

Somit können der Widerstandsbelag und der Leitwertbelag mit $R' \ll \omega L'$ und $G' \ll \omega C'$ vernachlässigt werden, wodurch sich die Beschreibungsgrößen zu

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (2.23)$$

$$\gamma \approx j\omega\sqrt{L'C'} \quad (2.24)$$

vereinfachen. Weitergehende Betrachtungen wie die ausführliche Herleitung der Leitungstheorie, weitere Beschreibungsgrößen von Leitungen, Impedanztransformationen mit Leitungssegmenten sowie die Anwendung von Leitungen als Schaltungselemente befinden sich unter anderem in [Gou55], [Wol78], [WK88], [Poz11], [MG92a], [MG92b] und [Cha05].

In den folgenden beiden Abschnitten werden die am häufigsten verwendeten planaren Leitungstypen der Hochfrequenztechnik – Mikrostreifenleitungen und Koplanarleitungen – kurz vorgestellt. Ausführlichere Betrachtungen zu einer Vielzahl unterschiedlichster Wellenleiter befinden sich ebenfalls in [CI91], [GGBB96], [Poz11], [MG92a], [MG92b] und [Cha05].

Für den größten Teil der in dieser Arbeit realisierten Filter und Frequenzweichen erweist sich ein spezieller Leitungstyp, die sogenannte symmetrische Streifenleitung (SSL), als besonders vorteilhaft. Gründe für die besondere Eignung des Leitungstyps für Filter und Frequenzweichen sind in Unterabschnitt 2.3.4 beschrieben. Einen Überblick über die Dimensionierung, den Fertigungsablauf, die erreichbaren Prozessierungsgenauigkeiten der zur Herstellung der Komponenten verwendeten Dick- und Dünnschichttechnik sowie ein Vergleich gängiger Trägersubstratmaterialien sind in den Abschnitten 3.1 bis 3.2 sowie 4.1 beschrieben.

2.3.2 Mikrostreifenleitung

Mikrostreifenleitungen (MSL, engl. microstrip line) bestehen aus einem Streifenleiter auf der Oberseite eines Substrates, der gegenüber einer Massefläche (GND, engl. ground) auf der Unterseite des Substrates angeregt wird. Abbildung 2.3a zeigt eine schematische Darstellung der Mikrostreifenleitung,

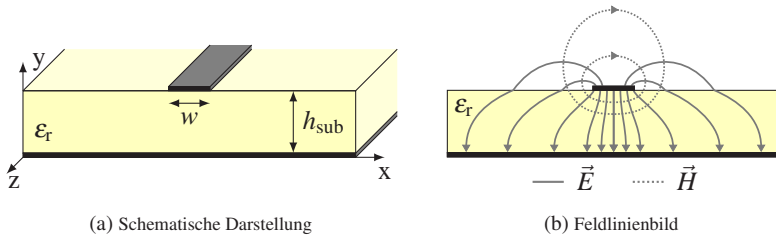


Abbildung 2.3: Querschnitte einer Mikrostreifenleitung

bei der die Wellenausbreitung in $-z$ -Richtung definiert ist. Der Wellenwiderstand dieses Leitungstyps wird im Wesentlichen durch die Breite des Streifenleiters w (engl. width), die Stärke des Substrates h_{sub} (engl. height) und dessen relativer Permittivität ϵ_r sowie in geringem Maße durch die Stärke der Metallisierung bestimmt. Mikrostreifenleitungen wurden erstmalig in den 1940er Jahren beschrieben [Wol78]. Es ist der entscheidende Verdienst von R. M. Barrett, zu Beginn der 1950er Jahre erkannt zu haben, dass mithilfe der Mikrostreifenleitung nicht nur Mikrowellenleistungstransport vorgenommen werden kann, sondern dass diese Leitungsart auch geeignet ist, um fast alle bekannten Mikrowellenbauelemente aufzubauen [BB51], [Bar52]. Der Nachteil dieser Leitung ist, dass sie eine offene Struktur darstellt und dass damit eine Einstrahlung von Störsignalen möglich ist. An Leitungsinhomogenitäten wird außerdem Leistung abgestrahlt. Noch heute ist die Mikrostreifenleitung aufgrund ihres einfachen Aufbaus und ihres geringen Platzbedarfs der am häufigsten verwendete Leitungstyp in der Hochfrequenztechnik.

Der Verlauf der Feldlinien des elektrischen und magnetischen Feldes für den Fall einer Wellenausbreitung in die Zeichenebene hinein ist in Abbildung 2.3b schematisch dargestellt. Da die Feldlinien hierbei teilweise in Luft – oberhalb des Substrates – und teilweise im Substrat selbst verlaufen, weisen die elektrischen Feldlinien an der Grenzschicht einen Knick auf. Substrate für die Hochfrequenztechnik besitzen für gewöhnlich magnetisch neutrale Eigenschaften (d. h. $\mu_r = 1$), weshalb die magnetischen Feldlinien an der Grenzschicht nicht geknickt werden. Da sich die Welle in einem inhomogenen Medium teilweise

in Luft und teilweise im Substrat ausbreitet, liegt keine reine transversal-elektromagnetische-Welle (TEM-Welle) vor. Das heißt, sowohl das elektrische Feld als auch das magnetische Feld besitzen eine Feldkomponente in Ausbreitungsrichtung der Welle. Diese Längskomponente kann bei nicht zu hohen Frequenzen in den meisten Fällen jedoch vernachlässigt werden, sodass sich in guter Näherung mit einer TEM-Welle rechnen lässt. Es wird daher auch von einer „Quasi-TEM“-Welle gesprochen. Unter dieser Voraussetzung lässt sich die Wellenausbreitung mittels einer statischen Näherung durch Kapazitäts- und Induktivitätsbeläge wie im Fall der TEM-Leitung (vgl. Unterabschnitt 2.3.1) beschreiben.

2.3.3 Koplanarleitung

Koplanarleitungen (CPW, engl. coplanar waveguide), wie in Abbildung 2.4a dargestellt, sind aus drei parallelen Streifenleitern, die sowohl mit Massefläche (GCPW, engl. grounded coplanar waveguide) als auch ohne Massefläche auf der gegenüberliegenden Seite eines Substrates aufgebaut. Der Wellenwiderstand wird auch bei diesem Leitungstyp durch die Breite w der Leiterbahn, die relative Permittivität ϵ_r des Substrates sowie in geringem Maße durch die Stärke der Metallbeschichtung bestimmt. Darüber hinaus hat die Breite der beiden Schlitze s (engl. slot) zwischen den Streifenleitern einen signifikanten Einfluss auf die Impedanz, während der Einfluss der Substratstärke h_{sub} deutlich geringer ausfällt. Koplanarleitungen können in zwei verschiedenen Grundmoden, der Gleichtaktmode (Koplanarleitungsmoden) sowie der Gegen-

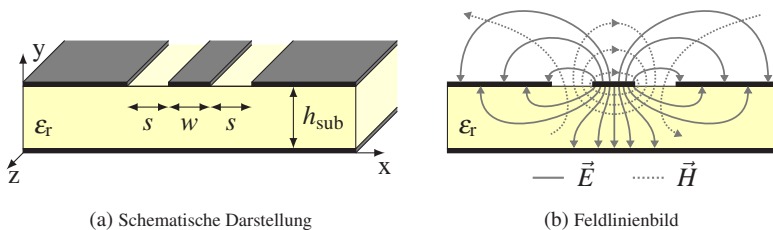


Abbildung 2.4: Querschnitt einer Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung

taktmode (Schlitzleitungsmode), betrieben werden, wobei für diese Arbeit lediglich erstere von Bedeutung ist. Abbildung 2.4b stellt das schematische Feldlinienbild einer solchen in der Gleichtaktmode betriebenen Leitung für den Fall einer Wellenausbreitung in die Zeichenebene hinein dar.

2.3.4 Symmetrische Streifenleitung

Die symmetrische Streifenleitung (SSL, engl. suspended stripline) besteht aus einem meistens mittig in einem Hohlleiter aufgehängten (engl. suspended) Substrat, auf dem sich auf einer Seite ein Leiter befindet. Diese Anordnung ist in Abbildung 2.5a dargestellt. Ähnlich wie bei einem koaxialen Wellenleiter bildet das Gehäuse den zugehörigen Masseleiter, jedoch mit dem Unterschied, dass das Gehäuse keine kreiszylindrische Form, sondern einen rechteckigen Querschnitt aufweist. Die leitende Berandung bietet die Abschirmung einer gesamten innenliegenden Schaltung. Sie verhindert die Abstrahlung von Leistung und die Einstrahlung von Störsignalen in die Schaltung. In der Literatur finden sich teilweise unterschiedliche Realisierungsmöglichkeiten für symmetrische Streifenleitungen. So werden z. B. Mikrostreifenleitungen – wie in Unterabschnitt 2.3.2 beschrieben – oberhalb des Substrates zusätzlich mit einem elektrisch leitfähigen Gehäuse umgeben, um eine abgeschirmte Mikrostreifenleitung zu generieren. Als weitere Realisierungsmöglichkeit wird bei der Triplate-Leitung ein Streifenleiter jeweils von einem Substrat und einer Massefläche auf der Ober- und Unterseite umgeben. Hierzu ist ein mehrlagiger Platinaufbau notwendig [Wol78].

Eine der in dieser Arbeit verwendeten Anordnungen ist in Abbildung 2.5a skizziert. Um das Substrat mechanisch zu befestigen, können kleine Aussparungen der Breite w_{cut} im Gehäuse genutzt werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, das Gehäuse aus zwei Teilen als sogenannten Split-Block herzustellen und mittels einer Reihe von Durchkontaktierungen (vias, engl. vertical interconnect access) eine elektrische Verbindung zwischen den Blockhälften herzustellen. Die hier vorgestellte symmetrische Streifenleitung bietet für die Realisierung von Filtern und Frequenzweichen besondere Vorteile gegenüber Mikrostreifen- oder CPW-Leitungen. Die SSL zeichnet sich durch geringe

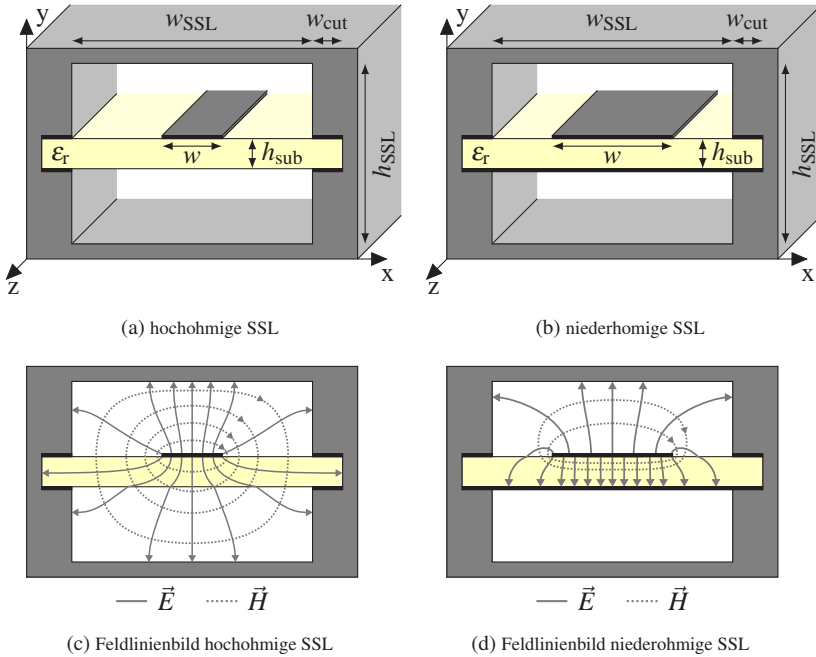


Abbildung 2.5: Querschnitte der symmetrischen Streifenleitung

Verluste aus, die zum Teil auf ohmsche Verluste und zum Teil auf dielektrische Verluste zurückzuführen sind.

Feldlinienbilder der symmetrischen Streifenleitung, mit und ohne Masselayer auf der Rückseite des Substrates, sind in Abbildung 2.5c und Abbildung 2.5d dargestellt und ähneln dem Feldlinienbild der TEM-Welle eines coaxialen Wellenleiters [Poz11]. Da die SSL ein inhomogenes Medium für eine sich ausbreitende Welle darstellt – zum größten Teil mit Luft und zu geringem Anteil mit Substrat gefüllt – liegt hier wie bei der MSL oder CPW keine reine TEM-Welle sondern eine Quasi-TEM-Welle vor. Der Wellenwiderstand der SSL wird durch die Breite w des Streifenleiters und den Abmessungen des Hohlleiterkanals $w_{SSL} \times h_{SSL}$ sowie in geringem Maße von der relativen Permittivität ϵ_r des Substrates und der Substratstärke h_{sub} bestimmt. Um kleine

Wellenwiderstände zu generieren, kann der Kanal zusätzlich durch das Einbringen einer Massefläche auf der Rückseite der eingelegten Platine elektrisch verkleinert werden. Charakteristisch für diese Leitungsform ist der hohe Luftanteil des elektromagnetischen Feldes in der Grundmode wie in Abbildung 2.5c dargestellt. Dadurch reduziert sich der Einfluss von ϵ_r -Schwankungen des Substrates auf die Leitungsparameter Z_0 und $\epsilon_{r,\text{eff}}$ und es treten im Vergleich zu Mikrostreifen- und Koplanarleitungen niedrigere dielektrische Verluste auf. Die im Vergleich zu einer Mikrostreifenleitung vergrößerte Leiterbreite w sowie der vergrößerte stromdurchflossene Masseleiter führen ebenfalls zu geringeren ohmschen Verlusten. Die leitende Berandung schirmt Schaltungen zusätzlich ab und verhindert somit Abstrahlungsverluste. So können beispielsweise Resonatoren mit hoher Güte realisiert werden. Des Weiteren verhält sich die symmetrische Streifenleitung nur schwach dispersiv, sodass sich die Möglichkeit zum Aufbau breitbandiger Schaltungen ergibt [Hof83]. Ein weiterer Vorteil ist die Möglichkeit zur Strukturierung der Substratrückseite. Durch das Einbringen einer zusätzlichen, mit der Berandung kontaktierten Massefläche auf der Substratunterseite – wie in Abbildung 2.5b dargestellt – lassen sich z. B. sehr niedrige Wellenwiderstände realisieren. Sich überlappende Leitungen auf Ober- und Unterseite des Substrates können sehr hohe serielle Kapazitäten bilden (Breitseitenkopplung, siehe Unterabschnitt 3.6.2). Des Weiteren ist es möglich sehr hohe Wellenwiderstände zu erreichen sowie Masseschlüsse ohne Durchkontaktierungen zu realisieren. Dadurch eignet sich die symmetrische Streifenleitung hervorragend für den Entwurf von Filtern aller Art. Nachteile der SSL sind der Einfluss von Gehäusetoleranzen und ein geringerer Miniaturisierungsgrad auf Grund der geringen effektiven Permittivität. Motiviert durch die vorteilhaften Eigenschaften der SSL sowie den Einsatz von symmetrischen Streifenleitungen in mmW- und sub-mmW-On-Wafer-Messspitzen [RCZ⁺11a], [RCZ⁺11b] werden die Frequenzweichen in dieser Arbeit mit diesem speziellen Leitungstyp realisiert.

2.3.5 Gekoppelte Leitungen

Zwei oder mehr Leitungen werden als gekoppelt bezeichnet, wenn ihre Spannungen und Ströme über das elektrische und magnetische Feld miteinander verknüpft sind, also sich die Spannungen und Ströme der verschiedenen Leitungen gegenseitig beeinflussen. Je geringer der Abstand zwischen den einzelnen Leitungen und je größer die Länge ist, über die die Leitungen parallel zueinander verlaufen, desto größer ist deren Kopplung. In den meisten Fällen ist die elektromagnetische Kopplung von Leitungen unerwünscht und wird durch Gegenmaßnahmen wie Abschirmung oder Vergrößerung der Leitungsabstände reduziert. Beispiele hierfür sind digitale integrierte Schaltkreise mit sehr vielen hochdatenratigen Ein- und Ausgängen mit sehr geringem Abstand. In der Hochfrequenztechnik werden gekoppelte Leitungen eingesetzt, um wichtige Komponenten wie Richtkoppler, Resonatoren und Filter zu realisieren.

Für mathematische Beschreibungen gekoppelter Leitungen muss grundlegend zwischen symmetrischen und asymmetrischen Geometrien unterschieden werden. Während symmetrisch gekoppelte Leitungen eine symmetrische Geometrie und somit einen identischen Wellenwiderstand für beide Leitungen aufweisen, zeichnen sich asymmetrisch gekoppelte Leitungen durch eine voneinander abweichende Geometrie aus, z. B. durch unterschiedliche Masseabstände und daraus resultierend unterschiedliche Wellenwiderstände. Asymmetrisch gekoppelte Leitungen sind demzufolge im Vergleich zu symmetrisch gekoppel-

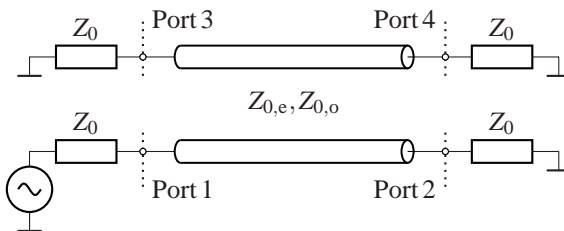


Abbildung 2.6: Schematischer Aufbau zweier symmetrisch gekoppelter Leitungen mit Speisung an Port 1 und reflexionsfreiem Abschluss an allen übrigen Ports, vereinfachte Darstellung ohne Masseleitung

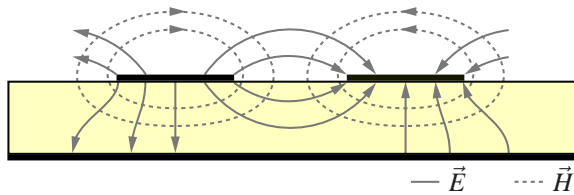


Abbildung 2.7: Feldlinienbild zweier symmetrisch gekoppelter Mikrostreifenleitungen

ten Leitungen wesentlich komplexer in ihrer Analyse und Modellierung. Im Laufe dieser Arbeit werden ausschließlich symmetrisch gekoppelte Leitungen betrachtet.

Miteinander koppelnde Leitungen können entweder nebeneinander verlaufen, also entlang ihrer schmalen Seite miteinander verkoppelt sein, oder übereinander verlaufen und damit entlang ihrer breiten Seiten miteinander koppeln. Übereinander verlaufende Leitungen weisen im Vergleich zu nebeneinander verlaufenden Leitungen deutlich höhere Koppelfaktoren auf. Abbildung 2.6 zeigt den schematischen Aufbau und Abbildung 2.7 beispielhaft das Feldlinienbild zweier nebeneinander verlaufender und symmetrisch gekoppelter Mikrostreifenleitungen mit Speisung an Port 1 und reflexionsfreiem Abschluss aller übrigen Ports.

Die Beschreibung des abgebildeten Schemas erfolgt mithilfe der Gleichtakt-Gegentakt-Analyse (engl. even-odd mode analysis). Hierbei wird die zu untersuchende Schaltung zunächst durch Symmetrieebenen in Teilschaltungen zerlegt. Im Anschluss daran erfolgt die Analyse einer der beiden identischen Teilschaltungen sowohl für den Fall einer Gleichaktanregung als auch für den Fall einer Gegenteilanregung. Durch abschließende Superposition der Analyseergebnisse beider Fälle lassen sich alle in der Schaltung vorkommenden Spannungen und Ströme berechnen.

In Abbildung 2.8 sind die resultierenden Feldlinienbilder und Ersatzschaltbilder der Gleichtakt-Gegentakt-Analyse zweier gekoppelter Leitungen mit den jeweils gewählten Symmetrieebenen dargestellt. Die Teilabbildungen (a) und (b) zeigen den Fall einer Gleichaktanregung, wobei es sich bei der gewählten

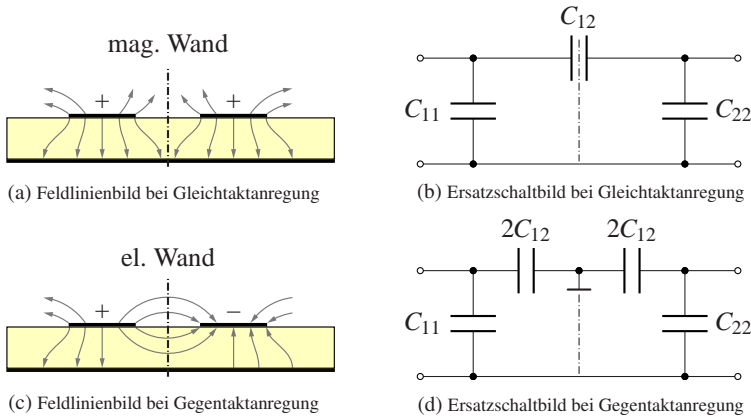


Abbildung 2.8: Gleichtakt-Gegentakt-Analyse zweier symmetrisch gekoppelter Leitungen

Symmetrieebene um eine magnetische Wand handelt. In den Teilabbildungen (c) und (d) ist eine Gegentaktanregung zu sehen, wobei es sich bei der gewählten Symmetrieebene um eine elektrische Wand handelt. Mit den Bezeichnungen elektrische- und magnetische Wand werden hierbei Symmetrieebenen beschrieben, auf denen die jeweils tangential verlaufenden Feldkomponenten verschwinden.

Da in dieser Arbeit ausschließlich symmetrisch gekoppelte Leitungen betrachtet werden, gilt sowohl für den Fall einer Gleichaktanregung als auch für den Fall einer Gegentaktanregung

$$C_{11} = C_{22}. \quad (2.25)$$

Im Fall einer Gleichaktanregung befinden sich beide Leitungen zu jedem Zeitpunkt auf demselben Potential gegenüber der gemeinsamen Masse, sodass darüber hinaus gilt:

$$C_{12,e} = 0. \quad (2.26)$$

Daraus folgt für die Gleichtaktkapazität und die Gleichtaktimpedanz zweier symmetrisch gekoppelter Leitungen

$$C_e = C_{11} = C_{22}, \quad (2.27)$$

$$Z_{0,e} = \sqrt{\frac{L}{C_e}} = \sqrt{\frac{L}{C_{11}}}. \quad (2.28)$$

Im Fall einer Gegentaktanregung weisen beide Leitungen zu jedem Zeitpunkt das betragsmäßig selbe Potential gegenüber der gemeinsamen Masse mit entgegengesetztem Vorzeichen auf, sodass gilt

$$C_{12,o} = 2C_{12}. \quad (2.29)$$

Für die Gegentaktkapazität und die Gegentaktimpedanz zweier symmetrisch gekoppelter Leitungen folgt daher analog

$$C_o = C_{11} + 2C_{12} = C_{22} + 2C_{12}, \quad (2.30)$$

$$Z_{0,o} = \sqrt{\frac{L}{C_o}} = \sqrt{\frac{L}{C_{11} + 2C_{12}}}. \quad (2.31)$$

Die Gleichtakt- und die Gegentaktimpedanz sind dabei ausschließlich von den genannten Kapazitäten und Induktivitäten und damit ausschließlich von geometrischen Abmessungen der Struktur wie Breite, Stärke und Abstand der Leitungen, Dicke und Permittivität des Substrates sowie Abstand zu umliegenden Massenflächen abhängig. Für viele gängige Geometrien lassen sich diese Impedanzen aus Tabellen oder Diagrammen entnehmen [Hof83], [Poz11]. Mit dreidimensionalen elektromagnetischen Feldsimulatoren wie CST Studio Suite® [CST20] oder Ansys HFSS [Ans20] können darüber hinaus beliebige Geometrien entworfen oder analysiert werden.

Erzeugt eine Spannung U_1 auf der einen Leitung durch kapazitive Verkopplung eine Spannung U_2 auf der zweiten Leitung, so ist der Koppelfaktor mit

$$k_U = \frac{U_2}{U_1} \quad (2.32)$$

definiert [Hof83]. Zur Analyse lässt sich aus der Gleichtakt- und der Gegentaktimpedanz sowie der Systemimpedanz der einzelnen Leitungen direkt der Koppelfaktor k_U der gekoppelten Leitungen berechnen. Zum Entwurf eines Leitungskopplers lassen sich die benötigte Gleichtaktimpedanz und die benötigte Gegentaktimpedanz umgekehrt direkt aus der Systemimpedanz der einzelnen Leitungen und dem gewünschten Koppelfaktor berechnen. Zudem ergibt der geometrische Mittelwert aus der Gleichtaktimpedanz und der Gegentaktimpedanz stets die Systemimpedanz der einzelnen Leitungen:

$$k_U = \frac{Z_{0,e} - Z_{0,o}}{Z_{0,e} + Z_{0,o}}, \quad (2.33)$$

$$Z_{0,e} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + k_U}{1 - k_U}}, \quad (2.34)$$

$$Z_{0,o} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - k_U}{1 + k_U}}, \quad (2.35)$$

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0,e} Z_{0,o}}. \quad (2.36)$$

Für eine TEM-Welle in einem homogenen und isotropen Medium lässt sich der Koppelfaktor mit den Gleichungen 2.28, 2.31 und 2.33 in Abhängigkeit der in Abbildung 2.8 skizzierten Koppelkapazität C_{12} zwischen beiden Leitungen und der Kapazität C_{11} zwischen einer Leitung und der Massefläche als

$$k_U = \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{11}}. \quad (2.37)$$

beschreiben. Weiterführende Betrachtungen zu gekoppelten Leitungen befinden sich beispielsweise in [Hof83], [Poz11], [Hon13], [MG92b], [Cha05] und [MBBH99].

2.4 Filtertheorie

Elektrische Filter sind passive oder aktive, analoge oder digitale 2-Tore, mit denen der Frequenzgang, also der Amplitudengang und der Phasengang in Abhängigkeit von der Frequenz, gezielt beeinflusst werden kann. Frequenzbereiche, in denen Filter eine hohe Transmission beziehungsweise eine geringe Dämpfung aufweisen, werden als Durchlassbereiche bezeichnet. Frequenzbereiche, in denen Filter eine geringe Transmission beziehungsweise eine hohe Dämpfung aufweisen, werden als Sperrbereiche bezeichnet. Ideale Filter weisen demzufolge eine vollständige Transmission in ihren Durchlassbereichen, eine vollständige Dämpfung in ihren Sperrbereichen und eine unendliche Flankensteilheit der Übergänge zwischen den einzelnen Bereichen auf. Da ideale Filter jedoch akasual, also zeitlich unbegrenzte und sowohl in die Vergangenheit als auch in die Zukunft reichende Impulsantworten aufweisen, haben reale Filter mit kausalen Impulsantworten stets endliche Flankensteilheiten. Aufgrund parasitärer Effekte wie Materialverluste, Bauteilkopplungen und Fertigungstoleranzen weisen reale Filter zudem auch immer eine geringe Dämpfung in den Durchlassbereichen und eine endliche Transmission in den Sperrbereichen auf. Einige der zahlreichen Anwendungsbereiche von Filtern sind unter anderem in der Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, der Audiotechnik, der Steuerungs- und Regelungstechnik sowie der Messtechnik zu finden. Im Folgenden sind die Theorie und der Entwurf passiver, analoger Filter zusammengefasst, wie sie im Bereich der Mikrowellentechnik und insbesondere in dieser Arbeit verwendet werden. Ausführlichere Herleitungen hierzu sowie die Theorie und der Entwurf aktiver, analoger Filter und digitaler Filter befinden sich etwa in [TSG16], [Hon13], [Poz11], [MYJ80] und [PM07].

2.4.1 Allgemeine Filtertheorie

Die mathematische Beschreibung und der spätere Filterentwurf erfolgen mithilfe des weit verbreiteten Leistung-Verlust-Verhältnisses ($P_{L,R}$, engl. power-loss-ratio) [MYJ80], [Poz11], das als Verhältnis der Leistung am Eingang eines

Filters zu der Leistung am Ausgang eines Filters definiert ist und sich damit aus dem Reflexionsfaktor Γ eines Filters wie folgt berechnen lässt:

$$P_{\text{LR}} = \frac{P_{\text{in}}}{P_{\text{out}}} \quad (2.38a)$$

$$= \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}. \quad (2.38b)$$

Bei Betrachtung des angepassten und verlustlosen Falls lässt sich die Berechnung des Leistung-Verlust-Verhältnisses weiter zu

$$P_{\text{LR}} \approx \frac{1}{1 - |s_{11}(\omega)|^2} \quad (2.39a)$$

$$\approx \frac{1}{|s_{21}(\omega)|^2}. \quad (2.39b)$$

vereinfachen. Das in Dezibel umgerechnete Leistung-Verlust-Verhältnis entspricht damit direkt der Einfügedämpfung IL (engl. insertion loss) eines Filters:

$$IL = 10 \log(P_{\text{LR}}). \quad (2.40)$$

Entsprechend der eingangs genannten Literatur weist jedes physikalisch realisierbare Filter ein Leistung-Verlust-Verhältnis der folgenden Form auf, wobei es sich bei M und N um reelle Polynome in ω^2 handelt:

$$P_{\text{LR}} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}. \quad (2.41)$$

Durch die Wahl der Polynome M und N können charakteristische Kenngrößen eines Filters wie die Welligkeit im Durchlassbereich, die Flankensteilheit im Übergangsbereich und die Dämpfung im Sperrbereich beeinflusst werden. Umgekehrt sind bei Vorgabe mathematischer Randbedingungen an die genannten charakteristischen Kenngrößen die Polynome M und N und damit auch das Leistung-Verlust-Verhältnisses eindeutig definiert. Die mathematischen Randbedingungen variieren in Abhängigkeit vom gewünschten Filtertyp.

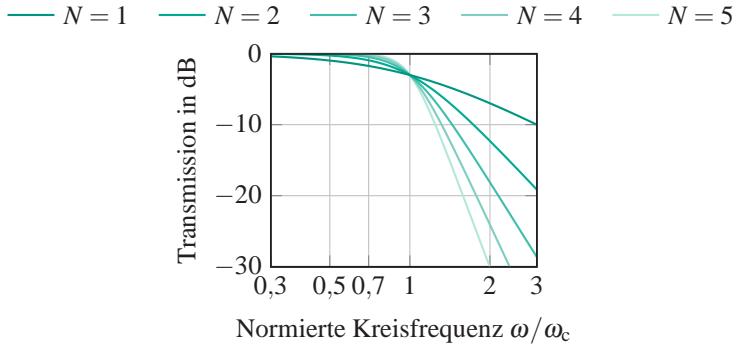


Abbildung 2.9: Einfluss der Filterordnung N auf den Amplitudengang der Übertragungsfunktion eines Butterworth-Filters

Für einen maximal flachen Verlauf des Amplitudengangs ohne Welligkeit im Durchlassbereich müssen beispielsweise die ersten $2N - 1$ Ableitungen des P_{LR} verschwinden. Dieser Filtertyp wird als Butterworth-Filter bezeichnet und weist folgendes Leistung-Verlust-Verhältnis auf:

$$P_{LR} = 1 + k^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N}. \quad (2.42)$$

N ist dabei die Ordnung des Filters, ω_c die Grenzkreisfrequenz (engl. cutoff frequency) des Filters und k ein Maß für die Dämpfung des Filters bei der Grenzkreisfrequenz. Abbildung 2.9 veranschaulicht den Einfluss der Filterordnung N auf den Amplitudengang der Übertragungsfunktion. Eine zunehmende Ordnung des Filters erhöht die Flankensteilheit. Die Übertragungsfunktion des Filters fällt im Übergangsbereich mit $20N$ dB/Dekade ab [MYJ80].

Für eine konstante Welligkeit R (engl. ripple) des Amplitudengangs im Durchlassbereich entspricht das Leistung-Verlust-Verhältnisses einem gewichteten, quadrierten und skalierten Tschebyscheff-Polynom T_N vom Grad N . Dieser

Filtertyp wird daher als Tschebyscheff-Filter bezeichnet und weist folgendes Leistung-Verlust-Verhältnis auf:

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left(\frac{\omega}{\omega_c} \right). \quad (2.43)$$

k ist in diesem Fall ein Maß für die Welligkeit des Filters im Durchlassbereich. In Abbildung 2.10 ist auch für diesen Filtertyp der Einfluss der Größen N und k auf den Amplitudengang der Übertragungsfunktion dargestellt. Während eine zunehmende Ordnung des Filters auch hier zu einer höheren Flankensteilheit im Übergangsbereich mit einem Abfall von $20N$ dB/Dekade führt, beeinflusst der Parameter k die Welligkeit des Filters im Durchlassbereich.

Der direkte Vergleich der Abbildungen 2.9 und 2.10 verdeutlicht, dass Tschebyscheff-Filter mit zunehmender Welligkeit R eine zunehmend höhere Flankensteilheit als Butterworth-Filter mit gleicher Filterordnung aufweisen. Umgekehrt betrachtet konvergieren Tschebyscheff-Filter für eine zu null tendierende Welligkeit gegen Butterworth-Filter [MYJ80].

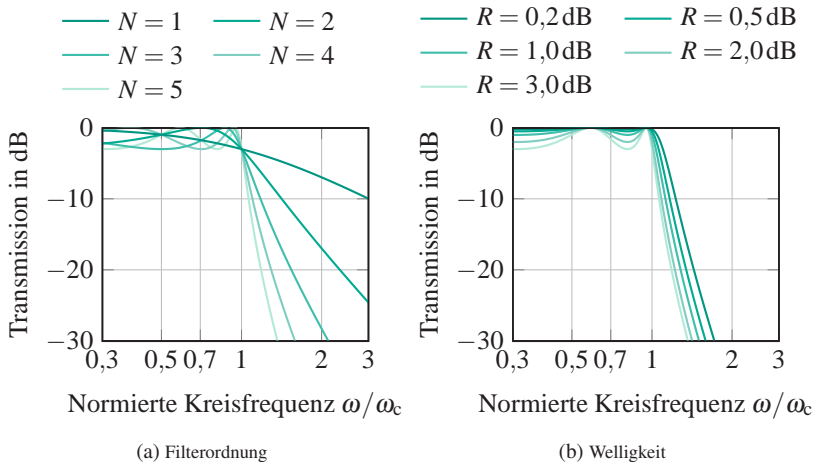
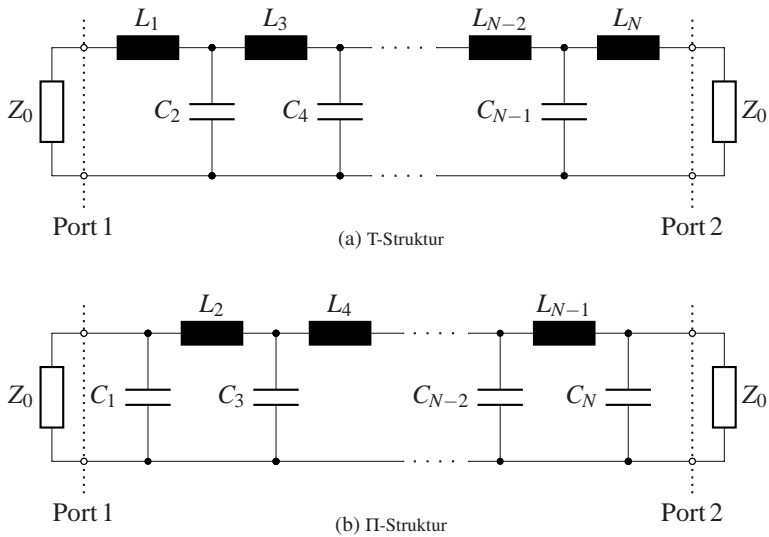


Abbildung 2.10: Einfluss der Filterordnung N und der Welligkeit R auf den Amplitudengang der Übertragungsfunktion eines Tschebyscheff-Filters

Abbildung 2.11: Prototypen eines Tiefpassfilters der Filterordnung N

Der Entwurf und die Realisierung der oben beschriebenen Filtertypen als passive, analoge Filterstrukturen mithilfe von diskreten Schaltungselementen erfolgt in Form der in Abbildung 2.11 gezeigten Prototypen als T-Struktur oder als Π -Struktur. Die Berechnung der einzelnen Schaltungselemente ist durch einen Koeffizientenvergleich der allgemeinen Übertragungsfunktion des verwendeten Prototyps mit der Übertragungsfunktion des gewünschten Filtertyps möglich.

2.4.2 Filtertransformationen

Normierte Filterkoeffizienten ($\omega_c = 1/\text{s}$, $Z_0 = 1\ \Omega$) liegen in der Literatur in Form von Tabellen vor und lassen sich für die Filter-Prototypen aus Abbildung 2.11 über Gewichtungsfaktoren auf eine entsprechende Grenzkreisfrequenz ω_c und eine Systemimpedanz Z_0 skalieren [MYJ80], [Poz11], [Hon13].

Die Umrechnungen zwischen den tabellierten Filterkoeffizienten (g_{L_i} , g_{C_i}) und den realen Bauteilwerten (L_i , C_i) wird durch folgende Skalierungen erzielt:

$$L_i = \frac{Z_0}{\omega_c} \cdot g_{L_i} \quad \Leftrightarrow \quad g_{L_i} = \frac{\omega_c}{Z_0} \cdot L_i, \quad (2.44)$$

$$C_i = \frac{1}{\omega_c Z_0} \cdot g_{C_i} \quad \Leftrightarrow \quad g_{C_i} = \omega_c Z_0 \cdot C_i. \quad (2.45)$$

Bei allen hier beschriebenen Filtertypen und Filter-Prototypen handelt es sich um Tiefpassfilter (TPF). Alle übrigen Filter (Hochpassfilter (HPF), Bandpassfilter (BPF) und Bandsperrenfilter (BSF)) lassen sich durch entsprechende Transformationen (TP-HP-Transformation, TP-BP-Transformation sowie der TP-BS-Transformation) aus den für Tiefpassfilter angegebenen Filterkoeffizienten berechnen. Darüber hinaus existiert neben den hier genannten Filtertypen, Butterworth-Filter und Tschebyscheff-Filter, noch eine Vielzahl weiterer Filtertypen wie Bessel-Filter, Legendre-Filter und Cauer-Filter. Auch diese werden analog zum hier gezeigten Vorgehen mithilfe des Leistung-Verlust-Verhältnisses unter Vorgabe mathematischer Randbedingungen auf bestimmte Anforderungen wie eine konstante Gruppenlaufzeit oder eine maximale Flankensteilheit im Übergangsbereich hin optimiert. Ihre vollständigen mathematischen Beschreibungen sowie ihre tabellierten Filterkoeffizienten befinden sich ebenfalls in der eingangs genannten Literatur.

2.4.3 Filter aus verteilten Elementen

Eingehend wurde in Unterabschnitt 2.3.1 beschrieben, dass bei steigender Frequenz – wenn die Länge der Verbindungsleitungen zwischen Bauelementen in der Größenordnung der Wellenlänge liegt – Verbindungselemente nicht mehr als neutrale Elemente ohne Einfluss, sondern als eigenständige Schaltungselemente betrachtet werden müssen. Ebenfalls wirken passive Bauelemente wie Widerstände, Kondensatoren und Spulen bei steigender Frequenz nicht mehr wie erwartet als ideale Bauelemente, sondern beinhalten zunehmend zusätzliche parasitäre Effekte. Bei Widerständen wächst der Widerstandswert mit steigender Frequenz aufgrund des Skin-effektes, zusätzlich steigt die Eigen-

induktivität und Eigenkapazität. Ladeströme in Zuleitungen führen zu einer zusätzlichen Eigeninduktivität in Kondensatoren. Das oszillierende elektrische Feld im Kondensator führt zu Polarisationsverlusten im Dielektrikum. In einer Spule führen elektrische Felder zu parasitären Kapazitäten. Verluste entstehen durch ohmsche Widerstände inklusive Skineneffekt und dielektrische Verluste in den Eigenkapazitäten der Spule.

Diese parasitären Effekte machen den sinnvollen Einsatz von diskreten Bauelementen mit steigender Frequenz unmöglich. Im Mikrowellen- und Millimeterwellen-Frequenzbereich werden Filter deshalb nicht mehr aus diskreten Bauelementen, sondern aus verteilten Elementen – Leitungsstrukturen – aufgebaut. Typische Realisierungsmöglichkeiten sind zum Beispiel: Stepped-Impedance-Tiefpassfilter, Stichleitungsfilter, Parallel-Coupled-Line-Filter, Hairpin-Filter und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren. In der vorliegenden Arbeit wurden unter anderem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren im Mikrowellen- und Millimeterwellen-Frequenzbereich bis zu 170 GHz realisiert. Die Grundlagen dazu sind im Folgenden erläutert.

2.4.4 Stepped-Impedance-Tiefpassfilter

Tiefpassfilter lassen sich durch eine Serienschaltung aus Leitungssegmenten mit abwechselnd hoch- und niederohmigem Wellenwiderstand aufbauen und werden in dieser Form als Stepped-Impedance-Tiefpassfilter bezeichnet. Die Funktionsweise des Filters ist im Detail in der eingangs genannten Literatur beschrieben und lässt sich herleiten, indem ein kurzes Stück einer verlust-

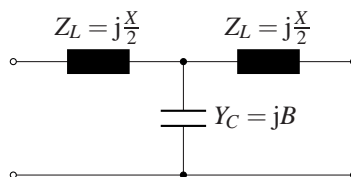


Abbildung 2.12: Ersatzschaltbild eines kurzen verlustfreien Leitungsstücks

freien Leitung betrachtet wird. Ist die Länge der Leitung wesentlich kleiner als ein Viertel der Leitungswellenlänge, sodass $\beta l \ll \pi/2$ gilt, lässt sich das Übertragungsverhalten der Leitung durch das in Abbildung 2.12 dargestellte Ersatzschaltbild mithilfe quasi-diskreter Elemente beschreiben. Darüber hinaus gelten für eine ideale verlustfreie Leitung die ABCD-Parameter

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_0 \sin(\beta l) \\ jY_0 \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{pmatrix}, \quad (2.46)$$

die sich in die äquivalenten Impedanzparameter umrechnen lassen:

$$\begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{A}{C} & \frac{AD-BC}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{pmatrix} \quad (2.47a)$$

$$= \begin{pmatrix} -jZ_0 \cot(\beta l) & -jZ_0 \csc(\beta l) \\ -jZ_0 \csc(\beta l) & -jZ_0 \cot(\beta l) \end{pmatrix}. \quad (2.47b)$$

Die Serienelemente einer T-Ersatzschaltung folgen über

$$Z_{11} - Z_{12} = Z_{22} - Z_{21} = -jZ_0 \left(\frac{\cos(\beta l) - 1}{\sin(\beta l)} \right) \quad (2.48a)$$

$$= jZ_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right). \quad (2.48b)$$

Des Weiteren resultiert das Parallelelement aus Z_{12} , sodass für die Bauteilwerte aus Abbildung 2.12 insgesamt folgt:

$$\frac{X}{2} = Z_0 \tan\left(\frac{\beta l}{2}\right), \quad (2.49)$$

$$B = \frac{1}{Z_0} \sin(\beta l). \quad (2.50)$$

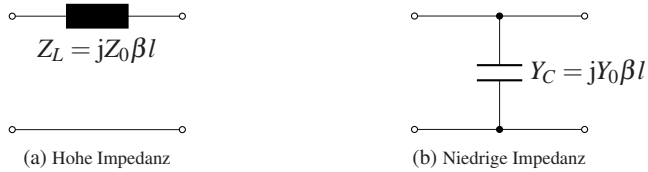


Abbildung 2.13: Ersatzschaltbilder eines kurzen Leitungsabschnittes

Für $\beta l < \pi/4$ kann eine Kleinwinkelnäherung auf die beiden trigonometrischen Funktionen angewandt werden, durch die $\sin(x) \approx x$ und $\tan(x) \approx x$ ist. Dadurch ergeben sich die approximierten Gleichungen zu

$$\frac{X}{2} \simeq Z_0 \frac{\beta l}{2}, \quad (2.51)$$

$$B \simeq \frac{1}{Z_0} \beta l. \quad (2.52)$$

Für Leitungsabschnitte mit einem hohen Wellenwiderstand überwiegt der induktive Anteil und die Gleichungen vereinfachen sich zu

$$X \simeq Z_0 \beta l, \quad (2.53)$$

$$B \simeq 0. \quad (2.54)$$

Dies entspricht einer quasi-diskreten Serieninduktivität, die in Abbildung 2.13a dargestellt ist. Wird dagegen Z_0 sehr klein gewählt, so gilt näherungsweise

$$X \simeq 0, \quad (2.55)$$

$$B \simeq Y_0 \beta l. \quad (2.56)$$

Hierdurch ergibt sich eine quasi-diskrete Parallelkapazität, wie in Abbildung 2.13b dargestellt. Durch die Anwendung der in Unterabschnitt 2.4.2

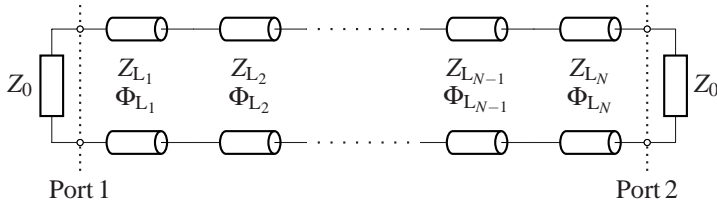


Abbildung 2.14: Modell eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters

beschriebenen Impedanz- und Frequenzskalierung ergeben sich die Längen der induktiven Leitungssegmente durch

$$\beta l = \frac{g_L Z_0}{Z_L} \quad (2.57)$$

und die Längen der kapazitiven Leitungssegmente über

$$\beta l = \frac{g_C Z_C}{Z_0}, \quad (2.58)$$

wobei die Skalierung bei der Grenzkreisfrequenz ω_c erfolgt. Für diesen Fall ist die Phasenkonstante $\beta = \omega_c \sqrt{\mu \epsilon}$. Insgesamt lässt sich das Stepped-Impedance-Tiefpassfilter der Ordnung N durch das Modell aus Abbildung 2.14 beschreiben. Dieses ist aus einer Serienschaltung der idealisierten Leitungssegmente L_1 bis L_N zusammengesetzt, welche die Impedanzen Z_{L_i} und die elektrischen Längen $\Phi_{L_i} = \beta l_{L_i}$ besitzen. Wird nun das Ersatzschaltbild eines Tiefpass-Prototypen, wie in Abbildung 2.11a gezeigt, mit dem Modell des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters aus Abbildung 2.14 verglichen, so lässt sich zusammenfassen, dass jede serielle Induktivität durch ein hochohmiges Leitungsstück mit dem Wellenwiderstand Z_L und jede parallele Kapazität durch ein niederohmiges Leitungsstück mit einem Wellenwiderstand von Z_C realisiert werden kann. Bei dem Entwurf eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters werden wie vorangehend beschrieben diskrete Schaltungselemente durch verteilte Elemente – Induktivitäten und Kapazitäten durch hochohmige und niederohmige Leitungselemente – abgebildet. Da diskrete Schaltungselemente mit einem einzigen

Parameter beschrieben werden können, Leitungselemente allerdings mit den beiden Größen Leitungslänge und Wellenwiderstand beschrieben werden, ist eine Zuordnung nicht eindeutig ohne weitere Annahmen zu treffen. Typischerweise wird wie in der vorangehenden Beschreibung ein konstanter und maximal sinnvoll realisierbarer Wellenwiderstand für alle Z_{L_i} sowie ein identischer minimal sinnvoll realisierbarer Wellenwiderstand für alle Z_{C_i} gewählt. Die Leitungselemente werden hierbei durch Variation der Länge entsprechend auf die Werte der Schaltungselemente eingestellt. Bei dieser Methode wird von einem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit konstantem Wellenwiderstand gesprochen.

Eine weitere Realisierungsmöglichkeit besteht darin, die Längen aller Leitungselemente in Abbildung 2.14 identisch zu halten und die Leitungselemente durch Variation des Wellenwiderstandes auf die entsprechenden Schaltungselemente der Filter-Prototypen aus Abbildung 2.11 einzustellen. Werden die Leitungslängen zu $l = \lambda/8$ gewählt, so lassen sich die Wellenwiderstände der Leitungsabschnitte mit folgenden Gleichungen berechnen:

$$Z_{C_i} = \frac{1}{8fC_i}, \quad (2.59)$$

$$Z_{L_i} = 8fL_i. \quad (2.60)$$

Für die Optimierung der Übertragungsfunktion eines Filters kann es durchaus vorteilhaft sein, sowohl die Leitungslänge als auch den Wellenwiderstand jedes einzelnen Leitungselementes zu variieren, um dem Optimierungsprozess zusätzliche Freiheitsgrade zur Verfügung zu stellen. Dabei bietet eine der beschriebenen Methoden – konstanter Wellenwiderstand oder konstante Leitungslänge – den Startwert des Optimierungsvorganges.

2.4.5 Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren

Eine Methode zum Aufbau von Bandpassfiltern ist in Abbildung 2.15 illustriert. Hierbei werden einzelne Leitungsresonatoren R_i seriell miteinander gekoppelt. Das Filterverhalten ist durch Variation der Resonatorlängen und der Stärke der

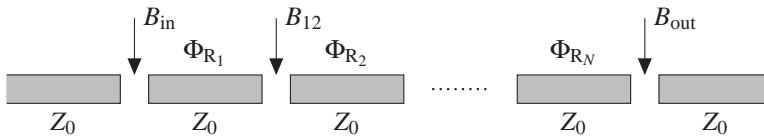


Abbildung 2.15: Schema eines Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren

Kopplungen abstimmbare. Die Filtersynthese erfolgt mithilfe von Admittanzwandlern, die eine Transformation serieller Bauteile zu parallelen Bauteilen zulässt. Detaillierte Beschreibungen sind in [Hon13] und [Poz11] zu finden. Die charakteristischen Admittanzen der Admittanzwandler eines Bandpassfilters der Filterordnung N folgen mit

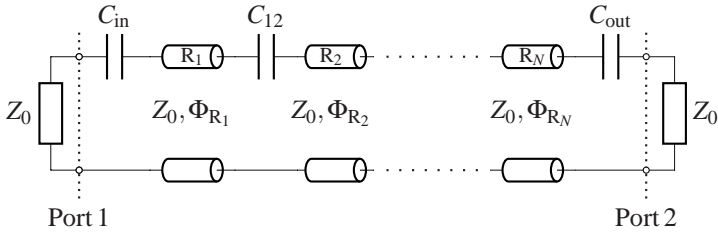
$$\frac{J_{0,1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot BW}{2 g_0 g_1}}, \quad (2.61)$$

$$\frac{J_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{\pi \cdot BW}{2} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{für } i = 1 \text{ bis } N-1, \quad (2.62)$$

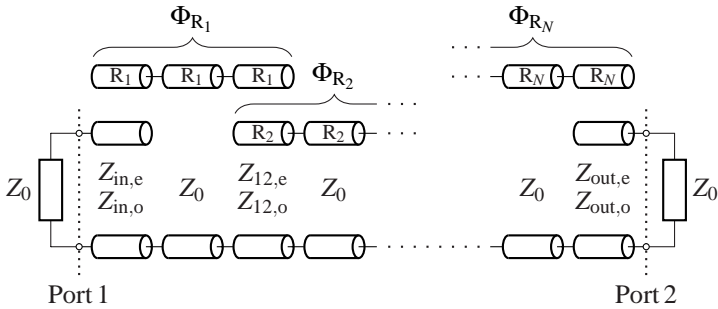
$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi \cdot BW}{2 g_n g_{n+1}}}. \quad (2.63)$$

Hierbei beziehen sich die Koeffizienten g_n auf die normierten Filterkoeffizienten des Tiefpass-Prototypen, sowie der Parameter BW auf die relative Filterbandbreite (engl. fractional bandwidth). Die charakteristische Admittanz der Leitung entspricht Y_0 . Werden für die Koppelspalte ideale Serienkapazitäten angenommen, die der Darstellung in Abbildung 2.16 entsprechen und eine elektrische Länge θ aufweisen, lässt sich ihre Suszeptanz $B_{i,i+1}$ über

$$\frac{B_{i,i+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{i,i+1}}{Y_0}\right)^2} \quad (2.64)$$



(a) Realisierung der Kopplung mit seriellen Koppelkapazitäten



(b) Realisierung der Kopplung mit gekoppelten Leitungen

Abbildung 2.17: Modelle eines Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren

schnitt 2.3.5 beschrieben. Auf den Vergleich der beiden Ansätze – die Kopplung als serielle Kapazitäten oder als gekoppelte Leitungen zu beschreiben – in der Praxis und deren Eignung für den Entwurf von Filtern und Frequenzweichen wird in Unterabschnitt 3.6.2 eingegangen.

2.5 Frequenzweichen

Frequenzweichen – auch als Multiplexer bezeichnet – sind Schaltungen, durch die sich einerseits breitbandige Signale in mehrere schmalbandigere Frequenzbänder zerteilen lassen und durch die andererseits mehrere einzelne Frequenzbänder zu einem gemeinsamen Frequenzband zusammengeführt werden kön-

nen. Die einzelnen Frequenzbänder der in dieser Arbeit betrachteten Multiplexer grenzen lückenlos – ohne Schutzband (engl. guard band) – aneinander an, es wird daher von kontinuierlichen Frequenzweichen gesprochen.

Bei einem Diplexer handelt es sich um eine Frequenzweiche, die aus zwei parallelen Filtern aufgebaut ist, sodass ein Frequenzband in zwei Teilbänder unterteilt wird. Der schematische Aufbau eines Diplexers ist in Abbildung 2.18 dargestellt. Hierbei erfolgt die Realisierung durch die T-förmige Zusammenschaltung eines Tiefpass- und eines Hochpassfilter an dem gemeinsamen Port 1. Port 2 stellt den Ausgang des TPFs und Port 3 den Ausgang des HPFs dar. Denkbar sind auch Diplexer aus einer Parallelschaltung von Bandpassfiltern oder einer beliebigen Kombination aus TPFn, BPFn und HPF. Werden drei oder mehr Filter parallel geschaltet, wird dies als eine Triplexer- bzw. Multiplexerschaltung bezeichnet. Diese Arbeit befasst sich mit dem Entwurf und der Realisierung extrem breitbandiger Frequenzweichen als Diplexer, deren Frequenzbereich DC – 110 – 170 GHz umfasst. Demnach wird ein extrem breitbandiges TPF bis 110 GHz mit einem breitbandigen HPF mit der Grenzfrequenz 110 GHz parallel geschaltet. Das HPF kann auch als BPF im Frequenzbereich 110 GHz bis 170 GHz realisiert werden, da Frequenzen oberhalb von 170 GHz außerhalb

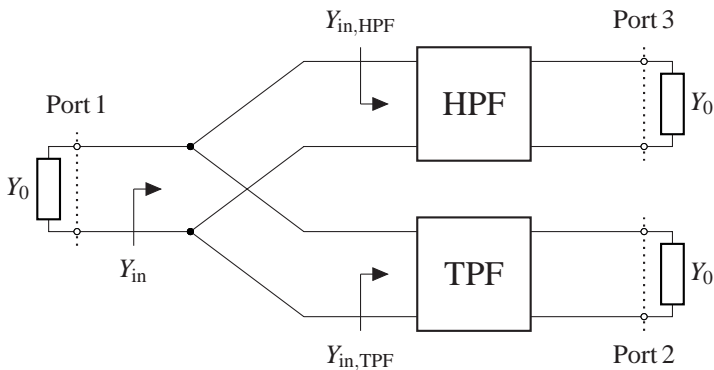


Abbildung 2.18: Blockschaltbild einer Frequenzweiche – eines Diplexers – als Parallelschaltung eines Tiefpassfilters und eines Hochpassfilters

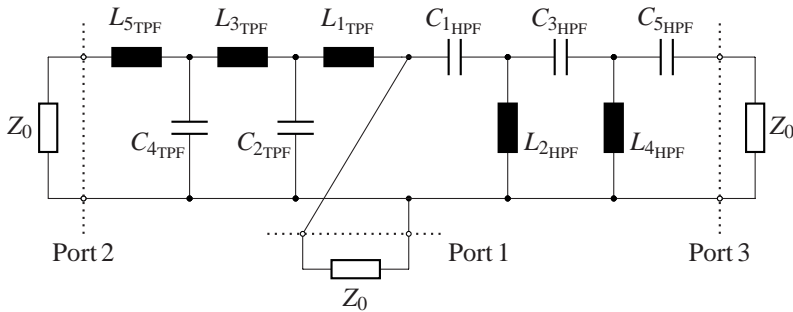


Abbildung 2.19: Prototyp einer Frequenzweiche aus idealen diskreten Bauelementen

der Systembandbreite der in Kapitel 1 beschriebenen On-Wafer-Messtechnik liegen.

Abbildung 2.19 zeigt den Prototypentwurf einer Frequenzweiche aus idealen diskreten Bauelementen. Wählt man die Bauteilwerte der diskret aufgebauten Tiefpass- und Hochpassfilter fünfter Ordnung als Tschebyscheff-Filter mit konstanter Welligkeit von 0,5 dB im Durchlassbereich nach Unterabschnitt 2.4.1 sowie der in Unterabschnitt 2.4.2 beschriebenen Impedanz- und Frequenzskalierung auf $Z_0 = 50\Omega$ und $f_c = 110\text{GHz}$, sowie der TP-HP-Transformation, so ergibt sich daraus das in Abbildung 2.20 dargestellte Übertragungsverhalten. Entsprechend der Portzuordnung aus Abbildung 2.18 und Abbildung 2.19 beschreibt der Streuparameter s_{11} die Eingangsreflexion der Frequenzweiche an ihrem gemeinsamen Anschluss. Die Transmission von dem gemeinsamen Port 1 zu dem Ausgang des TPFs an Port 2 ist durch s_{21} charakterisiert. s_{31} ist ein Maß für die Transmission vom gemeinsamen Port 1 zum Ausgang des HPFs. Bei der Betrachtung der Kurvenverläufe fällt auf, dass hiermit kein zufriedenstellendes Ergebnis erzielt wird. Ideal ist eine möglichst geringe Eingangsreflexion sowie eine geringe Einfügedämpfung im Durchlassbereich und kontinuierlich steil abfallende Filterflanken im Sperrbereich. Die Eingangsreflexion weist Werte um -10dB auf und steigt im Übergangsbereich sogar auf -4dB . Die Transmissionsverläufe zeigen eine unerwünschte Welligkeit im Übergangsbereich um 110GHz auf. Der Grund für dieses nicht optimale Ver-

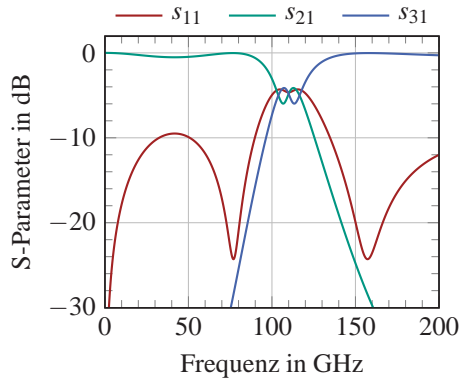


Abbildung 2.20: Simulierte Streuparameter der kontinuierlichen Frequenzweiche aus Abbildung 2.19 aus diskret aufgebauten Filtern fünfter Ordnung nach gewöhnlichen Tschebyscheff-Polynomen mit $f_c = 110\text{GHz}$ und 0,5 dB Welligkeit

halten ist in der Eingangsimpedanz der Einzelfilter begründet. Die verwendeten Filter sind reflektive Filter, die im Durchlassbereich gut auf die Systemimpedanz Z_0 angepasst sind und die Eingangsleistung im Sperrbereich reflektieren. Insbesondere im Übergangsbereich resultiert aus der Parallelschaltung von TPF und HPF eine von Y_0 abweichende Eingangsadmittanz.

Um bei der Schaltung Verluste durch einseitige Reflexionen zu vermeiden, ist die Eingangsadmittanz Y_{in} der Frequenzweiche an die Systemadmittanz Y_0 anzupassen. Dies wird erzielt, indem die Eingangsadmittanzen aller Filter aufeinander angepasst werden, sodass

$$Y_{in} = Y_{in,TPF} + Y_{in,HPF} = Y_0 \quad (2.68)$$

über dem gesamten Frequenzbereich erfüllt ist. Unter Annahme einer rein reellen Systemadmittanz Y_0 folgt daraus für Real- und Imaginärteil

$$\Re(Y_{in,TPF}) + \Re(Y_{in,HPF}) = Y_0, \quad (2.69)$$

$$\Im(Y_{in,TPF}) + \Im(Y_{in,HPF}) = 0. \quad (2.70)$$

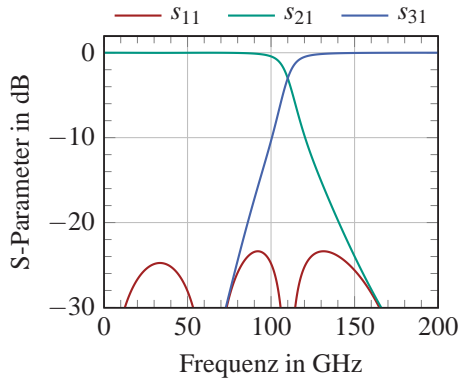


Abbildung 2.21: Simulierte Streuparameter der kontinuierlichen Frequenzweiche aus Abbildung 2.19 aus diskret aufgebauten Filtern fünfter Ordnung nach modifizierten Tschebyscheff-Polynomen [VW64] mit $f_c = 110$ GHz und 0,5 dB Welligkeit

Zwei Filter, die diese Bedingung erfüllen, werden als zueinander komplementäre Filter bezeichnet [Mal79]. Für die Filtersynthese von kontinuierlichen Diplexern existieren modifizierte Tschebyscheff-Polynome und daraus resultierende Filtertabellen, durch die sich Hoch- und Tiefpassfilter konstruieren lassen, die aufeinander angepasst sind und die Gleichungen 2.68 bis 2.70 erfüllen [VW64]. Die Zusammenschaltung der beiden modifizierten Filter-Prototypen erfolgt, wie in Abbildung 2.19 dargestellt, durch eine Parallelschaltung der beiden Filter. Wichtig ist dabei, dass das jeweils erste Element nach der Verzweigung bei beiden Filtern als Serienelement gewählt wird, sodass sich beide Filter in den jeweiligen Stoppbändern hochohmig verhalten. Detaillierte Beschreibung, wie aus einfach abgeschlossenen Filter-Prototypen normierte Koeffizienten für kontinuierliche Frequenzweichen berechnet werden, sind in [Mal79] und [MYJ80] zu finden. Abbildung 2.21 zeigt das Übertragungsverhalten eines solchen kontinuierlichen Diplexers fünfter Ordnung nach modifizierten Tschebyscheff-Filtertabellen. Wie in der vorherigen Betrachtung aus Abbildung 2.20 beträgt die Welligkeit im Durchlassbereich 0,5 dB und die Übergangsfrequenz $f_c = 110$ GHz. Aus den aufeinander angepassten Filtern resultiert eine über dem gesamten Frequenzbereich gute Eingangsanpassung mit

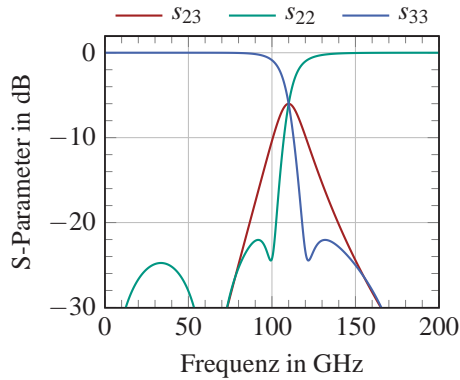


Abbildung 2.22: Simuliertes Übersprechen s_{23} und Reflexionen s_{22} und s_{33} an den Ausgängen des TPFs und des HPFs der kontinuierlichen Frequenzweiche aus Abbildung 2.19 aus diskret aufgebauten Filtern fünfter Ordnung nach modifizierten Tschebyscheff-Polynomen [VW64] mit $f_c = 110\text{GHz}$ und $0,5\text{ dB}$ Welligkeit

Werten besser 23 dB . Der Transmissionsverlauf von TPF und HPF ist flach und ohne erkennbare Welligkeit im Durchlassbereich. Im Sperrbereich fallen die Filterflanken kontinuierlich und steil ab. Abbildung 2.22 zeigt das Übersprechen s_{23} und die Reflexionen s_{22} und s_{33} an den Ausgängen des TPFs und HPFs derselben Frequenzweiche. Das Übersprechen ergibt sich mit Abbildung 2.19 aus der Reihenschaltung von Tiefpass- und Hochpassfilter. Bei komplementärem Filterverhalten mit ausreichend guter Eingangsanpassung an der gemeinsamen Speiseleitung kann das Übersprechen in erster Näherung mit

$$s_{23} \approx s_{21} \cdot s_{31} \quad (2.71)$$

berechnet werden. Bei der Grenzfrequenz f_c weist das Übersprechen mit -6 dB sein Maximum auf und ist für tiefere beziehungsweise höhere Frequenzen maßgeblich durch die Einfügedämpfung der Filter im Sperrbereich gegeben. Da die hier betrachteten Filter aus idealisierten diskreten Komponenten verlustlos sind, wird der Teil der Leistung, der nicht durch die Filter transmittiert wird, an den jeweiligen Filtern reflektiert. Die Reflexionen an den Ausgängen von TPF

und HPF werden durch s_{22} und s_{33} beschrieben. Mit s_{22} ist der Ausgang des TPFs für niedrige Frequenzen im Durchlassbereich des Filters gut angepasst und verhält sich reflektiv bei hohen Frequenzen im Sperrbereich des Filters. Die Reflexion s_{33} am Ausgang des HPFs weist ein zum TPF analoges Verhalten auf, mit einer guten Anpassung bei hohen Frequenzen und einer näherungsweisen Totalreflexion für niedrige Frequenzen.

Filter im mmW-Frequenzbereich können wie in Unterabschnitt 2.4.3 beschrieben nicht mehr aus diskreten Bauteilen aufgebaut werden, sondern werden aus verteilten Leitungsstrukturen – z. B. als Stepped-Impedance-Tiefpassfilter oder als Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren – aufgebaut. Auch diese Filter müssen komplementär zueinander sein. Filter aus verteilten Leitungsstrukturen verhalten sich nicht vollständig analog zu diskret aufgebauten Filtern, sie weisen bei gleicher Ordnung steilere Flanken auf und wiederholen sich alle $4f_c$ periodisch über der Frequenz. Daher erfolgt die Synthese aufeinander angepasster Tiefpass-, Bandpass- und Hochpassfilter mithilfe von Simulationen der Filtermodelle. Kapitel 3 beschreibt die Entwurfsmethodik kontinuierlicher Diplexer in der symmetrischen Streifenleitungstechnologie.

2.6 Streuparameter-Messsysteme und deren Kalibration

2.6.1 Streuparameter-Messsysteme

Alle in dieser Arbeit vorgestellten Streuparametermessungen wurden mit den am IHE verfügbaren Messsystemen durchgeführt. Für die Messungen der skalierten Frequenzweichen im Frequenzbereich bis 20 GHz aus Kapitel 3 wird der vektorielle 2-Tor-Netzwerkanalysator ZVA40 von Rohde & Schwarz verwendet. Die messtechnische Charakterisierung der Test- und Diplexerstrukturen im mmW-Frequenzbereich bis 170 GHz wird mit dem in Abschnitt 4.2 näher beschriebenen On-Wafer-Messplatz durchgeführt.

2.6.2 Kalibration

Vor jeder Messung muss eine Kalibration durchgeführt werden, um den Einfluss des Messsystems vom Verhalten des Messobjektes zu trennen. Dieser Vorgang wird auch als Fehlerkorrektur bezeichnet. Das grundlegende 7-Term-Kalibrationsverfahren ist in Abbildung 2.23 dargestellt und basiert auf zwei Fehler-2-Toren (engl. error two-ports) E_1 und E_2 , die das Systemverhalten – Leitungen und sonstige Komponenten mit unbekanntem und nichtidealen Eigenschaften – von Messtor 1 bzw. Messtor 2 enthalten. Eine Erweiterung dieses Kalibrationsverfahrens stellen 16-Term-Fehlermodelle dar, in denen zusätzlich das Übersprechen zwischen den Messtoren berücksichtigt wird [Eng91]. Da das Gehäuse der symmetrischen Streifenleitungen die in dieser Arbeit vorgestellten Frequenzweichen und Teststrukturen abschirmt, kann ein Übersprechen hier allerdings vernachlässigt werden und die Kalibration auf ein 7-Term-Fehlermodell beschränkt werden.

Die vom Netzwerkanalysator erfassten Messwerte sind $a_{E_1,2}$, $b_{E_1,2}$, $a_{E_2,2}$ und $b_{E_2,2}$. Mithilfe von Transmissionsmatrizen setzen sich die gemessenen Werte gemäß

$$T_{\text{mess}} = T_{E_1} \cdot T_{\text{DUT}} \cdot T_{E_2} \quad (2.72)$$

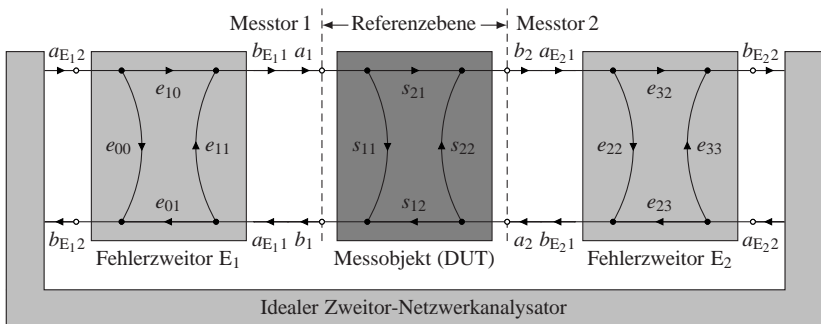


Abbildung 2.23: 7-Term-Kalibrations-Fehlermodell

zusammen, wobei T_{DUT} die Transfermatrix des Messobjektes und T_{E_1} und T_{E_2} die Transfermatrizen der Fehler-2-Tore sind. Ziel des Kalibrationsverfahrens ist es, zunächst die Matrizen T_{E_1} und T_{E_2} zu bestimmen, um anschließend das Verhalten des Messobjektes durch rechts- und linksseitige Multiplikation der inversen Fehler-2-Tor-Transmissionsmatrizen mit

$$T_{\text{DUT}} = T_{E_1}^{-1} \cdot T_{\text{mess}} \cdot T_{E_2}^{-1} \quad (2.73)$$

zu bestimmen. Gängige Kalibrationsverfahren sind Short-Open-Load-Thru (SOLT), Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM) und Thru-Reflect-Line (TRL). Abhängig vom Kalibrationsverfahren werden die Fehlerterme durch das Messen eines Satzes bekannter oder teilweise bekannter Standards berechnet. Wie im Folgenden beschrieben, bieten die einzelnen Kalibrationsverfahren unterschiedliche Vor- und Nachteile, weshalb ein – für die jeweilige Anwendung – geeignetes Verfahren sorgfältig ausgewählt werden muss [Hie07].

Short-Open-Load-Thru (SOLT)

Das SOLT-Verfahren basiert auf Messungen bekannter Standards: Kurzschluss (engl. short), Leerlauf (engl. open), reflexionsfreier Abschluss (engl. load) und einer direkten Verbindung zwischen den Ports (engl. thru). Die Standards müssen entweder ideal oder vollständig charakterisiert sein [KS71]. Diese Anforderungen können bei niedrigen mmW-Frequenzen erfüllt werden, deshalb stellt SOLT das gängige Kalibrationsverfahren für kabelgebundenen Messungen bis 67 GHz dar. Mit steigender Frequenz wird es zunehmend schwieriger, die Anforderungen an die Standards zu erfüllen. Für On-Wafer-Messungen im hohen mmW-Frequenzen ist dieses Kalibrationsverfahren ungeeignet, da die Anforderungen üblicherweise nicht mehr erfüllt werden können. Zusätzlich ist die Kalibration empfindlich bezüglich der Positionierung der Messspitzen [SH02].

Line-Reflect-Reflect-Match (LRRM)

Die LRRM-Methode wurde speziell für die On-Wafer-Messtechnik entwickelt [DJS90] und basiert auf Messungen unbekannter aber möglichst vollständig reflektierender Standards (engl. reflect), z. B. einem unbekanntem Leerlauf oder einem unbekanntem Kurzschluss, einem reflexionsfreien Abschluss (engl. match, synonym zu load) und einer Verbindungsleitung (engl. line). Der Match-Standard wird nur an einem der Ports gemessen. Die Serieninduktivität des Match-Standards wird bei der Berechnung der Kalibration bestimmt. Im Vergleich zu dem SOLT-Verfahren müssen die Standards nicht ideal sein bzw. die genaue Kenntnis der Standards wird nicht vorausgesetzt. Durch das überbestimmte Gleichungssystem wird die fehlende Information der nicht idealen – unbekanntem – Standards berechnet. Ein weiterer Vorteil dieser Methode für On-Wafer-Messungen ist, dass der Abstand der Messspitzen während der Messung der einzelnen Standards konstant bleibt und somit mögliche Fehler beim Positionieren der Messspitzen minimiert werden. Die mathematische Beschreibung des LRRM-Algorithmus wurde erstmalig in [PP01] vorgestellt und um eine iterative Berechnung erweitert, somit kann die Genauigkeit der Match-Bestimmung verbessert werden.

Thru-Reflect-Line (TRL)

Die Entwicklung der TRL-Methode ermöglicht es, Standards zu verwenden, die weder ideal noch bekannt sind [EH79]. Für die Berechnung der Fehlerterme müssen drei Standards gemessen werden: zwei Leitungen unterschiedlicher Länge – als Thru (engl.) und Line (engl.) bezeichnet – und ein möglichst vollständig reflektierender Standard (Kurzschluss oder Leerlauf). Der Wellenwiderstand der Leitung definiert die Bezugsimpedanz der kalibrierten Messung. Die Phase der Reflect-Standards muss auf $\pm 90^\circ$ bekannt sein – Kurzschluss und Leerlauf müssen in der richtigen Halbebene des Smith-Diagramms liegen. Aufgrund der unterschiedlichen Länge der Leitungsstandards muss der Abstand der Messspitzen während der Kalibration verändert werden, was – unsachgemäß durchgeführt – zu Messfehlern führen kann und damit die Kalibrationsgenauigkeit beeinflusst. Ein weiterer Nachteil ist,

dass die TRL-Methode auf einen durch die Leitungslängen des Thru- und Line-Standards bestimmten Frequenzbereich limitiert ist. Für eine eindeutige Berechnung der Fehlerterme wird ein Phasenunterschied zwischen 20° und 160° vorausgesetzt. Dies führt im Allgemeinen zu Schwierigkeiten bei Messungen bis nahe an 0 Hz. Die Kalibrationsstrukturen würden außerdem sehr groß werden. Für Messungen in Hohlleiterbändern im mmW-Frequenzbereich ist der nutzbare Frequenzbereich unter anderem durch die Grenzfrequenzen der Grundmode und der nächst höheren Mode auf ein Verhältnis von ca. 1:2 beschränkt, wohingegen die TRL-Kalibration den Frequenzbereich auf ein Verhältnis von 1:8 einschränkt. Um den Frequenzbereich der TRL-Kalibration zu erweitern kann die multiline-TRL-Methode (engl. mTRL) eingesetzt werden. Hierbei werden mehrere Leitungen unterschiedlicher Länge kombiniert [Mar91].

3 Entwurfsmethodik breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen

Kontinuierliche Frequenzweichen sind weitaus komplexer als es eine Parallelschaltung von breitbandigen Filtern vermuten lässt. Dies ist anschaulich in Abschnitt 2.5 beschrieben. Um Verzerrungen und Fehlanpassungen zu vermeiden, müssen Filter entwickelt werden, die über dem gesamten abzudeckenden Frequenzbereich komplementär zueinander sind.

Das folgende Kapitel beschreibt zunächst Realisierungsmöglichkeiten und die Dimensionierung der symmetrischen Streifenleitung für mmW-Frequenzen bis 170 GHz, gefolgt von einem Skalierungsansatz zur Reduktion des Fertigungsaufwandes, der Produktionszeiten und der Kosten von Prototypen und Testmustern im Frequenzbereich bis 17 GHz. Eine modellbasierte Methode für den Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen mit Stepped-Impedance-Tiefpassfiltern und Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren ist im Detail beschrieben. Eigens für die Verschaltung der beiden Filter wird eine neuartige T-Verzweigung entwickelt, mit der alle relevanten Kenngrößen optimal eingestellt werden können. Mehrere realisierte Frequenzweichen verdeutlichen den Nutzen und die Effizienz des modellbasierten Entwurfes mit einer guten Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung.

3.1 Dimensionierung der symmetrischen Streifenleitung

3.1.1 Realisierungsmöglichkeiten der SSL

Abbildung 3.1 zeigt verschiedene Realisierungsmöglichkeiten der in Unterabschnitt 2.3.4 beschriebenen symmetrischen Streifenleitung. Für einen realisierbaren Aufbau muss das Substrat mechanisch befestigt werden und sich das als Außenleiter fungierende Gehäuse elektrisch auf einem konstanten Potential befinden. Eine mögliche Realisierung ist in Abbildung 3.1a dargestellt. Angedeutet durch einen Luftspalt, der bei der Montage verschwindet, wird das Gehäuse aus zwei Teilen – als sogenannter Split-Block – hergestellt. Um die Platine mechanisch zu fixieren, wird in der unteren Split-Block-Hälfte eine kleine, stufenförmige Aussparung der Breite w_{cut} genutzt. Für eine flächendeckende elektrische Verbindung zwischen den Blockhälften werden die beiden Gehäusehälften nach dem Einlegen der Platine miteinander verschraubt, sodass der Luftspalt dabei idealerweise komplett verschwindet. Ein verbleibender Spalt zwischen den Gehäusehälften durch Fertigungstoleranzen oder Verzug bei der Montage würde zu ungewollter Anregung von Parallelplattenmoden in dem Spalt führen. Dabei würde ungewollt Leistung verloren gehen oder es können zusätzlich unerwünschte Resonanzen auftreten und die Struktur dadurch unbrauchbar machen. Für die Umsetzung dieser Realisierungsmöglichkeit wird ein mechanisch stabiles Substrat vorausgesetzt. Andernfalls würde das Substrat unkontrolliert durchhängen und der dadurch entstehende vertikale Versatz zwischen Streifenleitung und Gehäuse zu einem undefinierten elektrischen Verhalten führen. Die Breite der Aussparung w_{cut} sollte idealerweise so klein wie möglich sein, um Potentialunterschiede zwischen den Gehäusehälften und dadurch angeregte Parallelplattenmoden im dazwischenliegenden Substrat zu vermeiden. Andererseits sollte die Aussparung so breit wie nötig gewählt werden, um die mechanische Stabilität des Aufbaus zu gewährleisten. Eine weitere Schwierigkeit besteht darin, dass die äußere Umrandung des Substrates exakt zugeschnitten werden und maßhaltig zu dem gefrästen Gehäuse passen muss. Das verwendete Substrat muss in diesem Aufbau lediglich auf Vorder-

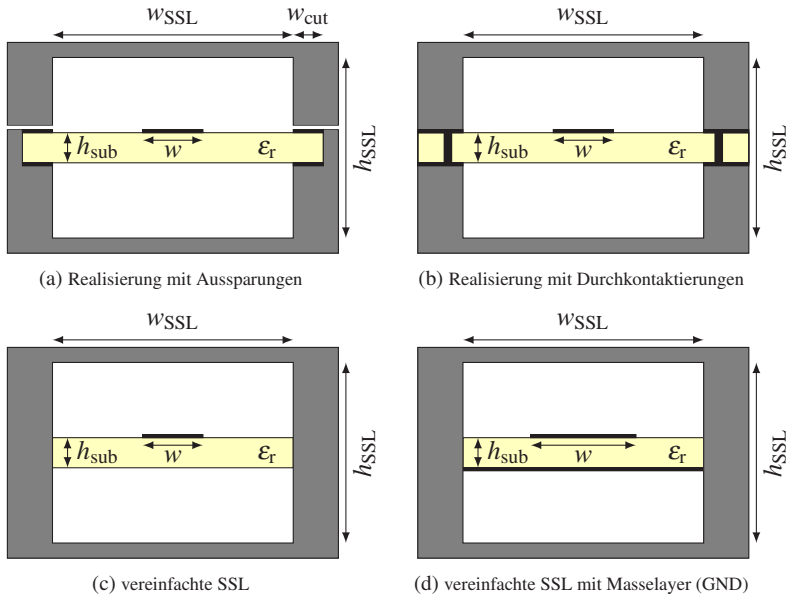


Abbildung 3.1: Realisierungsmöglichkeiten einer symmetrischen Streifenleitung

und Rückseite strukturiert werden; Durchkontaktierungen sind nicht notwendig, was einen entschiedenen Vorteil dieses Aufbaus darstellt.

Steht ein Platinenprozess mit Durchkontaktierungen zur Verfügung, so kann die Realisierung aus Abbildung 3.1b umgesetzt werden. Bei diesem Aufbau wird die elektrische Verbindung zwischen den beiden Blockhälften mit einer Reihe von Durchkontaktierungen nahe am Kanal der SSL erzeugt. Der Vorteil dieses Aufbaus besteht zum einen darin, dass das Gehäuse einfacher zu fertigen ist – es ist keine zusätzliche Stufe zur Platzierung des Substrates notwendig – zum anderen kann ein mechanisch weiches Substrat verwendet werden, das z. B. mit Löchern versehen an Passstiften ausgerichtet, aufgespannt und beim Verschrauben der Blockhälften fixiert wird und somit nicht im SSL-Kanal durchhängt.

Um den Simulationsaufwand zu reduzieren, wird die SSL-Struktur für die ersten Betrachtungen, wie in Abbildung 3.1c und 3.1d dargestellt, vereinfacht. Abbildung 3.1c zeigt hierbei eine hochohmige Leitung ohne Rückseitenmetallisierung. In Abbildung 3.1d führt der zusätzliche Masselayer auf der Unterseite des Substrates zu einem reduzierten Querschnitt des SSL-Kanals und damit zu niederohmigen Leitungswellenwiderständen. Aussparungen oder Durchkontaktierungen werden hierbei vernachlässigt. Dieser Aufbau ist technisch nicht realisierbar, da das Substrat mechanisch nicht fixiert wird. Bei kleinen Aussparungen und dicht zueinander sowie nahe am SSL-Kanal platzierten Vias verhält sich die vereinfachte Struktur nahezu identisch zu den technisch realisierbaren Aufbauten aus Abbildung 3.1a und 3.1b.

3.1.2 Höhere Moden in der SSL

Der nutzbare Frequenzbereich der symmetrischen Streifenleitung hängt im Wesentlichen von den Gehäuseabmessungen w_{SSL} und h_{SSL} und der Leiterbreite w ab. Die Permittivität ϵ_r des Substrates und die Substratstärke h_{sub} haben einen vernachlässigbaren Einfluss. Abhängig von den Gehäuseabmessungen und der Leiterbreite sind unterschiedliche Moden ausbreitungsfähig. Ziel ist es, die Dimensionen so zu wählen, dass eine möglichst große Struktur entsteht, um den Einfluss von Toleranzen in der Fertigung zu minimieren, und die Struktur gleichzeitig so klein wie nötig zu gestalten, um höhere Moden bis zu einer Frequenz von 170 GHz vollständig auszuschließen. Zusätzlich zu der Quasi-TEM-Grundmode – wie in Abbildung 2.5c und 2.5d schematisch dargestellt – sind bei höheren Frequenzen ebenfalls die Quasi-transversal-elektrischen-Moden (Quasi-TE-Moden) Quasi-TE₀₁ und Quasi-TE₁₀ ausbreitungsfähig. Wie die Grundmode breiten sich die Wellen der höheren Moden in einem inhomogenen Medium – teilweise in Luft und teilweise im Substrat – aus. Die Feldlinien werden durch den Streifenleiter in der Mitte des SSL-Kanals zusätzlich verzerrt. Aufgrund des inhomogenen Mediums liegen keine reinen TE-Wellen vor und die Moden werden als „Quasi-TE“-Moden bezeichnet. Die elektrischen Feldlinien der beiden höheren Moden sind in Abbildung 3.2 schematisch dargestellt. Die elektrischen Feldlinien der Quasi-TE₁₀-Mode

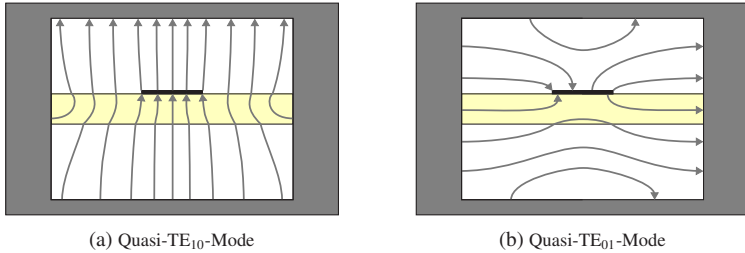


Abbildung 3.2: Elektrische Feldlinien der ersten ausbreitungsfähigen höheren Moden in der symmetrischen Streifenleitung

verlaufen im Wesentlichen vertikal und weisen ein Intensitätsmaximum mittig bezogen auf die Breite des SSL-Kanals auf. Für eine verschwindende Substratstärke $h_{\text{sub}} \rightarrow 0$ und unter Vernachlässigung des Streifenleiters geht die Quasi-TE₁₀-Mode in die Grundwelle des Rechteckhohlleiters – die TE₁₀-Mode – über [Hof83], deren Grenzfrequenz durch die Breite des SSL-Kanals mit

$$w_{\text{SSL}} = \frac{\lambda_{\text{c,TE}_{10}}}{2} \quad (3.1)$$

gegeben ist. Die elektrischen Feldlinien der Quasi-TE₀₁-Mode verlaufen im Wesentlichen horizontal und weisen ein Intensitätsmaximum auf der Höhe des Substrates auf. Die Quasi-TE₀₁-Mode in der SSL ähnelt der TE₁₁-Mode im Koaxialleiter [Poz11] bzw. der Gegentakmode (Schlitzleitungsmode) einer Koplanarleitung [GGBB96] und geht für verschwindende Substratstärke $h_{\text{sub}} \rightarrow 0$ und unter Vernachlässigung des Streifenleiters in die TE₀₁-Mode im Rechteckhohlleiter über. Die Grenzfrequenzen f_c der ersten höheren Moden werden mithilfe von elektromagnetischen Simulationen im Zeitbereich ermittelt. Die Simulation wird für die eingangs beschriebenen vereinfachten Aufbauten mit einem 20 μm dicken Polyimidsubstrat sowohl für eine SSL mit Masselayer als auch für eine SSL ohne Rückseitenmetallisierung durchgeführt. Sämtliche Metalle werden in den Simulationen zunächst als perfekt elektrisch leitend (PEC, engl. perfectly electric conducting) idealisiert. Für die Abmessungen von $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = 400 \mu\text{m} \times 300 \mu\text{m}$ und Leiterbreiten von 10 μm bis 380 μm folgt

der in Abbildung 3.3 dargestellte Zusammenhang zwischen den Grenzfrequenzen der ersten ausbreitungsfähigen höheren Moden und der Leiterbreite w . Es ist zu erkennen, dass die Grenzfrequenz der Quasi- TE_{01} -Mode mit zunehmender Leiterbreite abnimmt und die niedrigste Grenzfrequenz aus der Anordnung ohne Rückseitenmetallisierung resultiert. Aufgrund des ähnlichen Aufbaus der SSL zu einem Koaxialleiter zeigt die Grenzfrequenz der Quasi- TE_{01} -Mode ein analoges Verhalten zu der TE_{11} -Mode im Koaxialleiter, deren Grenzfrequenz vom Durchmesser des Außenleiters und dem Verhältnis der Durchmesser von Innenleiter zu Außenleiter abhängig ist. Somit ist auch die Grenzfrequenz der Quasi- TE_{01} -Mode in der SSL bei konstanter Dimension des Kanals von der Leiterbreite w abhängig. Für die Quasi- TE_{10} -Mode folgt mit $w_{SSL} = 400\mu\text{m}$ aus Gleichung 3.1 eine Grenzfrequenz von $f_c \approx 375\text{GHz}$. Da der SSL-Kanal zum größten Teil mit Luft, aber teilweise auch mit dem – für diese Betrachtung vernachlässigbaren – Substrat gefüllt ist, liefert Gleichung 3.1 keine exakte Berechnung der Grenzfrequenz, aber eine gute Näherung, wie in Abbildung 3.3 zu sehen ist. In symmetrischen Streifenleitungen mit Masselayer befinden sich, wie in Abbildung 2.5d skizziert, keine Felder unterhalb des Substrates, da diese von dem Masselayer abgeschirmt werden. Der SSL-Kanal ist zu einem effektiv

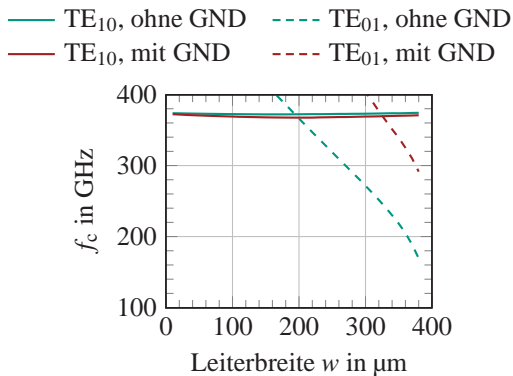


Abbildung 3.3: Grenzfrequenz der ersten ausbreitungsfähigen höheren Moden einer SSL in Abhängigkeit der Leiterbreite für die Aufbauten aus Abbildung 3.1c und 3.1d mit und ohne Masselayer (GND)

größeren Teil mit Substrat gefüllt als für den Fall ohne Masselayer, wodurch sich eine geringfügig niedrigere Grenzfrequenz der Quasi-TE₁₀-Mode für die SSL mit Rückseitenmetallisierung ergibt.

Aufgrund der niedrigsten ermittelten Grenzfrequenz von 170 GHz ist der Arbeitsbereich des SSL-Aufbaus auf den Frequenzbereich unterhalb dieser Grenze beschränkt. Die Dimension von $400\mu\text{m} \times 300\mu\text{m}$ ist somit optimal auf den Frequenzbereich der in dieser Arbeit vorgestellten Frequenzweichen von DC bis 170 GHz angepasst.

3.1.3 Wellenwiderstand einer SSL

Der Zusammenhang zwischen Leitungswellenwiderstand Z_0 und Leiterbreite w wird mithilfe von elektromagnetischen Simulationen im Zeitbereich ermittelt, indem ein gerades Leitungsstück, wie in Abbildung 3.1c und 3.1d dargestellt, für Leiterbreiten zwischen $10\mu\text{m}$ und $380\mu\text{m}$ simuliert wird. Dieser Bereich resultiert einerseits aus der minimalen realisierbaren Leiterbreite beim Fertigungsprozess und ist andererseits durch die Breite des Hohlleiterkanals w_{SSL} beschränkt. Abbildung 3.4 zeigt eine Darstellung realisierbarer Leitungswellenwiderstände Z_0 in Abhängigkeit der Leiterbreite w für den Fall einer vereinfachten SSL mit und ohne Masselayer (GND). Grundsätzlich sinkt der Wellenwiderstand mit steigender Leiterbreite. Die zusätzliche Rückseitenmetallisierung aus Abbildung 3.1d reduziert den effektiven Querschnitt des SSL-Kanals und somit das Verhältnis von Innenleiter- zu Außenleiterbreite. Dadurch können niederohmigere Wellenwiderstände realisiert werden. Für Leitungen mit Masselayer auf der Unterseite des Substrates wird der niedrigste Wellenwiderstand bei der maximalen Leiterbreite von $380\mu\text{m}$ erreicht und beträgt 9Ω . Der höchste Leitungswellenwiderstand beträgt 190Ω und wird für eine Leitungsanordnung ohne Rückseitenmetallisierung bei der schmalsten Leiterbreite von $10\mu\text{m}$ erzielt. Mit Masselayer wird der Wertebereich 9Ω bis 96Ω abgedeckt. Ohne Rückseitenmetallisierung können Wellenwiderstände zwischen 26Ω und 190Ω realisiert werden. Bei der gleichen Anordnung wird ein 50Ω -Leitungswellenwiderstand durch eine Leiterbreite von $285\mu\text{m}$ erreicht. Anhand der Grafik ist zu erkennen, dass Breitenvariationen schmaler

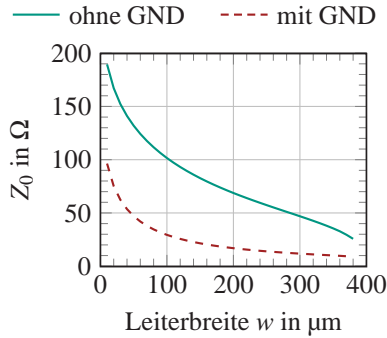


Abbildung 3.4: Wellenwiderstand einer SSL in Abhängigkeit der Streifenleiterbreite w für die Realisierungen mit und ohne Rückseitenmetallisierung aus Abbildung 3.1c und 3.1d

Streifenleiter im Vergleich zu breiteren Streifenleitern zu einer größeren Änderung des Leitungswellenwiderstandes führen, da der Kurvenverlauf hier steiler ausfällt. Daraus resultieren höhere Anforderungen an die Maßhaltigkeit schmalere Leitungen im Vergleich zu breiten Leitungen.

Leitungswellenwiderstände unterhalb von $50\ \Omega$ können entweder mit symmetrischen Streifenleitungen ohne zusätzlichem Masselayer und Leiterbreiten w größer $285\ \mu\text{m}$ oder mit Masselayer und Leiterbreiten größer $45\ \mu\text{m}$ realisiert werden. Wird der Entwurf von Wellenwiderständen kleiner $50\ \Omega$ auf Leitungsstrukturen mit Rückseitenmetallisierung beschränkt und nur Wellenwiderstände größer $50\ \Omega$ ohne zusätzlichen Masselayer realisiert, so erhöht sich der nutzbare Frequenzbereich, in dem nur die Quasi-TEM-Grundmode ausbreitungsfähig ist, nach Abbildung 3.3 von $170\ \text{GHz}$ auf $291\ \text{GHz}$.

3.2 Skalierte Prototypen

Die Fertigung von SSL-Strukturen für den mmW-Frequenzbereich bis $170\ \text{GHz}$ ist technisch anspruchsvoll und mit hohen Kosten verbunden. Aufgrund der Kanaldimension von $400\ \mu\text{m} \times 300\ \mu\text{m}$ müssen die Gehäuse mit einstelliger μm -Präzision und Fräsen, deren Durchmesser kleiner als $400\ \mu\text{m}$ sind, bear-

beitet werden. Bei der Leiterplattenfertigung muss auf Dünnschichtprozesse zurückgegriffen werden, da gängige Dickschichtprozesse keine ausreichende Auflösung bieten. Neben der Fertigung nimmt auch der Aufwand einer messtechnischen Charakterisierung mit steigender Frequenz zu. Die Strukturen müssen entweder mit Kontaktflächen für On-Wafer-Messspitzen oder mit Übergängen auf 1,0-mm-Koaxialkabel (DC bis 110 GHz) und D-Band-Hohlleiter (110 GHz bis 170 GHz) versehen werden.

Um in einem ersten Schritt Fertigungsaufwand, Produktionszeiten und Kosten zu reduzieren, wird zunächst das in der HF-Technik übliche Vorgehen der Skalierung angewendet. Der Frequenzbereich wird um den Faktor 10 auf DC – 11 GHz – 17 GHz skaliert. Daraus resultieren die SSL-Dimension $4\text{ mm} \times 3\text{ mm}$. Das Gehäuse sowie die Platine in Dickschichttechnik können vollständig mit den am IHE verfügbaren Technologien hergestellt werden. Da der Durchkontaktierungsprozess am IHE zusätzliche Arbeitsschritte notwendig macht, aber keine reproduzierbaren und verlässlichen Ergebnisse erzeugt, beschränkt sich die skalierte Realisierung bis 17 GHz auf die in Abbildung 3.1a dargestellte Leitungsstruktur mit Aussparungen im Gehäuse. In diesem Frequenzbereich werden kostengünstige SMA-Steckverbinder (engl. subminiature A) eingesetzt. Auch die Messtechnik ist hier vergleichsweise einfach. So können einzelne Teststrukturen, Einzelfilter, Frequenzweichen und die Entwurfsmethoden effizient untersucht werden. Die daraus gewonnenen Erkenntnisse werden anschließend in Kapitel 4 angewendet, um Frequenzweichen im mmW-Bereich bei DC – 110 GHz – 170 GHz zu realisieren.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde, aufgrund anfänglich starker Diskrepanzen zwischen Messungen und Simulationen, die Leiterplattenfertigung am IHE bezüglich Auflösung und Reproduzierbarkeit grundlegend analysiert und optimiert. Nähere Details zur Leiterplattenfertigung finden sich in Anhang A.

Ein Überblick gängiger Substrate für den Einsatz im Mikrowellen- und niedrigen mmW-Frequenzbereich ist in Tabelle 3.1 aufgelistet. Die Tabelle beinhaltet ausschließlich Substrate der Firma Rogers Co. [Rog20], die am IHE häufig verwendet werden. Die angegebenen Materialeigenschaften beziehen sich auf die Herstellerangaben der Datenblätter [Rog19a], [Rog18a], [Rog18b], [Rog19b]. Die relative Permittivität ϵ_r und der dielektrische Verlustfaktor

Tabelle 3.1: Herstellerangaben der Materialeigenschaften verschiedener Rogers HF-Substrate

Bezeichnung	ϵ_r	$\tan \delta$	Material
RO3003 TM	3	0,0010	PTFE mit Keramikanteilen
RO3006 TM	6,15	0,0020	PTFE mit Keramikanteilen
RO4003C TM	3,38	0,0027	Kohlenwasserstoff-Keramik mit Glasfasergewebe
RT/duroid [®] 5880	2,2	0,0009	PTFE mit Glasfaseranteilen
RT/duroid [®] 6010.2LM	10,2	0,0023	Keramik-PTFE mit Glasfaseranteilen

$\tan \delta$ sind jeweils für eine Frequenz von 10 GHz angegeben. Sowohl die elektrischen als auch die mechanischen Eigenschaften werden durch die unterschiedlichen Materialzusammensetzungen der einzelnen Substrate bestimmt. So handelt es sich bei RO3003TM und RO3006TM um mit Keramik gefülltes Polytetrafluorethylen (PTFE), das mechanisch sehr weich und leicht formbar ist. RT/duroid[®] 5880 und RT/duroid[®] 6010.2LM basieren auf PTFE mit Glasfaseranteilen. Bei RT/duroid[®] 6010.2LM wird ein zusätzlicher Keramikanteil beigefügt, um ein höheres ϵ_r zu erreichen. Auch diese Materialien sind mechanisch sehr weich und leicht formbar. Für die in dieser Arbeit realisierten Frequenzweichen bis 17 GHz wurde im Folgenden das Substrat RO4003CTM verwendet, da es im Gegensatz zu den bereits beschriebenen Substraten ähnlich wie Standard-FR4-Platinenmaterial aus mit Epoxidharz verklebtem Glasfasergewebe mit zusätzlichen Kohlenwasserstoff- und Keramikanteilen besteht. Dadurch ist RO4003CTM mechanisch sehr stabil und lässt sich gut zerspanend bearbeiten. Trotz des geringfügig höheren Verlustfaktors von $\tan \delta = 0,0027$ gegenüber den anderen Substraten ist das Material für die Realisierung von Frequenzweichen im Frequenzbereich von DC bis 17 GHz geeignet.

Im Folgenden wird die Umsetzung einer symmetrischen Streifenleitung mit Leiterstrukturen auf einem $h_{\text{sub}} = 508 \mu\text{m}$ dicken Rogers RO4003CTM Substrat mit $17,5 \mu\text{m}$ Kupferkaschierung beschrieben. Dabei wird der eingangs vorgestellte Aufbau mit Aussparungen der Breite $w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$ zur mechanischen Fixierung der Platine realisiert. Analog zu Unterabschnitt 3.1.2 und Unter-

abschnitt 3.1.3 werden für den skalierten Aufbau die Grenzfrequenzen der höheren Moden sowie der Bereich realisierbarer Wellenwiderstände betrachtet. Die Grenzfrequenzen der ersten ausbreitungsfähigen höheren Moden werden mithilfe von elektromagnetischen Simulationen im Zeitbereich für eine SSL mit und ohne Rückseitenmetallisierung ermittelt. Zum Vergleich wird der Aufbau sowohl real als auch vereinfacht – mit und ohne Aussparungen für die Platine – simuliert. In beiden Fällen ist die in Abbildung 3.2b schematisch dargestellte Quasi-TE₁₀-Mode für die Anordnung ohne Masselayer und maximaler Leiterbreite ab 18 GHz ausbreitungsfähig. Werden Leitungswellenwiderstände kleiner 50Ω erneut ausschließlich auf symmetrische Streifenleitungen mit Masselayer beschränkt und nur Wellenwiderstände größer 50Ω ohne zusätzliche Rückseitenmetallisierung realisiert, so kann die SSL-Struktur mit den Abmessungen von $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = 4 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ bis 30 GHz einmodig betrieben werden.

Abbildung 3.5 zeigt die simulierten Wellenwiderstände der SSL-Struktur sowohl für eine SSL mit Masselayer als auch für eine SSL ohne Rückseitenmetallisierung in Abhängigkeit der Leiterbreite w von $100 \mu\text{m}$ bis $3,8 \text{ mm}$. Ohne Masselayer können Wellenwiderstände zwischen 27Ω und 180Ω realisiert wer-

— ohne GND, $w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$ - - - mit GND, $w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$
 - · - · ohne GND, $w_{\text{cut}} = 0 \text{ mm}$ ····· mit GND, $w_{\text{cut}} = 0 \text{ mm}$

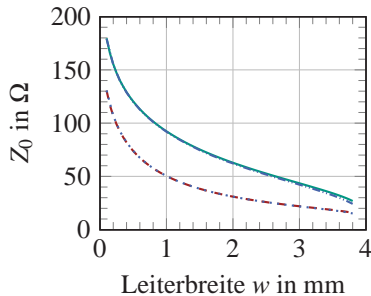


Abbildung 3.5: Wellenwiderstand einer SSL in Abhängigkeit der Leiterbreite für die Realisierungen aus Abbildung 3.1 mit und ohne Rückseitenmetallisierung (GND) sowie mit Aussparungen ($w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$) und ohne Aussparungen ($w_{\text{cut}} = 0 \text{ mm}$) im Gehäuse

den. Für Leitungen mit Rückseitenmetallisierung beträgt der Wertebereich 16Ω bis 130Ω . Somit kann durch Kombination der Realisierungen mit und ohne Rückseitenmetallisierung der Bereich von 16Ω bis 180Ω abgedeckt werden. Ein $50\text{-}\Omega$ -Leitungswellenwiderstand wird durch eine Leiterbreite von $2,64 \text{ mm}$ für den Aufbau ohne Masselayer eingestellt und weist eine effektive relative Permittivität von $\epsilon_{r,\text{eff}} = 1,5625$ auf, was einer Verkürzung der Wellenlänge um den Faktor $\sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}} = 1,25$ entspricht. Die simulierten Wellenwiderstände ohne Aussparungen im Gehäuse zeigen vernachlässigbar geringe Abweichungen zu dem realen Aufbau mit Aussparungen der Breite $w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$. Die unterschiedlichen Permittivitäten zwischen Polyimid und Rogers RO4003CTM von $2,9$ und $3,38$ sowie die nicht im Verhältnis $1:10$ skalierte Substratstärke h_{sub} ($20 \mu\text{m}$ zu $508 \mu\text{m}$) führen zu geringen Abweichungen der Wellenwiderstände und Grenzfrequenzen zwischen der ursprünglichen SSL-Struktur bis 170 GHz und dem skalierten Aufbau.

3.3 SMA-SSL-Übergang

3.3.1 Entwurf des SMA-SSL-Überganges

Um die SSL-Strukturen messtechnisch charakterisieren zu können, werden SMA-Steckverbinder eingesetzt. Die in dieser Arbeit verwendeten SMA-Einbaubuchsen sind bis 18 GHz mit einem maximalen Stehwellenverhältnis (VSWR, engl. voltage standing wave ratio) von $1,23$ spezifiziert [Mul15]. Dies

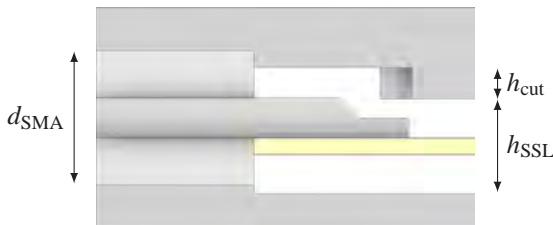


Abbildung 3.6: Schnittbild durch die Längsebene des Simulationsmodells für den SMA-SSL-Übergang

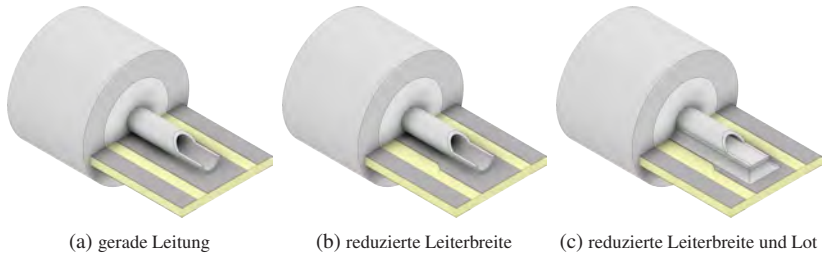


Abbildung 3.7: Simulationsmodelle des SMA-SSL-Übergangs mit ausgeblendetem SSL-Gehäuse

entspricht einer Anpassung besser 20 dB. Im Folgenden wird der Entwurf des Überganges von SMA auf SSL beschrieben. Abbildung 3.6 zeigt ein Schnittbild durch die Längsebene des Überganges, wobei sich auf der linken Seite die SMA-Einbaubuchse und rechts die symmetrische Streifenleitung befindet. Der Innenleiter der SMA-Einbaubuchse liegt auf dem Streifenleiter der SSL auf. Um einen Kontakt – und damit einen Kurzschluss – zwischen dem SMA-Innenleiter und dem SSL-Gehäuse zu vermeiden, wird eine Aussparung der Höhe $h_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$ über die vollständige Breite w_{SSL} des Kanals und die Länge des Überganges in die Oberseite des Gehäuses gefräst. Der Entwicklungsverlauf des Überganges ist in Abbildung 3.7 anhand der Simulationsmodelle mit ausgeblendetem SSL-Gehäuse dargestellt. In einem ersten Schritt wird der Streifenleiter einer 50- Ω -SSL bis zur SMA-Buchse gerade fortgeführt. Der SMA-Innenleiter und die ausgefräste Aussparung der SSL-Gehäuseoberseite verändern die Geometrie der Leitung und damit den Leitungswellenwiderstand im Übergangsbereich. Ziel der Optimierung ist es, einen möglichst gleichmäßigen Übergang zwischen SMA und SSL zu generieren und Stoßstellen für eine sich ausbreitende Welle sowohl am Innen- als auch am Außenleiter zu vermeiden. Wie in dem Schnittbild zu sehen, weicht der Innendurchmesser des SMA-Außenleiters mit $d_{\text{SMA}} = 4,2 \text{ mm}$ nur geringfügig von den Abmessungen des SSL-Kanals mit $w_{\text{SSL}} \times (h_{\text{SSL}} + h_{\text{cut}}) = 4 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$ ab. Im nächsten Entwicklungsschritt wird, wie in Abbildung 3.7b dargestellt, die Breite w der Streifenleitung im Übergangsbereich von 2,64 mm auf 2,1 mm reduziert und der Übergang zur 50- Ω -Leitung mit einer Abschrägung (engl. taper) gestal-

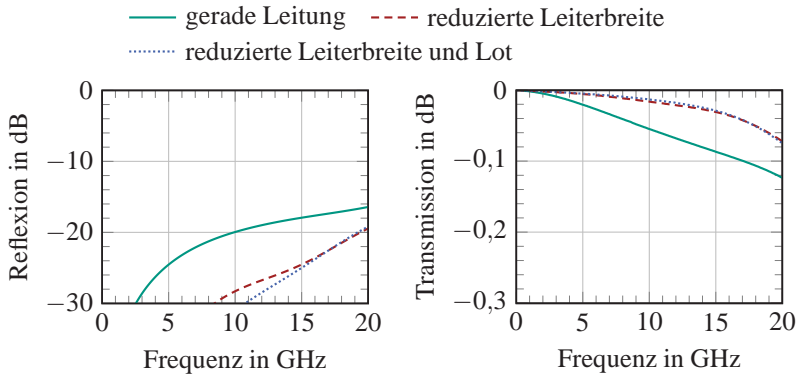


Abbildung 3.8: Simulationsergebnisse der Modelle aus Abbildung 3.7

tet. Durch die Anpassung der Leiterbreite im Übergangsbereich weist dieser so ebenfalls eine Impedanz von $50\ \Omega$ auf. Im letzten Schritt wird in Abbildung 3.7c das Lot zur Verbindung von SMA-Innenleiter und dem Streifenleiter der symmetrischen Streifenleitung berücksichtigt. Abbildung 3.8 zeigt die simulierten Reflexions- und Transmissionsparameter der einzelnen Modelle aus Abbildung 3.7. Die Eingangsanpassung der Modelle mit reduzierter Leiterbreite im Übergangsbereich ist bis 20 GHz besser als 19 dB. Die Einfügedämpfung steigt mit zunehmender Frequenz auf Werte größer 0,1 dB. Die reduzierte Leiterbreite bewirkt eine Verbesserung in Transmission und Reflexion gegenüber dem Modell mit gerade fortgeführter Leitung. Das in Abbildung 3.7c berücksichtigte Lot verändert das Verhalten des Überganges nur marginal.

Um den Übergang zu charakterisieren, wird eine $50\text{-}\Omega$ -SSL mit je zwei Übergängen und zwei SMA-Buchsen aufgebaut. Auf den Fotos in Abbildung 3.9 sind der geöffnete Aufbau mit Platine und SMA-Einbaubuchsen sowie die einzelnen Komponenten und das vollständig montierte Split-Block-Gehäuse zu sehen. Die Metallflächen, die am Rand der Platine auf den Fotos in Abbildung 3.9 sowie in den Simulationsmodellen in Abbildung 3.7 zu sehen sind, haben keine elektrische Funktion, da sie wie auch in Abbildung 3.1a dargestellt, exakt dieselbe Breite w_{cut} wie die Aussparungen im SSL-Gehäuse

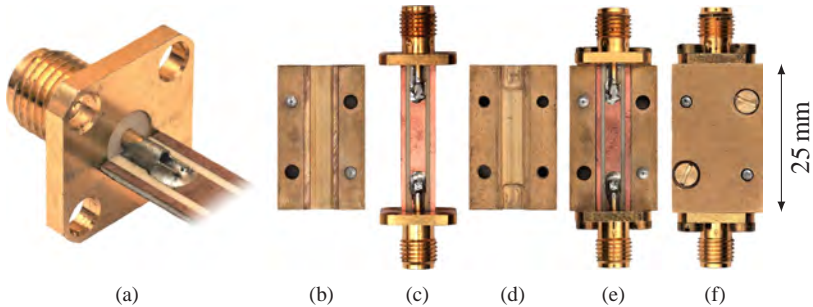


Abbildung 3.9: Fotos einer 50-Ω-SSL: (a) SMA-SSL-Übergang analog zu dem Simulationsmodell in Abbildung 3.7c, (b) Gehäuseunterseite, (c) Platine mit angelöteten SMA-Buchsen, (d) Gehäuseoberseite, (e) Gehäuseunterseite mit Platine und angelöteten SMA-Buchsen, (f) montierte 50-Ω-SSL

haben. Die Metallstrukturen dienen hier lediglich als Außenkontur, um das Substrat mit einem 2,5D-Fräsbearbeitungsplotter passend zuzuschneiden. Die Messinggehäuse werden in der Werkstatt des Instituts für Hochfrequenztechnik und Elektronik mit rechnergestützter numerischer Steuerung (CNC, engl. computerized numerical control) gefräst. Für den Aufbau wird zunächst die Platine in die Split-Block-Unterseite eingelegt, die SMA-Einbaubuchsen werden über den 4-Loch-Flansch mit der Split-Block-Unterseite verschraubt und an die Streifenleitung angelötet. Anschließend wird die Split-Block-Oberseite mit der Gehäuseunterseite verschraubt. Passstifte stellen die exakte Ausrichtung der Gehäuseteile zueinander sicher. Im letzten Schritt werden die bereits fixierten SMA-Einbaubuchsen mit der Gehäuseoberseite verschraubt.

Abbildung 3.10 zeigt die Ergebnisse der Simulation im Vergleich zu den Messergebnissen des Aufbaus aus Abbildung 3.9. Die gemessene Reflexion ist bis 20 GHz besser als -13 dB. In der Simulation wird die Reflexion mit einem Maximalwert von -24 dB besser vorhergesagt. Die Verluste der gemessenen Transmissionsdämpfung weisen Werte von maximal $0,3$ dB bis 20 GHz auf. Die Simulation sagt eine geringfügig niedrigere Einfügedämpfung voraus. In der Simulation sind dielektrische Verluste – im PTFE-Dielektrikum der SMA-Buchsen und im Substrat – und Verluste durch endliche Leitfähigkeit

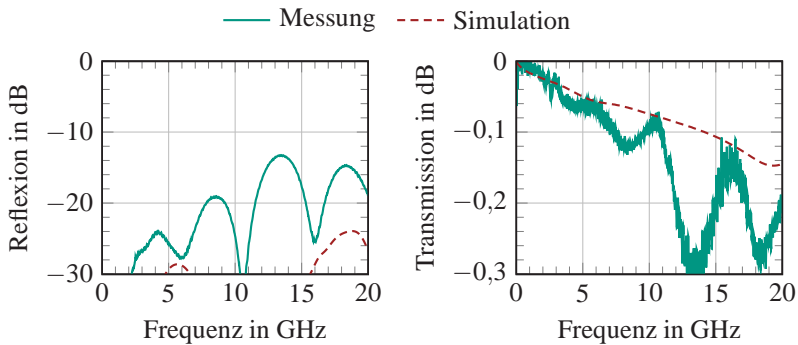


Abbildung 3.10: Mess- und Simulationsergebnisse der Reflexions- und Transmissionsparameter der 50- Ω -SSL mit SMA Anschlüssen aus Abbildung 3.9

der Metalle berücksichtigt. Oberflächenrauigkeiten und Fertigungstoleranzen sind hingegen nicht berücksichtigt. Mit dem erzielten Verhalten ist der realisierte SMA-SSL-Übergang für den Aufbau von weiteren Teststrukturen und Frequenzweichen gut geeignet.

3.3.2 Charakterisierung des SMA-SSL-Überganges

Der in den vorangehenden Betrachtungen entworfene SMA-SSL-Übergang ermöglicht den Anschluss externer Messgeräte und ist ohne weitere Kalibration in allen Messungen enthalten. Eine messtechnische Charakterisierung des Überganges ist mit dem Testmuster aus Abbildung 3.9 – bestehend aus zwei Übergängen und einer 50- Ω -SSL – allerdings nicht ohne weiteres möglich. Das Verhalten eines einzelnen Überganges kann mithilfe der in Abschnitt 2.6.2 beschriebenen mTRL-Kalibrationsmethode aus Messungen entsprechender mTRL-Kalibrationsstandards entnommen werden. Abbildung 3.11 zeigt Fotos der realisierten Kalibrationsstandards mit eingezeichneten Referenzebenen. Alle SMA-SSL-Übergänge sind identisch ausgeführt und haben, gemessen vom SMA-Flansch bis zur Referenzebene, jeweils eine Länge von 6 mm. Der Leerlauf besteht aus einem SMA-SSL-Übergang, dessen Gehäuse am Ende geöffnet ist. Ein am Ende geschlossenes Gehäuse, das elektrisch mit dem

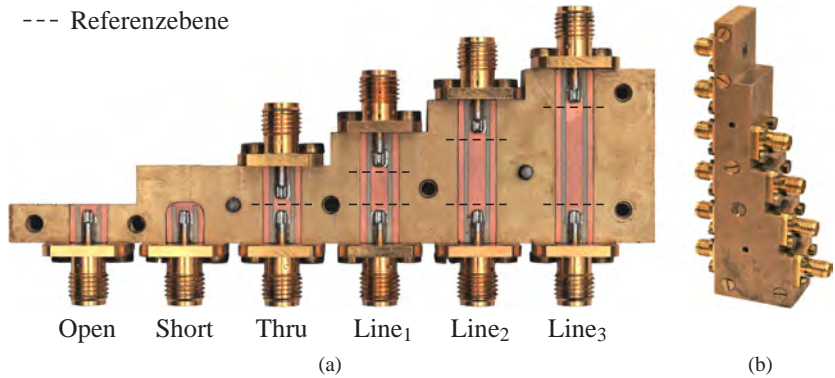


Abbildung 3.11: Fotos der multiline-TRL-Kalibrationsstrukturen zur Charakterisierung des SMA-SSL-Überganges: (a) geöffneter Gehäuse und eingezeichneten Referenzebenen, (b) 3D-Ansicht

Tabelle 3.2: Frequenzbereiche der multiline-TRL-Kalibrationsstruktur aus Abbildung 3.11

Leitung	Länge	f_{20°	f_{160°
Line ₁	5 mm	2,67 GHz	21,33 GHz
Line ₂	10 mm	1,33 GHz	10,67 GHz
Line ₃	15 mm	0,89 GHz	7,11 GHz

Streifenleiter verbunden ist, bildet den Kurzschluss. Der Thru-Standard besteht aus zwei Übergängen. Drei Line-Standards mit den Längen 5 mm, 10 mm und 15 mm ermöglichen eine multiline-TRL-Kalibration im Frequenzbereich von 0,89 GHz bis 21,33 GHz. Die von den einzelnen Line-Standards abgedeckten Frequenzbereiche, in denen die Phasendifferenz zu dem Thru-Standard 20° bis 160° entspricht, sind in Tabelle 3.2 aufgelistet.

Um die mTRL-Kalibration durchzuführen, wird zunächst mit dem SOLT-Verfahren auf die Kabelenden des VNAs kalibriert. Anschließend werden die Streuparameter der einzelnen mTRL-Kalibrationsstandards gemessen. Die mTRL-Kalibration kann jetzt als zweite Stufe einer zweistufigen Kali-

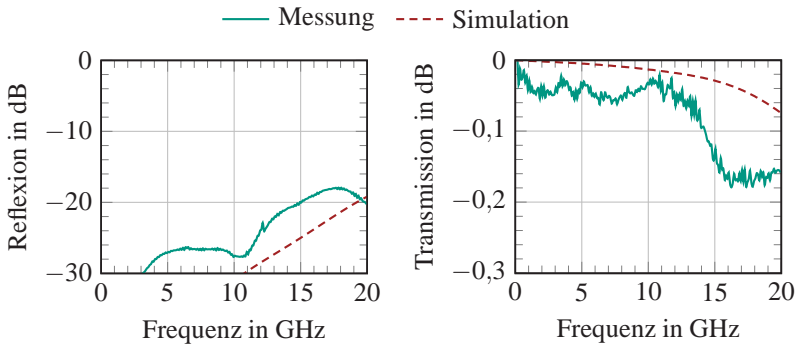


Abbildung 3.12: Reflexions- und Transmissionsparameter des SMA-SSL-Überganges, berechnet aus Messungen der mTRL-Kalibrationsstandards aus Abbildung 3.11 im Vergleich zur Simulation des Modells aus Abbildung 3.7c

bration (engl. second-tier) angewendet werden und verschiebt die Referenzebene der kalibrierten Messung direkt vor das Messobjekt [WCS⁺14]. Das Verhalten der Messobjekte kann so gesondert und ohne den Einfluss der SMA-SSL-Übergänge analysiert werden. Aus den über die mTRL-Kalibration ermittelten Fehler-2-Toren aus Abbildung 2.23 lassen sich die Streuparameter der SMA-SSL-Übergänge unmittelbar ableiten. Abbildung 3.12 zeigt die aus der mTRL-Kalibration berechneten Reflexions- und Transmissionsparameter der SMA-SSL-Übergänge im Vergleich zu den Simulationen des Modells aus Abbildung 3.7c. Simulation und Messung zeigen eine gute Übereinstimmung. Die gemessene Anpassung ist bis 20 GHz besser als 18 dB. Die Einfügedämpfung steigt mit zunehmender Frequenz und bleibt dabei bis 20 GHz unterhalb von 0,2 dB. In der Simulation wird eine etwas geringere Transmissionsdämpfung berechnet.

Neben den Fehler-2-Toren – den SMA-SSL-Übergängen – werden mit dem mTRL-Kalibrationsverfahren auch die Leitungsparameter der SSL bestimmt. Unter anderem werden die Wellenzahl, der Dämpfungsbelag und die effektive relative Permittivität bestimmt. Mit dem multiline-TRL-Verfahren wird die effektive relative Permittivität von $\epsilon_{r,\text{eff},\text{mTRL}} = 1,5$ berechnet, dieser Wert stimmt gut mit dem simulierten Wert von $\epsilon_{r,\text{eff},\text{sim}} = 1,5625$ überein. Abbil-

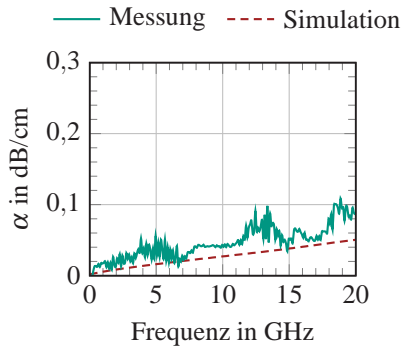


Abbildung 3.13: Dämpfungsbelag α der 50- Ω -SSL, berechnet aus Messungen der mTRL-Kalibrationsstandards aus Abbildung 3.9 im Vergleich zur Simulation eines Leitungsabschnittes

Abbildung 3.13 zeigt den gemessenen Dämpfungsbelag α über der Frequenz, berechnet aus Messungen der mTRL-Kalibrationsstandards im Vergleich zur Simulation eines entsprechenden Leitungsabschnittes. Simulation und Messung zeigen auch hier eine gute Übereinstimmung. Die Messung weist im Vergleich zur Simulation einen geringfügig höheren Dämpfungsbelag mit einem Maximalwert von 0,1 dB/cm bis 20 GHz auf.

3.4 Entwurf des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters

Basierend auf den Grundlagen aus Unterabschnitt 2.4.4 wird im Folgenden der Entwurf eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters fünfter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 11$ GHz beschrieben. Da das Tiefpassfilter Teil einer Frequenzweiche wird, werden zum Filterentwurf die in Abschnitt 2.5 beschriebenen modifizierten Tschebyscheff-Polynome und die daraus resultierenden Filtertabellen für kontinuierliche Frequenzweichen verwendet. Das Filter besteht aus fünf seriellen Leitungssegmenten der Länge $\lambda/8$ bei 11 GHz, die abwechselnd hochohmig und niederohmig ausgeführt sind, um das Verhal-

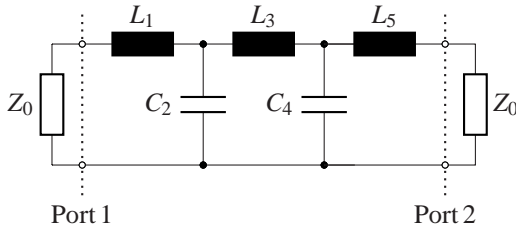


Abbildung 3.14: Tiefpassfilter-Prototyp fünfter Ordnung in T-Struktur

ten von quasi-diskreten seriellen Induktivitäten und quasi-diskreten parallelen Kapazitäten anzunähern. Die Filterkoeffizienten und geometrischen Abmessungen der Leitungssegmente sind in Tabelle 3.3 angegeben. Entgegen der Literatur [VW64] wird hier die Zuweisung der Indizes so gewählt, dass die Indexierung an der gemeinsamen T-Verzweigung der Frequenzweiche beginnt und mit zunehmendem Abstand zur T-Verzweigung ansteigt.

Basierend auf den normierten Filterkoeffizienten eines TPFs mit 0,5 dB Welligkeit im Durchlassbereich nach [VW64] werden die Bauteilwerte der seriellen Induktivitäten und parallelen Kapazitäten, mit den in Unterabschnitt 2.4.2 beschriebenen Transformationen, für einen Filter-Prototypen mit einer Grenzfrequenz von 11 GHz in einer 50-Ω-Umgebung berechnet. Dieser Filter-Prototyp

Tabelle 3.3: Filterkoeffizienten sowie elektrische und geometrische Größen des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters fünfter Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 11 GHz, *niederohmige Leitungssegmente mit Rückseitenmetallisierung

Leitungssegment	L_{L_1}	$L_{C_2}^*$	L_{L_3}	$L_{C_4}^*$	L_{L_5}
norm. Filterkoeffizient g_i	1,6298	1,7397	1,9216	1,5136	0,9034
Induktivität L_i , Kapazität C_i	1179 pH	503 fF	1390 pH	438 fF	654 pH
elektrische Länge Φ_i bei f_c	$\lambda/8$	$\lambda/8$	$\lambda/8$	$\lambda/8$	$\lambda/8$
Wellenwiderstand Z_i in Ω	103,8	22,6	122,3	25,9	57,5
Leitungslänge l_i in mm	2,693	2,096	2,649	2,092	2,775
Leiterbreite w_i in mm	0,719	2,915	0,467	2,495	2,167

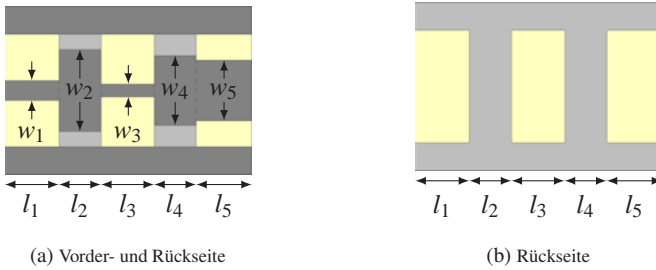


Abbildung 3.15: Platinenlayout des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters fünfter Ordnung mit den Dimensionen aus Tabelle 3.3, metallische Struktur auf der Vorderseite: dunkelgrau, Rückseite: hellgrau

in T-Struktur ist in Abbildung 3.14 dargestellt und besteht aus drei seriellen Induktivitäten und zwei parallelen Kapazitäten. Im nächsten Schritt werden die diskreten Bauteile durch serielle Leitungssegmente ersetzt. Die Wellenwiderstände der einzelnen Leitungsabschnitte ergeben sich aus den Gleichungen 2.59 und 2.60. Der Zusammenhang zwischen den elektrischen und den geometrischen Größen ist in Abschnitt 3.2 beschrieben und in Abbildung 3.5 grafisch dargestellt. Mithilfe von elektromagnetischen Simulationen im Frequenzbereich werden die Leitungslängen und Leiterbreiten ermittelt, indem die Leitungssegmente einzeln auf die entsprechenden Wellenwiderstände Z_i und eine elektrische Länge Φ_i von $\lambda/8$ bei 11 GHz angepasst werden. Abbildung 3.15a zeigt die Vorderseite des Platinenlayouts des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters fünfter Ordnung mit den Dimensionen aus Tabelle 3.3, wobei hier auf die Darstellung des Gehäuses verzichtet wird. Das Substrat ist halbtransparent dargestellt, sodass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau zu sehen ist. Die metallische Oberflächenstruktur auf der Vorderseite des Substrates ist in Dunkelgrau dargestellt. Die hochohmigen Leitungssegmente L_{L_1} , L_{L_3} und L_{L_5} sind ohne zusätzlichen Masselayer und die niederohmigen Segmente L_{C_2} und L_{C_4} mit Rückseitenmetallisierung ausgeführt. Wie zuvor beschrieben, dienen die Metallstrukturen am oberen und unteren Rand der Platine als Außenkontur und ragen aufgrund der Breite von $w_{\text{cut}} = 1 \text{ mm}$ nicht in den SSL-Kanal hinein. Wie auf der Rückansicht des Platinenlayouts in Abbildung 3.15b zu

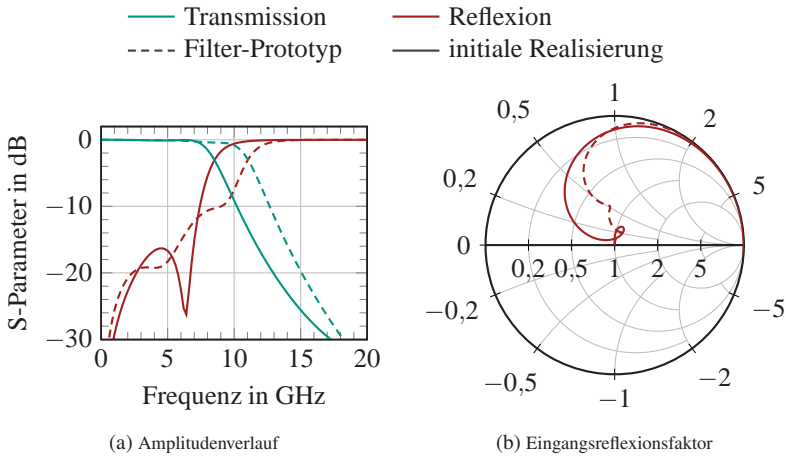


Abbildung 3.16: Simulationsergebnisse des Filter-Prototypen und der initialen Realisierung als Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit den Werten aus Tabelle 3.3

sehen, bieten die Strukturen zusätzlich einen großflächigen elektrischen Kontakt zwischen den Masselagern der niederohmigen Leitungssegmente und dem Split-Block-Gehäuse.

In Abbildung 3.16 sind die mit idealen Bauteilen simulierten S-Parameter des Filter-Prototypen zusammen mit den S-Parametern der elektromagnetischen Simulation des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters aus Abbildung 3.15 dargestellt. Der Filter-Prototyp weist eine Grenzfrequenz von 11 GHz auf und zeigt das erwünschte Tiefpassverhalten. Im Vergleich zu dem Filter-Prototypen – der hier auch als Zielvorgabe dient – weist die elektromagnetische Simulation ein zu geringeren Frequenzen hin verschobenes Verhalten auf. Die Grenzfrequenz liegt bei 8,5 GHz. Leiterbreitenstufen zwischen den einzelnen Leitungssegmenten verursachen diese typische Verschiebung hin zu niedrigeren Frequenzen durch elektrische Streufelder und Einschnürungen der Stromlinien [Hof83], [GGBB96]. Das Phänomen wird ebenfalls in [SM92] für den Entwurf von Mikrowellenkomponenten beschrieben. In dem vereinfachten Ersatzschaltbild und der mathematischen Beschreibung des Stepped-Impedance-

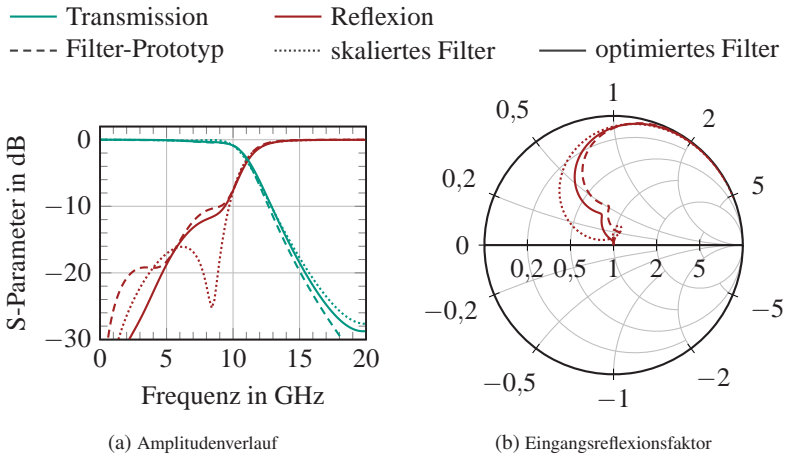


Abbildung 3.17: Vergleich der Simulationsergebnisse zwischen dem Filter-Prototypen, dem skalierten und dem optimierten Stepped-Impedance-Tiefpassfilter

Tiefpassfilter aus Unterabschnitt 2.4.4 werden diese Effekte vernachlässigt, wodurch bei der Realisierung des Filters eine Frequenzverschiebung auftritt. Zusätzlich zu der Frequenzverschiebung zeigen die Simulationsergebnisse abweichende Kurvenverläufe sowohl für die Amplituden von Transmission und Reflexion in Abbildung 3.16a als auch für den komplexen Reflexionsfaktor im Smith-Diagramm in Abbildung 3.16b.

Um die Frequenzverschiebung zu kompensieren, werden die Leitungslängen aller Segmente mit dem Faktor 0,714 skaliert. Das skalierte Filtermodell dient anschließend als Ausgangspunkt für einen Optimierungsprozess. Um nicht nur den Amplitudenverlauf, sondern auch den Phasenverlauf und damit den komplexen Kurvenverlauf von Transmission und Reflexion möglichst nahe an die Zielvorgabe des Filter-Prototypen anzunähern, werden die komplexen S-Parameter des Filter-Prototypen in die elektromagnetische Simulationsumgebung eingebunden. Das ist notwendig, da die komplexen Eingangsimpedanzen der parallel geschalteten Filter einer Frequenzweiche mit Gleichung 2.68 aufeinander abgestimmt sein müssen. Die Längen und Breiten der Leitungssegmente

Tabelle 3.4: Vergleich der geometrischen Abmessungen der einzelnen Leitungssegmente des Step-Impedance-Tiefpassfilters zwischen dem initialen Filterentwurf, dem skalierten und dem optimierten Filter, * niederohmige Leitungssegmente mit Rückseitenmetallisierung

Leitungssegment	L_{L_1}	$L_{C_2}^*$	L_{L_3}	$L_{C_4}^*$	L_{L_5}
Leitungslänge l_i in mm (initial)	2,693	2,096	2,649	2,092	2,775
Leitungslänge l_i in mm (skaliert)	1,923	1,497	1,891	1,494	1,981
Leitungslänge l_i in mm (optimiert)	1,529	1,388	1,682	1,427	1,891
Leiterbreite w_i in mm (initial)	0,719	2,915	0,467	2,495	2,167
Leiterbreite w_i in mm (optimiert)	0,442	3,451	0,478	2,515	1,764

sind innerhalb der Simulationsumgebung parametrisiert, sodass diese im Rahmen der Optimierung angepasst werden können. Als Optimierungsziel werden die Beträge der quadratischen Abweichungen der komplexen S-Parameter

$$s_{11_{\text{error}}} = \left| (s_{11_{\text{Prototyp}}} - s_{11_{\text{EM-Sim}}})^2 \right|, \quad (3.2)$$

$$s_{21_{\text{error}}} = \left| (s_{21_{\text{Prototyp}}} - s_{21_{\text{EM-Sim}}})^2 \right| \quad (3.3)$$

minimiert. So werden sowohl die Amplituden als auch die Phasenverläufe berücksichtigt. Ein Vergleich der geometrischen Abmessungen der einzelnen Leitungssegmente zwischen dem initialen Filterentwurf mit verschobener Grenzfrequenz, dem skalierten Filter als Startwert für die Optimierung und dem optimierten Filter, ist in Tabelle 3.4 aufgeführt. Nach insgesamt 72 Iterationsschritten – wobei eine Simulation ca. 40 s benötigt – folgen die in Abbildung 3.17 sowohl im Amplitudenverlauf als auch als komplexe Eingangsreflexion dargestellten Simulationsergebnisse. Die Skalierung kompensiert den Frequenzversatz und durch die Optimierung können die Kurvenverläufe hinreichend angenähert werden.

3.5 Entwurf des Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren

Die in Kapitel 1 beschriebene Parallelisierung von mmW-Messtechnik ist zu hohen Frequenzen hin bandbegrenzt, daher macht es in der Anwendung keinen Unterschied, ob die Frequenzweiche aus einer Kombination von TPF und HPF umgesetzt wird oder ob das HPF als BPF mit ausreichend hoher oberer Grenzfrequenz realisiert wird. Analog zu dem Entwurf des TPFs ist im Folgenden, basierend auf den Grundlagen aus Unterabschnitt 2.4.5, das Vorgehen zur Realisierung eines Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren beschrieben. Wie das zuvor beschriebene TPF wird auch das BPF als Filter fünfter Ordnung ausgeführt. Um nahtlos – ohne Schutzintervall – an das TPF anzuknüpfen und um bei hohen Frequenzen keine Einschränkung gegenüber einem HPF darzustellen, werden die Grenzfrequenzen des BPFs zu $f_{c1} = 11 \text{ GHz}$ und $f_{c2} = 18 \text{ GHz}$ gewählt. Die modifizierten Filtertabellen für kontinuierliche Frequenzweichen sind nur für den speziellen Fall einer Parallelschaltung aus TPF und HPF gültig. Zusätzlich müssen beide Filter, wie in Abbildung 2.19 skizziert, jeweils in T-Struktur realisiert sein [VW64]. Daher wird zunächst der in Abbildung 3.18 dargestellte Hochpassfilter-Prototyp fünfter Ordnung in T-Struktur betrachtet, dessen Transmissions- und Reflexionsverhalten als Zielvorgabe für das Bandpassfilter dienen. In Tabelle 3.5 sind die normierten Filterkoeffizienten für ein Filter mit 0,5 dB Welligkeit im Durchlassbereich zusammen mit den Bauteilwerten der seriellen Kapazitäten und parallelen In-

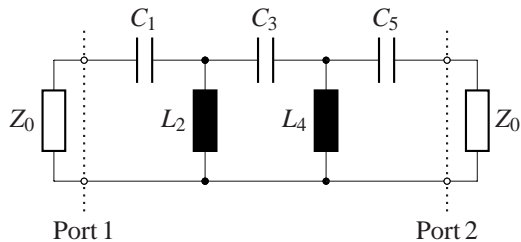


Abbildung 3.18: Hochpassfilter-Prototyp fünfter Ordnung in T-Struktur

Tabelle 3.5: Filterkoeffizienten des Hochpassfilter-Prototypen fünfter Ordnung in T-Struktur aus Abbildung 3.18 mit der Grenzfrequenz von $f_c = 11$ GHz

	C_1	L_2	C_3	L_4	C_5
norm. Filterkoeffizient g_i	1,6298	1,7397	1,9216	1,5136	0,9034
Kapazität C_i , Induktivität L_i	320 fF	478 pH	151 fF	416 pH	178 fF

duktivitäten für den Filter-Prototypen mit einer Grenzfrequenz von 11 GHz in einer 50- Ω -Umgebung angegeben. Die Bauteilwerte lassen sich mit den in Unterabschnitt 2.4.2 beschriebenen Transformationen berechnen. Entgegen der Literatur [VW64] wird auch hier die Zuweisung der Indizes so gewählt, dass die Indexierung an der gemeinsamen T-Verzweigung der Frequenzweiche beginnt und mit zunehmendem Abstand zur T-Verzweigung ansteigt.

Einzelne seriell miteinander gekoppelte Leitungsresonatoren bilden das Bandpassfilter, dessen Resonatoren als $\lambda/2$ lange Leitungssegmente realisiert werden und alternierend auf Vorder- und Rückseite des Substrates angebracht sind. Durch Überlappungen der Resonatoren sind diese kapazitiv miteinander gekoppelt. Das Filterverhalten ist durch Variation der Resonatorlängen und der Stärke der Kopplungen – also der Überlappungen – abstimbar. Bei der Mittenfrequenz des BPFs von 14,5 GHz lässt sich die Resonatorlänge mit

$$l_R = \frac{\lambda}{2} = \frac{c_0}{2f_R \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (3.4)$$

zu 8,28 mm berechnen. Elektromagnetische Feldsimulationen berücksichtigen zusätzlich die an den Leitungsenden auftretenden Streufelder, was zu einer verkürzten Resonatorlänge von 7,13 mm führt. Durch Kopplung zweier Resonatoren ergeben sich zwei Resonanzfrequenzen, die Gleichtakt- f_e und die Gegentaktresonanzfrequenz f_o . In elektromagnetischen Feldsimulationen wird das Resonanzverhalten zweier gekoppelter Resonatoren aus Abbildung 3.19 untersucht, wobei der Leitungsresonator R_1 auf der Vorder- und R_2 auf der Rückseite des Substrates angebracht ist. Durch Variation der Überlappung d stellen sich die in Abbildung 3.20 dargestellten Resonanzfrequenzen ein. Posi-

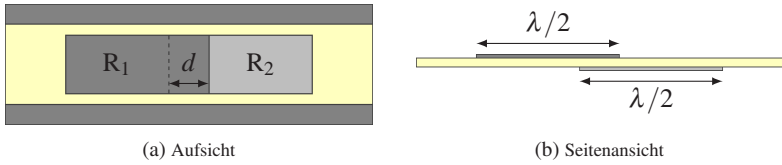


Abbildung 3.19: Simulationsmodell zweier gekoppelter $\lambda/2$ -Leitungsresonatoren mit Überlappung d und ausgeblendetem Gehäuse, wobei R_1 auf der Platinenvorder- und R_2 auf der Platinenrückseite angebracht ist

tive Überlappungen beziehen sich auf überlappende Resonatoren, wohingegen negative Werte den Abstand zwischen sich nicht überlappenden Resonatoren beschreiben. Mit zunehmender Entfernung nimmt die Kopplung zwischen den Resonatoren ab, sodass Gleichtakt- und Gegentaktresonanzfrequenz im Grenzfall $d \rightarrow -\infty$ mit $f_e = f_o = f_R = 14,5$ GHz identisch sind. Mit steigender Überlappung nimmt die Kopplung zu. Die Gleich- und Gegentaktresonanzfrequenz weichen zunehmend voneinander ab. Zusätzlich wird ersichtlich, dass eine Kopplung durch Streufelder auch ohne Überlappung – negative Werte – möglich ist.

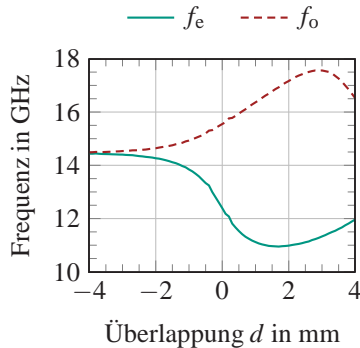


Abbildung 3.20: Simulierte Gleichtakt- f_e und Gegentaktresonanzfrequenz f_o zweier gekoppelter Leitungsresonatoren aus Abbildung 3.19 in Abhängigkeit der Überlappung d

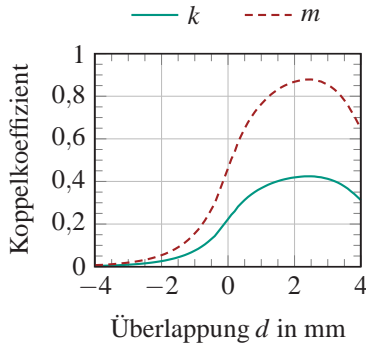


Abbildung 3.21: Simulierter Koppelkoeffizient k und normierter Koppelkoeffizient m zweier gekoppelter Leitungsresonatoren aus Abbildung 3.19 in Abhängigkeit der Überlappung d der Resonatoren

Der Koppelkoeffizient k gibt das Verhältnis von gekoppelter zur im Resonator gespeicherter Leistung an und beschreibt somit die Wechselwirkung zweier Resonatoren. Im Allgemeinen kann die Kopplung zwischen Resonatoren sowohl über das elektrische als auch über das magnetische Feld realisiert werden. Durch das elektrische Feld verursachte Kopplung wird mit den kapazitiven Koppelkoeffizienten k_C und Kopplung durch ein Magnetfeld mit dem induktiven Koppelkoeffizienten k_L beschrieben [Hon13], [Tyu10]. Die Summierung der induktiven und kapazitiven Koppelkoeffizienten erfolgt mit

$$k = \frac{k_L + k_C}{1 + k_L k_C}. \quad (3.5)$$

Als dimensionslose Größe kann der Koppelkoeffizient Werte zwischen 0 und 1 annehmen und lässt sich durch die Gleich- und Gegentaktresonanzfrequenzen zweier gekoppelter Resonatoren mit

$$k = \frac{f_o^2 - f_e^2}{f_o^2 + f_e^2}. \quad (3.6)$$

bestimmen [Hon13]. Bezieht man den Wert auf die relative Bandbreite BW , so erhält man den normierten Koppelkoeffizienten

$$m = \frac{k}{BW}. \quad (3.7)$$

Der normierte Koppelkoeffizient m lässt sich für ein Filter N ter Ordnung ebenfalls aus den normierten Filterkoeffizienten berechnen

$$m_{i,i+1} = \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \text{für } i = 1 \text{ bis } N - 1. \quad (3.8)$$

Mit den Gleichungen 3.6 und 3.7 und der relativen Bandbreite

$$BW = \frac{f_{c2} - f_{c1}}{f_R} \quad (3.9)$$

$$= \frac{18 \text{ GHz} - 11 \text{ GHz}}{14,5 \text{ GHz}} = 0,48 \quad (3.10)$$

ergeben sich aus den simulierten Gleichtakt- und Gegentaktresonanzfrequenzen aus Abbildung 3.20 die in Abbildung 3.21 dargestellten Koppelkoeffizienten in Abhängigkeit der Überlappung der Resonatoren. Die maximale Kopplung mit $k = 0,42$ bzw. $m = 0,88$ tritt bei einer Überlappung von 2,5 mm auf.

Die Einkopplung von der Speiseleitung zum ersten Resonator und die Auskopplung vom letzten Resonator zu der Ausgangsleitung wird über die extern belastete Güte Q_{ext} der jeweiligen Resonatoren beschrieben [Hon13]. Die Güte Q eines Resonators ist allgemein als das Verhältnis von im Resonator gespeicherter Energie zu den Verlusten während einer Schwingungsperiode definiert. Durch die Kopplung des Resonators mit einer Zuleitung wird dem Resonator Energie entnommen und somit die Güte reduziert. Simulativ und messtechnisch wird die extern belastete Güte aus der Resonanzfrequenz f_R und der Phase der Eingangsreflexion eines einseitig belasteten Resonators mit

$$Q_{\text{ext}} = \frac{f_R}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \quad (3.11)$$

bestimmt [Hon13]. Dabei gibt $\Delta f_{\pm 90^\circ}$ die Bandbreite an, bei der eine Phasendrehung der Eingangsreflexion von $\pm 90^\circ$ vorliegt. Wird die extern belastete Güte mit der relativen Filterbandbreite BW skaliert

$$q_{\text{ext}} = Q_{\text{ext}} \cdot BW, \quad (3.12)$$

ergibt sich daraus die skalierte extern belastete Güte q_{ext} , die sich ebenfalls als Produkt der normierten Filterkoeffizienten ausdrücken lässt

$$q_{\text{ext}0,1} = g_0 g_1, \quad (3.13)$$

$$q_{\text{ext}N,N+1} = g_N g_{N+1}. \quad (3.14)$$

Die normierten Filterkoeffizienten g_0 und g_{N+1} beziehen sich auf die Quell- bzw. Lastimpedanz eines Filters N ter Ordnung. Im Speziellen sind die Filterkoeffizienten hier $g_0 = g_N = 1$, da eingangs- und ausgangsseitig an Zuleitungen mit der Systemimpedanz angekoppelt wird. In elektromagnetischen Feldsimulationen wird ein Leitungsresonator mit einer sich auf der gegenüberliegenden Substratseite befindenden Zuleitung angekoppelt. Die simulierte extern belastete Güte in Abhängigkeit der Überlappung des Resonators mit der Zuleitung ist in Abbildung 3.22 dargestellt. Durch die externe Belastung sinkt die Güte

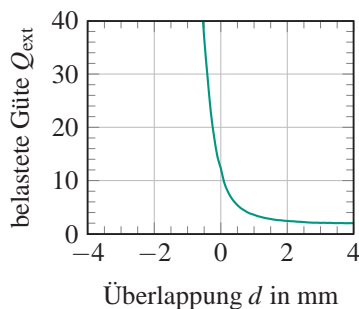


Abbildung 3.22: Simulierte extern belastete Güte Q_{ext} eines einseitig angekoppelten Leitungsresonators in Abhängigkeit der Überlappung d mit der Speiseleitung

Tabelle 3.6: Koppelkoeffizienten, extern belastete Güten und dafür benötigte Leitungsüberschneidungen des Bandpassfilters

Kopplung	T-R ₁	R ₁ -R ₂	R ₂ -R ₃	R ₃ -R ₄	R ₄ -R ₅	R ₅ -P3
Koppelkoeffizient $k_{i,i+1}$		0,287	0,264	0,283	0,413	
norm. Koppelkoeff. $m_{i,i+1}$		0,594	0,547	0,586	0,855	
ext. bel. Güte $Q_{\text{ext},i,i+1}$	3,376					1,871
skal. ext. bel. Güte $q_{\text{ext},i,i+1}$	1,630					0,903
Überlappung $d_{i,j}$ in mm	1,09	0,33	0,21	0,30	1,77	–

des Resonators mit zunehmender Überlappung stetig auf ein Minimum von $q_{\text{ext},\text{min}} = 2$ bei $d = 4$ mm.

Mit den normierten Filterkoeffizienten g_i aus Tabelle 3.5 und den Gleichungen 3.7 und 3.8 werden die für das BPF benötigten Koppelkoeffizienten berechnet. Aus den Simulationsergebnissen in Abbildung 3.21 wird der Zusammenhang zwischen Koppelkoeffizient und den daraus resultierenden Überlappungen der Leitungsresonatoren hergestellt. Analog zu den Koppelkoeffizienten wird die skalierte extern belastete Güte des ersten und letzten Resonators aus den normierten Filterkoeffizienten g_i und den Gleichungen 3.13 und 3.14 berechnet. Die Simulationsergebnisse in Abbildung 3.22 stellen den Zusammenhang zwischen der simulierten extern belasteten Güte und den dafür notwendigen Überlappungen mit den Zuleitungen her. In Tabelle 3.6 sind die für das BPF benötigten Koppelkoeffizienten, extern belasteten Güten und die dafür notwendigen Überlappungen der Leitungsresonatoren aufgelistet. T-R₁ bezeichnet die Einkopplung der gemeinsamen Speiseleitung an der T-Verzweigung der Frequenzweiche mit dem ersten Resonator. Die Kopplung des fünften Resonators mit der Ausgangsleitung des Filters – Port 3 der Frequenzweiche – ist mit R₅-P3 gekennzeichnet.

Die erforderliche Kopplung R₅-P3 zwischen dem fünften Resonator und dem Filterausgang kann mit der gegebenen Struktur nicht erreicht werden. Wird die kapazitive Kopplung zwischen zwei Leitungssegmenten betrachtet, so ist in Unterabschnitt 2.3.5 gezeigt, dass die Kopplung mit Gleichung 2.37 als Verhält-

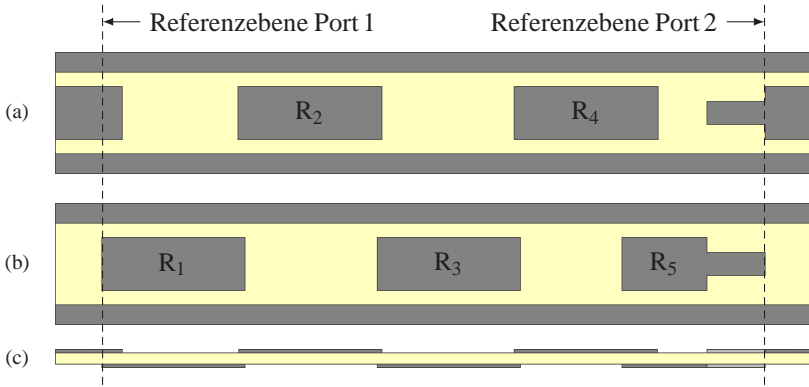


Abbildung 3.23: Platinenlayout des Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren fünfter Ordnung mit den Dimensionen aus Tabelle 3.6: (a) Vorderseite, (b) Rückseite, (c) Seitenansicht

nis der in Abbildung 2.8 skizzierten Koppelkapazität C_{12} zwischen den beiden Leitungssegmenten und der Summe der Koppelkapazität und der Kapazität zwischen einer Leitung und der Massefläche gegeben ist. Um die Kopplung zu erhöhen, wird der Überlappungsbereich zweier Resonatoren in elektromagnetischen Feldsimulationen dahingegen modifiziert, dass die Streifenleiterbreite im Überlappungsbereich der Resonatoren von 2,64 mm auf 1,12 mm – von 50Ω auf 87Ω – reduziert wird. So werden sowohl die Kapazität C_{12} zwischen den Resonatoren als auch die Kapazität zwischen Streifenleiter und Masse reduziert, wobei sich die Reduktion bei beiden Kapazitäten unterschiedlich stark auswirkt und damit eine stärkere Kopplung ermöglicht. Die Resonanzfrequenzen einzelner Leitungsresonatoren sind im Wesentlichen von deren Längen abhängig und werden von der reduzierten Leiterbreite nur vernachlässigbar geringfügig beeinflusst. Auch eine Reduktion der Substratstärke h_{sub} von den hier verwendeten $508 \mu\text{m}$ auf z. B. $203 \mu\text{m}$ stellt eine weitere Möglichkeit dar, die Kopplung zwischen zwei Leitungssegmenten zu erhöhen.

Abbildung 3.23 zeigt die Vorderseite (a), Rückseite (b) und die Seitenansicht (c) des Platinenlayouts für das BPF, mit den Resonatorüberlappungen aus Tabelle 3.7. Alle Resonatoren haben die Länge $l_R = 7,13 \text{ mm}$. Die Kopplung

zwischen dem fünften Resonator und dem Filterausgang ist wie beschrieben mit einer reduzierten Streifenleiterbreite ausgeführt. Zur besseren Sichtbarkeit ist die Stärke der Metallisierung in der Seitenansicht überproportional groß dargestellt. Für die elektromagnetische Feldsimulation sind zusätzliche Speiseleitungen an beiden Ports angebracht. Die Referenzebene der Simulation wird jeweils auf die Ränder der äußeren Resonatoren gelegt, um durch die Speiseleitungen verursachte Phasendrehungen zu kompensieren.

In Abbildung 3.24 sind die mit idealen Bauteilen simulierten S-Parameter des Filter-Prototypen zusammen mit den S-Parametern der elektromagnetischen Simulation des BPFs aus Abbildung 3.23 dargestellt. Zur besseren Übersicht ist der Eingangsreflexionsfaktor im Smith-Diagramm auf den Frequenzbereich von DC bis 18 GHz beschränkt. Der Filter-Prototyp weist eine Grenzfrequenz von 11 GHz auf und zeigt das erwünschte Hochpass-Verhalten. Die elektromagnetische Simulation des entworfenen BPFs weicht mit $f_{c1} = 10,4\text{GHz}$ und $f_{c2} = 16,7\text{GHz}$ nur leicht von den Zielvorgaben ab. Die Anpassung ist besser als 10 dB und die Einfügedämpfung zeigt im Durchlassbereich eine

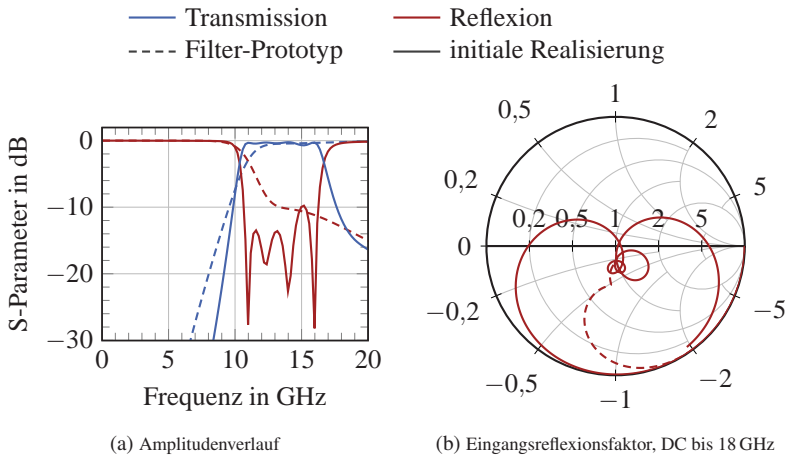


Abbildung 3.24: Simulationsergebnisse des Hochpassfilter-Prototypen und der initialen Realisierung des Bandpassfilters aus Abbildung 3.23 mit den Werten aus Tabelle 3.7

geringe Welligkeit mit Werten kleiner 0,7 dB. Sowohl der Amplitudenverlauf von Transmission und Reflexion als auch der im Smith-Diagramm ersichtliche Phasenverlauf des Eingangsreflexionsfaktors zeigen deutliche Abweichungen zwischen dem Filter-Prototypen und der elektromagnetischen Simulation der initialen Filterrealisierung.

In Analogie zum TPF wird auch das BPF in einem Optimierungsverfahren auf die komplexen Kurvenverläufe des Filter-Prototypen angepasst. Mit den Gleichungen 3.2 und 3.3 werden die Beträge der quadratischen Abweichungen der komplexen S-Parameter minimiert und somit sowohl die Amplituden als auch die Phasenverläufe der Transmission und Reflexion berücksichtigt. Ein Vergleich der geometrischen Abmessungen des initialen und des optimierten Filters ist in Tabelle 3.7 aufgeführt. Nach insgesamt 46 Iterationsschritten – wobei eine Simulation ca. 15 min benötigt – folgen die in Abbildung 3.25 dargestellten Simulationsergebnisse. Der Eingangsreflexionsfaktor im Smith-Diagramm ist zur besseren Veranschaulichung erneut auf den Frequenzbereich von DC bis 18 GHz beschränkt. Durch die Optimierung konnten die Kurven-

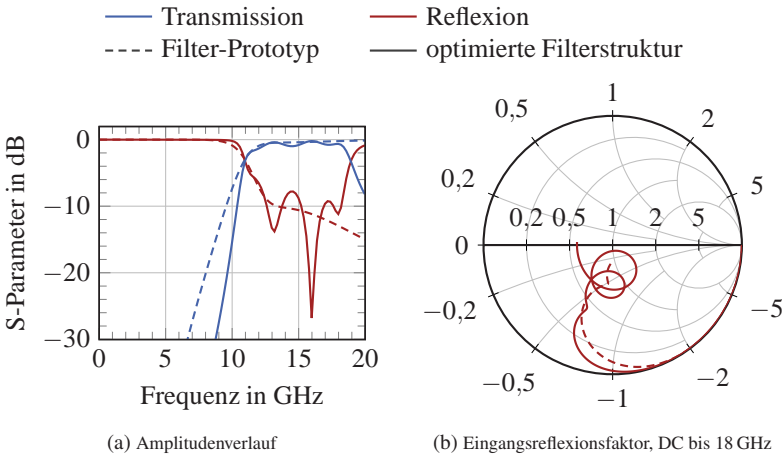


Abbildung 3.25: Vergleich der Simulationsergebnisse des Filter-Prototypen und des optimierten Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren

Tabelle 3.7: Vergleich der geometrischen Abmessungen der einzelnen Leitungssegmente des initialen Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren und dem optimierten Filter, * mit reduzierter Leiterbreite

Resonator	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	
Resonatorlänge l_i in mm (ini.)	7,13	7,13	7,13	7,13	7,13	
Resonatorlänge l_i in mm (opt.)	5,80	6,40	6,61	6,83	5,03	
Kopplung	T- R_1	R_1 - R_2	R_2 - R_3	R_3 - R_4	R_4 - R_5	R_5 -P3
Überlappung $d_{i,j}$ in mm (ini.)	1,09	0,33	0,21	0,30	1,77	2,92*
Überlappung $d_{i,j}$ in mm (opt.)	0,72	0,42	0,35	0,51	1,77	2,92*

verläufe gut angenähert werden. Das optimierte Bandpassfilter weist die erforderliche Grenzfrequenz bei 11 GHz auf. Im Rahmen der Möglichkeiten der gewählten Realisierung ist das Optimum erreicht. Der Amplitudenverlauf der Eingangsreflexion zeigt die für ein BPF typischen Einzüge an den Polstellen des Filters und stimmt im Mittel über der Frequenz mit der Zielvorgabe des Hochpassfilter-Prototypen überein. Auch der Eingangsreflexionsfaktor im Smith-Diagramm zeigt eine gute Übereinstimmung.

3.6 Modellbasierter Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen

Für erste Untersuchungen des Diplexerverhaltens werden zunächst die simulierten S-Parameter der beiden Filter aus den vorherigen Unterkapiteln in einer Schaltungssimulation mit einer idealisierten T-Verzweigung verbunden. Abbildung 3.26 zeigt die Simulationsergebnisse des daraus resultierenden Diplexers. Das grundlegende Transmissionsverhalten der einzelnen Filter und die Grenzfrequenz von 11 GHz bleiben durch die Parallelschaltung erhalten. Im Frequenzbereich von DC bis 17 GHz weist die Simulation eine Eingangsanpassung besser als 12 dB auf. Da die komplexen S-Parameter der beiden Filter dem grundsätzlichen Verlauf der Filter-Prototypen folgen, sind auch die realisierten

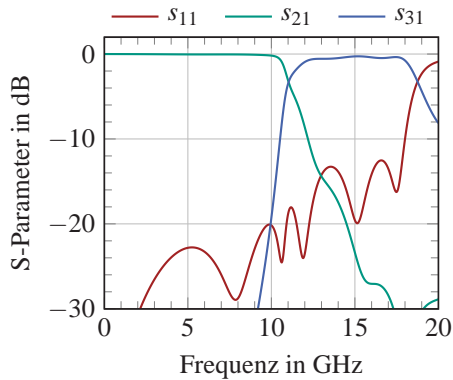


Abbildung 3.26: Simulationsergebnisse eines Diplexers mit den Einzelfiltern aus Abschnitt 3.4 und 3.5 und einer idealisierten T-Verzweigung

Filter grundsätzlich komplementär zueinander. Zusätzlich fällt auf, dass die Anpassung mit steigender Frequenz zunehmend schlechter wird. Bei hohen Frequenzen ist die Anpassung maßgeblich durch das Verhalten des BPFs gegeben, das aufgrund der Bandpass-Charakteristik eine größere Abweichung zu dem Hochpassfilter-Prototypen aufweist als das TPF zu seinem entsprechenden Filter-Prototypen.

Um die Diskrepanz zwischen den elektromagnetischen Feldsimulationen und den Filter-Prototypen zu reduzieren, wird im Folgenden eine in Abbildung 3.27 veranschaulichte neuartige Entwurfsmethodik für breitbandige kontinuierliche Frequenzweichen vorgestellt. Basierend auf repräsentativen Ersatzschaltbildern der in Abschnitt 3.4 und 3.5 beschriebenen Tiefpass- und Bandpassfilter wird in Unterabschnitt 3.6.1 zunächst ein Gesamtmodell der Frequenzweiche erstellt und anschließend auf einen vorgegebenen Frequenzbereich und Schwellwerte optimiert. So wird sichergestellt, dass die Filter komplementär zueinander sind, trotz ihrer durch die Realisierungen gegebenen Charakteristiken. Anschließend werden in den Unterabschnitten 3.6.2 und 3.6.3 die einzelnen Filter unabhängig voneinander basierend auf ihren Ersatzschaltbildern mit den zuvor gewonnenen Modellparametern als Platinenlayout realisiert und in einer Kosimulation aus

Ersatzschaltbild und elektromagnetischer Simulation optimiert. Die optimierten Filterstrukturen werden anschließend in Unterabschnitt 3.6.4 mit einer neuartigen T-Verzweigung verschalten, wobei die relevanten Kenngrößen so eingestellt werden, dass die gemeinsame Speiseleitung der Parallelschaltung der Filter mit Gleichung 2.68 über dem gesamten abzudeckenden Frequenzbereich gut angepasst ist. Aus der Verschaltung der Einzelfilter mit der eigens dafür entwickelten T-Verzweigung folgt schließlich die optimierte Frequenzweichenstruktur.

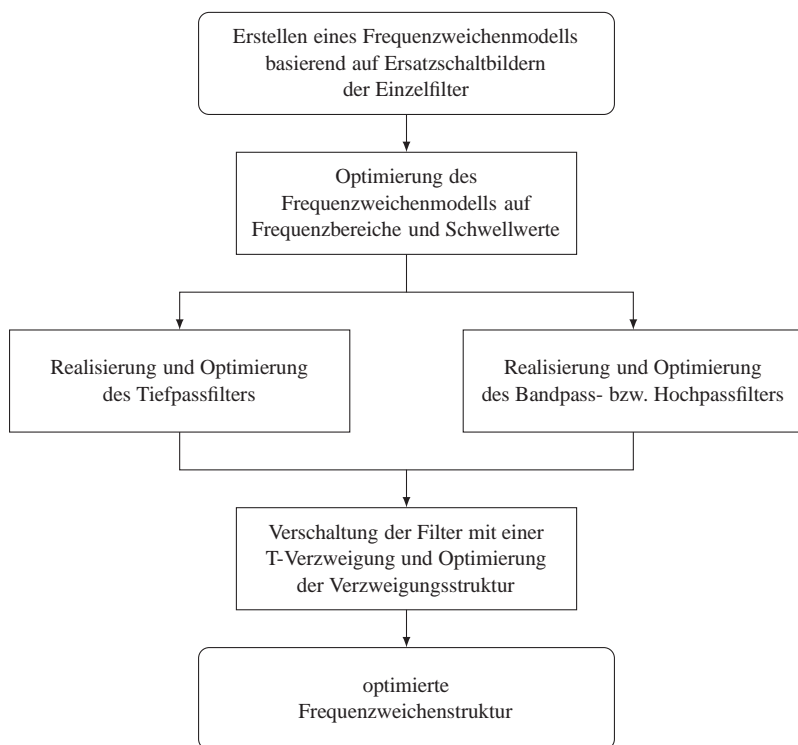


Abbildung 3.27: Ablaufdiagramm des modellbasierten Entwurfes breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen

3.6.1 Modellierung

Aus einer Parallelschaltung der in Unterabschnitt 2.4.4 und 2.4.5 vorgestellten Ersatzschaltbilder der einzelnen Filter wird das in Abbildung 3.28 dargestellte Modell einer Frequenzweiche erstellt. Das TPF ist als Serienschaltung von fünf Leitungssegmenten L_1 bis L_5 mit den Wellenwiderständen Z_{L_i} und den elektrischen Längen Φ_{L_i} modelliert. Die Resonatoren R_1 bis R_5 zusammen mit den Koppelkapazitäten $C_{i,j}$ ergeben das Modell eines Bandpassfilters.

Das Frequenzweichenmodell lässt sich in Schaltungssimulationen in Bruchteilen von Sekunden simulieren und somit im Vergleich zu elektromagnetischen Feldsimulationen effizient optimieren. Zunächst werden die Startwerte des Modells berechnet, um die Parameter anschließend zu optimieren. Der Zusammenhang zwischen den Wellenwiderständen und Längen der Leitungssegmente eines TPFs mit den normierten Filterkoeffizienten ist in Unterabschnitt 2.4.4 beschrieben. Für das BPF werden Leitungsresonatoren der Länge $\lambda/2$ bei 14,5 GHz – Mittenfrequenz des Filters – eingesetzt. Die Koppelkapazitäten $C_{i,j}$ lassen sich mit den in Unterabschnitt 2.4.5 beschriebenen Gleichungen 2.61 bis 2.67 aus den normierten Filterkoeffizienten berechnen.

Die berechneten Parameter dienen als Startwerte für einen Optimierungsprozess. Als Optimierungsziele werden Schwellwerte für die Eingangsanpassung und die Einfügedämpfungen der beiden Filterpfade festgelegt. Die Eingangs-

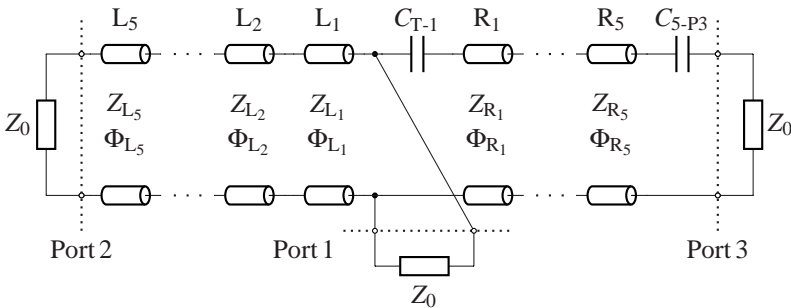


Abbildung 3.28: Modell einer Frequenzweiche basierend auf den Ersatzschaltbildern der Einzelfilter aus Abbildung 2.14 und 2.17

Tabelle 3.8: Vergleich der optimierten Modellparameter mit den initialen Modellparametern der Frequenzweiche aus Abbildung 3.28 berechnet aus normierten modifizierten Filterkoeffizienten für kontinuierliche Frequenzweichen

Tiefpassfilter Leitungssegment	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	
el. Länge Φ_{L_i} bei 11 GHz (ini.)	45°	45°	45°	45°	45°	
el. Länge Φ_{L_i} bei 11 GHz (opt.)	$38,2^\circ$	$34,2^\circ$	$36,2^\circ$	$28,2^\circ$	$36,5^\circ$	
Wellenwiderstand Z_{L_i} in Ω (ini.)	103,8	22,6	122,3	25,9	57,5	
Wellenwiderstand Z_{L_i} in Ω (opt.)	120	17	140	17	91,5	
Bandpassfilter Resonator	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	
el. Länge Φ_{R_i} bei 11 GHz (ini.)	180°	180°	180°	180°	180°	
el. Länge Φ_{R_i} bei 11 GHz (opt.)	$83,3^\circ$	$98,1^\circ$	$98,3^\circ$	$94,3^\circ$	$91,5^\circ$	
Wellenwiderstand Z_{R_i} in Ω	50	50	50	50	50	
Bandpassfilter Kopplung	T-R ₁	R ₁ -R ₂	R ₂ -R ₃	R ₃ -R ₄	R ₄ -R ₅	R ₅ -P3
$C_{i,j}$ in fF (ini.)	280	124	110	122	246	1252
$C_{i,j}$ in fF (opt.)	222	150	145	187,8	283,3	1000

reflexion s_{11} an der gemeinsamen Speiseleitung soll über dem gesamten Frequenzbereich von DC bis 18 GHz unterhalb -20 dB liegen. Die Transmission s_{21} des TPFs im Durchlassbereich von DC bis 10 GHz wird als größer $-0,5$ dB und im Sperrbereich für Frequenzen oberhalb von 12 GHz kleiner als -10 dB festgelegt. Ebenso wird für das BPF eine Transmission s_{31} größer $-0,5$ dB im Durchlassbereich von 12 GHz bis 18 GHz und im Sperrbereich für Frequenzen unterhalb von 10 GHz kleiner als -10 dB festgelegt. Ein Vergleich der initialen und optimierten Modellparameter ist in Tabelle 3.8 aufgeführt. Auffällig ist hierbei insbesondere, dass die Leitungsresonatoren des BPFs durch den Optimierungsprozess deutlich verkürzt werden. Grund dafür ist, dass die elektrischen Längen der Koppelkapazitäten für die Berechnung der initialen Resonatorlängen vernachlässigt werden. Die tatsächlichen Resonatorlängen ergeben sich mit Gleichung 2.66 als Summe der $\lambda/2$ -Leitungssegmente und den negativen elektrischen Längen der Koppelkapazitäten [Poz11].

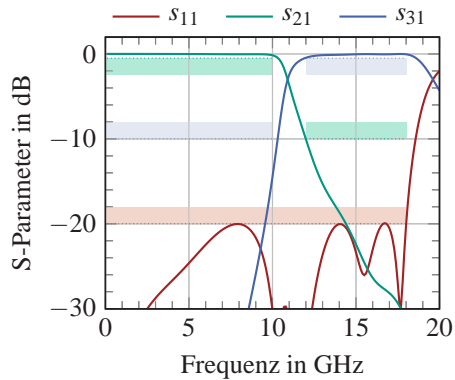


Abbildung 3.29: Simulierte S-Parameter des Frequenzweichenmodells aus Abbildung 3.28 mit den Werten aus Tabelle 3.8 und den vorgegebenen Optimierungszielen

Die Simulationsergebnisse des Frequenzweichenmodells zusammen mit den festgelegten Optimierungszielen sind in Abbildung 3.29 dargestellt. Alle Schwellwerte werden von dem optimierten Modell eingehalten. Die Breite des Übergangsbereiches zwischen Durchlass- und Sperrbereich kann auf Kosten einer schlechteren Anpassung schmalere bzw. zugunsten einer besseren Anpassung breitere gewählt werden. Bei dem Optimierungsverfahren zeigt sich, dass hier ein Kompromiss aus Flankensteilheit und Anpassung eingegangen werden muss.

Der Entwurf einer Frequenzweiche ausgehend von modifizierten Filtertabellen setzt TP- und HP-Prototypen mit identischer Filterordnungen voraus [VW64]. Im Gegensatz dazu bietet der hier gewählte modellbasierte Entwurf die Möglichkeit, unterschiedliche Filtertypen – TPF, BPF oder HPF – mit beliebigen Filterordnungen zu kombinieren. Ebenso lässt sich dieser Ansatz auf mehr als zwei Frequenzbänder – von Duplexern auf Triplexer oder Multiplexer – erweitern.

3.6.2 Modellbasierter Entwurf des Bandpassfilters

Das Verhalten zweier sich überlappender Leitungsresonatoren in Bezug auf Gleich- und Gegentaktresonanzfrequenzen und den daraus resultierenden Koppelkoeffizienten ist in Abschnitt 3.5 beschrieben. Da bei $508\ \mu\text{m}$ Substratstärke eine ausreichend hohe Kopplung in dem vorherigen Abschnitt nur mit reduzierter Leiterstreifenbreite möglich ist, wird die Substratstärke hier und im Folgenden auf $203\ \mu\text{m}$ reduziert. Serielle Kapazitäten realisieren die Kopplungen in dem in Abbildung 3.28 dargestellten Modell der Frequenzweiche. Daher wird zunächst der Zusammenhang zwischen Koppelkapazität und Leitungsüberlappung zweier Leitungen untersucht. In elektromagnetischen Feldsimulationen wird dafür die symmetrische Überlappung zweier $50\text{-}\Omega$ -Leitungen mit konstanter und identischer Länge l gemäß den Abbildungen 3.30b und 3.30c simuliert, wobei eine der Leitungen auf der Vorder- und eine auf der Rückseite des Substrates angebracht ist. Die Simulationsergebnisse werden anschließend mit dem in Abbildung 3.30a dargestellten Ersatzschaltbild verglichen, um so die unbekanntenen Modellparameter C und Φ zu bestimmen. Eine variable Überlappung zweier Leitungen beeinflusst nicht nur die serielle Kapazität, sondern auch die elektrische Länge der Gesamtstruktur. Mit zunehmender Überlappung der Leitungen wirkt die Struktur elektrisch kürzer. Die Phasendifferenz ergibt sich mit $\Delta\Phi = \Phi - \Phi_0$ aus der elektrischen Länge Φ_0 einer einzelnen Leitung

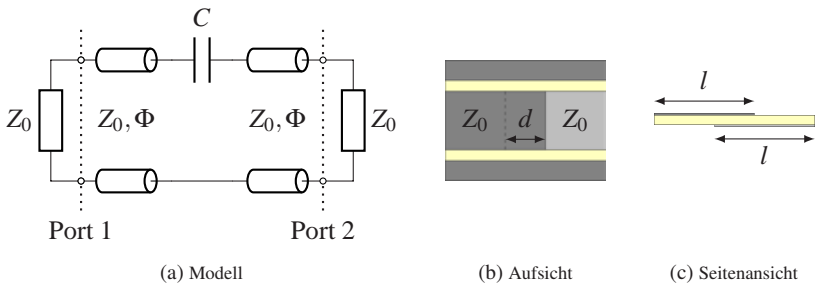


Abbildung 3.30: Modell (a) zur Bestimmung der Koppelkapazität und der Phasendifferenz durch Vergleich mit elektromagnetischen Feldsimulationen zweier überlappender Leitungssegmente (b, c)

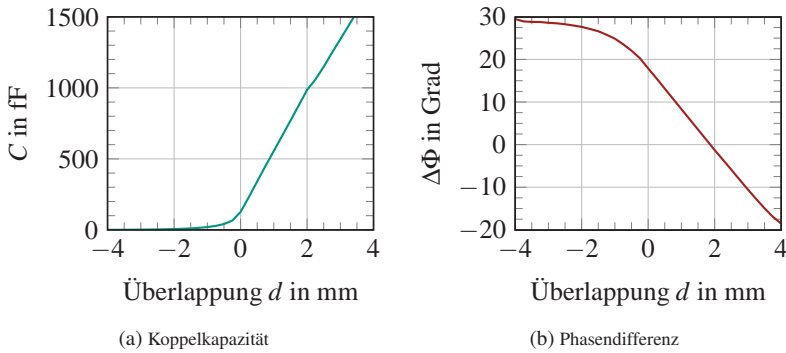


Abbildung 3.31: Koppelkapazität und Phasendifferenz bei 14,5 GHz ermittelt durch den rechnerischen Vergleich zwischen dem Modell aus Abbildung 3.30a und elektromagnetischen Feldsimulationen zweier überlappender Leitungssegmente aus den Abbildungen 3.30b und 3.30c

ohne Kopplung und dem Modellparameter Φ . Alle Phasendrehungen werden jeweils bei der Mittenfrequenz des BPFs von 14,5 GHz betrachtet. Die aus der Modellierung extrahierte Koppelkapazität und Phasendifferenz in Abhängigkeit der Leitungsüberlappung sind in Abbildung 3.31 dargestellt.

Ziel des modellbasierten Filterentwurfes ist es, ein Filter in einer Kosimulation aus elektromagnetischen Feldsimulationen und Schaltungssimulationen eines Ersatzschaltbildes zur Modellierung des Filters so zu realisieren, dass sowohl das Transmissionsverhalten als auch das Reflexionsverhalten möglichst genau mit dem zur Modellierung verwendeten Ersatzschaltbild übereinstimmen. Die geometrischen Abmessungen des Filters werden in einem Optimierungsverfahren, dessen Ablaufdiagramm in Abbildung 3.32 dargestellt ist, bestimmt. Das Ersatzschaltbild aus Abbildung 2.17a mit den optimierten Modellparametern in Tabelle 3.8 dient gleichermaßen als Zielmodell und Ausgangspunkt für die Startwerte einer ersten Realisierung des Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren, wobei die geometrischen Abmessungen der elektromagnetischen Feldsimulation aus dem zuvor untersuchten Zusammenhang zwischen der

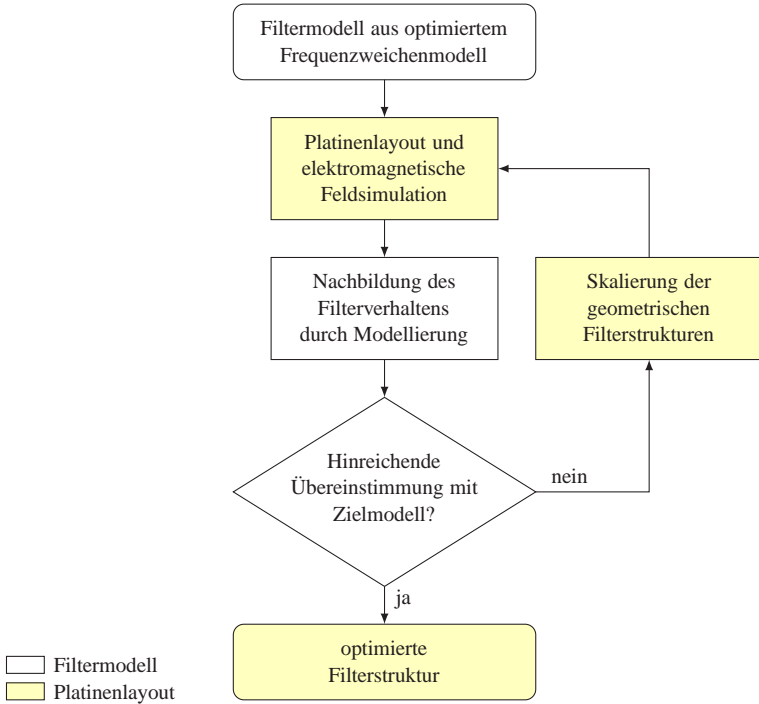


Abbildung 3.32: Ablaufdiagramm des Optimierungsverfahrens zur Bestimmung der geometrischen Abmessungen eines Filters basierend auf Ersatzschaltbildern zur Modellierung des Filterverhaltens

Überlappung einzelner Leitungssegmente und der modellierten Kapazität und Leitungsverkürzung hervorgehen. Die Längen der Resonatoren werden mit

$$l_{R_i} = \frac{c_0(\Phi_{R_i} - \Delta\Phi_{R_{i-1,i}} - \Delta\Phi_{R_{i,i+1}})}{2\pi f_{R_i} \sqrt{\epsilon_{r,\text{eff}}}} \quad (3.15)$$

bestimmt, wobei $f_{R_i} = 14,5 \text{ GHz}$ die Resonanzfrequenz der Resonatoren und die Mittenfrequenz des Filters ist.

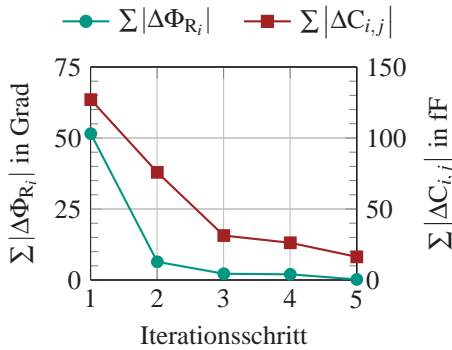


Abbildung 3.33: Summierte Abweichung der Modellparameter Φ_{R_i} und $C_{i,j}$ für die einzelnen Iterationsschritte des Optimierungsverfahrens

Im folgenden Schritt wird das Filterverhalten aus der elektromagnetischen Feldsimulation mit Hilfe des Modells nachgebildet. Dazu werden die Modellparameter in einer Schaltungssimulation dahingehend optimiert, dass Transmissions- und Reflexionsverläufe des Modells mit den Simulationsergebnissen der elektromagnetischen Feldsimulation übereinstimmen. Die so ermittelten Modellparameter erlauben einen Vergleich zwischen dem Modell der elektromagnetischen Feldsimulation (Istwerte) und dem Zielmodell, das als Ausgangspunkt für die erste Realisierung dient. Aus dem Vergleich der Ist- und Sollwerte der Modellparameter sowie unter Zuhilfenahme des Zusammenhanges zwischen Koppelkapazität und Leitungsüberlappung folgt die notwendige Skalierung der geometrischen Filterstrukturen. Der Vergleich der Modellparameter ermöglicht Erkenntnisse darüber, welche Größen am stärksten von den Zielwerten abweichen und in welche Richtung und wie stark die einzelnen Werte skaliert werden müssen. Dieses Optimierungsverfahren wird in mehreren Iterationsschritten so lange durchgeführt, bis die Abweichung der Modellparameter zwischen der Modellierung der elektromagnetischen Feldsimulation und dem Filtermodell, das als Ausgangspunkt dient, hinreichend gering ist. So ist es möglich das BPF fünfter Ordnung mit 11 freien Parametern – 5 Leitungslängen und 6 Überlappungen – gezielt zu optimieren. Abbildung 3.33 zeigt

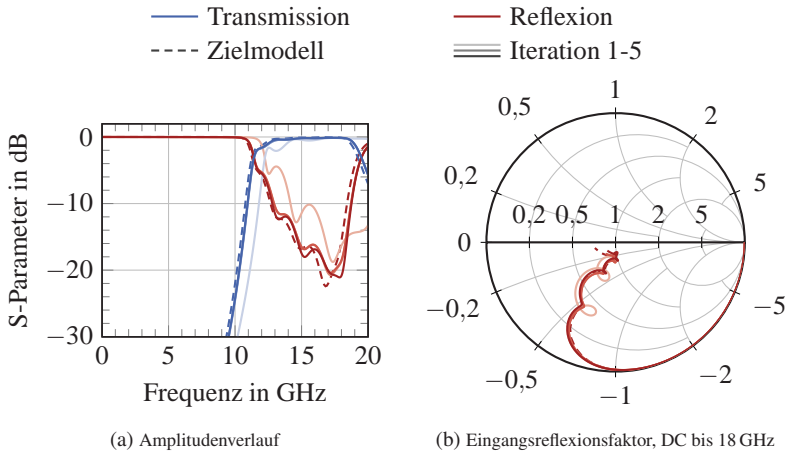


Abbildung 3.34: Vergleich der Simulation des Filtermodells mit den elektromagnetischen Feldsimulationen der fünf Iterationsschritte zur Optimierung der geometrischen Struktur des BPFs

die summierte Abweichung der Modellparameter für die Resonatorlängen $\sum |\Delta\Phi_{R_i}|$ und die Koppelkapazitäten $\sum |\Delta C_{i,j}|$. Nach fünf Iterationsschritten wird eine gute Übereinstimmung erzielt. Der Amplitudenverlauf von Transmission und Reflexion sowie der komplexe Eingangsexpressionsfaktor im Smith-Diagramm sind für das Zielmodell und die elektromagnetischen Feldsimulationen der fünf Iterationsschritte in Abbildung 3.34 dargestellt. Zur besseren Übersicht ist der Eingangsexpressionsfaktor auf den Frequenzbereich von DC bis 18 GHz beschränkt. Während die erste Realisierung eine Verschiebung zu höheren Frequenzen und erkennbare Abweichungen zeigt, weisen die weiteren Iterationsschritte kaum sichtbare Abweichungen auf. Die geringe Zahl an notwendigen Iterationsschritten zeigt, dass das verhältnismäßig einfache Modell aus Leitungen und seriellen Kapazitäten das Filterverhalten gut wiedergibt und die berechneten Startwerte einen guten Ausgangspunkt darstellen. Im Vergleich zur vollständigen Optimierung mit elektromagnetischen Feldsimulatoren, wie in den Abschnitten 3.4 und 3.5 beschrieben, mit 72 Iterationsschritten für das TPF beziehungsweise 46 Iterationsschritten für das BPF, ermöglicht die Kennt-

nis über die Abweichungen der einzelnen Ist- und Ziel-Modellparameter eine effiziente Optimierung in wenigen Iterationsschritten.

In weitergehenden Betrachtungen wurden unterschiedliche Ansätze zur Modellierung eines Bandpassfilters aus gekoppelten Resonatoren untersucht. So wird die Kopplung zweier Leitungssegmente in Abbildung 2.17b als gekoppelte Leitungen mit den Gleich- und Gegentaktimpedanzen Z_e und Z_o modelliert. Dieser Ansatz führt allerdings zu einer schlechteren Übereinstimmung zwischen dem Modell und der elektromagnetischer Feldsimulation, da die einzelnen Leitungssegmente sich nur über eine sehr kurze Länge – meist kürzer als die Streifenleiterbreite – überlappen. Die gute Übereinstimmung zwischen Filtermodell und der fünften Iteration der elektromagnetischen Feldsimulation bestätigt, dass die Streufelder, die bei diesen Dimensionen einen großen Anteil der kapazitiven Kopplung ausmachen, durch seriellen Kapazitäten und effektive Leitungsverkürzungen $\Delta\Phi$ ausreichend genau beschrieben werden.

3.6.3 Modellbasierter Entwurf des Tiefpassfilters

Zur Realisierung des Tiefpassfilters bieten sich neben einem analogen zu dem bereits für das Bandpassfilter vorgestellten Verfahren weitere Möglichkeiten an. Die Startwerte der Strukturgrößen des TPFs können ebenfalls aus dem Modell des TPFs in Abbildung 2.14 mit den Werten aus Tabelle 3.8 ermittelt und nach dem Verfahren aus Abbildung 3.32 optimiert werden. Eine weitere Option besteht darin, wie bei dem ursprünglichen Entwurf des Tiefpassfilters in Abschnitt 3.4, die Strukturgrößen direkt in elektromagnetischen Feldsimulationen auf die aus dem Modell resultierenden Zielvorgaben mit den Gleichungen 3.2 und 3.3 zu optimieren. Zusätzlich kann in dem Modell der Frequenzweiche aus Abbildung 3.28 das BPF durch die Simulationsergebnisse der elektromagnetischen Feldsimulation ersetzt werden. So können geringfügige Abweichungen zwischen dem BPF-Modell und der elektromagnetischen

Feldsimulation berücksichtigt und bei der Optimierung der Modellparameter des TPFs kompensiert werden. In einem numerischen Ansatz lässt sich mit

$$Z_{\text{in,BPF}} = Z_0 \frac{(1 + s_{11,\text{BPF}})}{(1 - s_{11,\text{BPF}})} \quad (3.16)$$

die komplexe Eingangsimpedanz des BPFs aus dessen komplexem Eingangsreflexionsfaktor $s_{11,\text{BPF}}$ bestimmen [Poz11]. Unter der Voraussetzung einer mit Gleichung 2.68 eingangsseitig angepassten Frequenzweiche lässt sich die komplexe Eingangsimpedanz des komplementären TPFs mit

$$Z_{\text{in,TPF}} = \frac{Z_0 - Z_{\text{in,BPF}}}{Z_0 + Z_{\text{in,BPF}}} \quad (3.17)$$

als Parallelschaltung der Filter berechnen. Daraus wird die komplexe Eingangsreflexion

$$s_{11,\text{TPF}} = \frac{Z_{\text{in,TPF}} - Z_0}{Z_{\text{in,TPF}} + Z_0} \quad (3.18)$$

des TPFs berechnet, die anschließend als Zielvorgabe für die Realisierung des Filters dient.

3.6.4 Realisierung der Frequenzweiche

Aufgrund der speziellen Anforderungen zur Verschaltung der beiden Filter als kontinuierliche Frequenzweiche ist die Verbindung der beiden Filter die Schlüsselkomponente der Frequenzweiche. Abbildung 3.35 zeigt aus der Literatur bekannte Möglichkeiten zur Realisierung einer T-Verzweigung [Hof83], [GGBB96]. Die rechtwinkelige Mikrostreifenleitungsverzweigung kommt in der symmetrischen Ausführung, wie in Abbildung 3.35a dargestellt, in nahezu allen integrierten Mikrowellenkomponenten vor. Gegenüber der idealisierten Verzweigung in Form einer reinen Parallelschaltung von drei Leitungen treten bei der realen Verzweigung Verzerrungen der Stromlinien auf den Leiterbahnen und der Massefläche sowie Verzerrungen der elektrischen und magnetischen Felder auf. Diese Effekte müssen entweder berücksichtigt oder

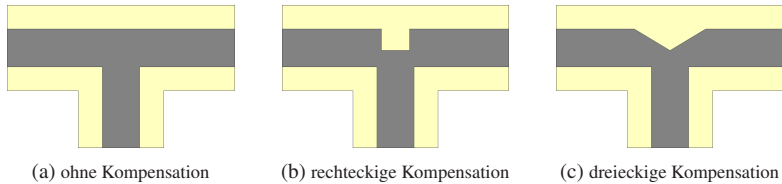


Abbildung 3.35: Realisierungsmöglichkeiten einer T-Verzweigung

durch Anpassungen der Leiterstruktur kompensiert werden. Zur Kompensation der Feldüberhöhung an der Stirnseite einer T-Verzweigung und des dadurch erhöhten Kapazitätsbelages schlagen unter anderem [THH03] und [Hof83] die in Abbildung 3.35b skizzierte rechteckige Aussparung vor. Auch dreieckige Aussparungen, wie in Abbildung 3.35c skizziert, oder Kombinationen aus unterschiedlichen Aussparungen an der Stirnseite der T-Verzweigung werden in der Literatur beschrieben [GGBB96]. In [Reh09] werden die Kanalabmessungen w_{SSL} und h_{SSL} der symmetrischen Streifenleitung an der T-Verzweigung eines vorgestellten Diplexers reduziert. Somit kann die Verzweigung kompakter gehalten werden und die Anordnung kommt dem Fall einer idealen, parallelen Verschaltung der Filter näher. Mit zusätzlichen kurzen Leitungssegmenten zwischen der Verzweigung und den Filtern wird eine Feinabstimmung des Diplexers vorgenommen.

Da eine reale T-Verzweigung immer eine endliche Ausdehnung aufweist, wird die Phasenbeziehung der komplexen Eingangsreflexionsfaktoren beider Filter dadurch auch immer beeinflusst. Hinzu kommt, dass die zu verschaltenden Filter nicht über 50- Ω -Eingangsleitungen verfügen. Das TPF hat am Eingang eine hochohmige – dünne – Leitung L_1 . Der erste Resonator R_1 des BPFs liegt auf der Rückseite des Substrates und wird kapazitiv angekoppelt. Die eigens für die Verschaltung eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters mit einem Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren entwickelte neuartige T-Verzweigung ist in Abbildung 3.36 skizziert. Das Substrat ist halbtransparent dargestellt, sodass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau zu sehen ist. Die gemeinsame Speiseleitung ist unten, das TPF auf der linken Seite und das BPF rechts angeordnet. Wie in den vorherigen Abschnitten beschrieben, dienen die umran-

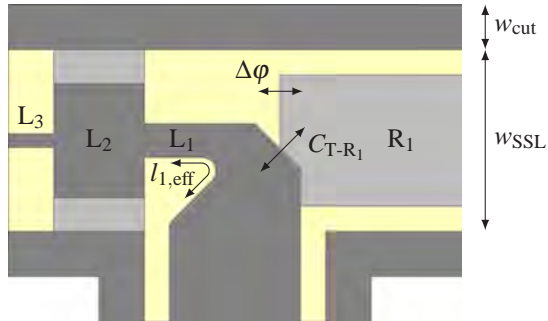


Abbildung 3.36: Layout der T-Verzweigung für die Verschaltung eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters mit einem Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren, mit der die Phasenbeziehung der Filter $\Delta\varphi$, die effektive Leitungslänge $l_{1,\text{eff}}$ und die Kopplung C_{T-R_1} optimal eingestellt werden können. Das Substrat ist halbtransparent dargestellt, so dass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau zu sehen ist.

denden Metallstrukturen der Platine als Außenkontur und ragen aufgrund ihrer Breite von w_{cut} nicht in den SSL-Kanal hinein. Zusätzlich ist die umrandende Metallstruktur großflächig mit dem Split-Block-Gehäuse verbunden und bietet somit einen guten elektrischen Kontakt zum Masseleiter. Das TPF ist so positioniert, dass die Rückseitenmetallisierung des zweiten Leitungssegmentes L_2 bündig mit der Kreuzung abschließt. So werden Stoßstellen im Kreuzungsbereich vermieden. Die effektive Länge des ersten Leitungssegmentes $l_{1,\text{eff}}$ wird durch die Verjüngung der gemeinsamen Zuleitung und einen Radius an der Innenseite des Leitungsknicks eingestellt. Somit wird ein weicher, weniger abrupter Übergang von der gemeinsamen Speiseleitung zur ersten hochohmigen Leitung L_1 geschaffen. Durch horizontale Verschiebung des BPFs kann die relative Phasenlage $\Delta\varphi$ der komplexen Eingangsflexionsfaktoren zwischen den beiden Filtern eingestellt werden. Um die kapazitive Kopplung C_{T-R_1} der Speiseleitung mit dem Resonator R_1 anzupassen, wird die obere rechte Ecke des Leitungsknicks der Speiseleitung abgeschrägt. Die abgerundete Innenseite und die abgeschrägte Außenseite kompensieren zusätzlich die parasitären Feld- und Stromlinienverzerrungen im Knickbereich, die insbesondere bei rechtwinkligen symmetrischen Leitungsknicken zur abrupten Richtungsänderung von

Leitungen auftreten. Bei einem unkompensierten Knick stellen sich im Vergleich zu längshomogenen Leitungen eine erhöhte Stromlinienkonzentration an der inneren Ecke und zusätzliche elektrische Streufelder an der äußeren Ecke ein [Hof83]. Mit der vorgeschlagenen neuartigen T-Verzweigung können die relevanten Kenngrößen – die relative Phasenlage der komplexen Eingangsimpedanzen der Filter zueinander $\Delta\varphi$, die effektive Leitungslänge $l_{1,eff}$ und die Kopplung C_{T-R_1} – optimal eingestellt werden.



Abbildung 3.37: Platinenlayout der Frequenzweiche mit den Dimensionen aus Tabelle 3.9 und der T-Verzweigung aus Abbildung 3.36. Das Stepped-Impedance-Tiefpassfilters ist auf der linken Seite und das Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren rechts angeordnet. Das Substrat ist halbtransparent dargestellt, so dass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau zu sehen ist.

Tabelle 3.9: Abmessungen der einzelnen Leitungsstrukturen für die Frequenzweiche aus Abbildung 3.37, * niederohmige Leitungssegmente mit Rückseitenmetallisierung

Tiefpassfilter Leitungssegment	L_1	L_2^*	L_3	L_4^*	L_5	
Länge l_{L_i} in mm	2,000	0,652	1,573	0,904	0,735	
Breite w_{L_i} in mm	0,745	2,509	0,303	1,722	0,184	
Bandpassfilter Resonator	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	
Länge l_{R_i} in mm	5,074	6,305	6,942	6,862	6,653	
Breite w_{R_i} in mm	2,9	2,9	2,9	2,9	2,9	
Bandpassfilter Kopplung	T-R ₁	R ₁ -R ₂	R ₂ -R ₃	R ₃ -R ₄	R ₄ -R ₅	R ₅ -P3
Überlappung $d_{i,j}$ in mm	0,267	0,157	0,087	0,088	0,242	1,098

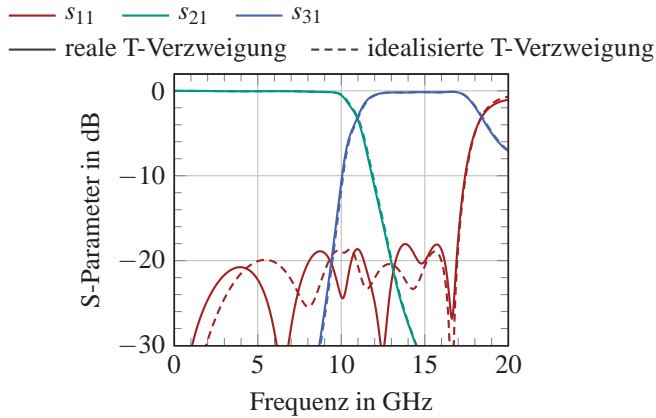


Abbildung 3.38: Simulationsergebnisse der in Abbildung 3.37 dargestellten Frequenzweiche mit den Abmessungen aus Tabelle 3.9 im Vergleich zu einer Frequenzweiche aus denselben Filtern mit einer idealisierten T-Verzweigung

Abbildung 3.37 zeigt das Platinenlayout des Diplexers mit halbtransparent dargestelltem Substrat, sodass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau zu sehen ist. Die gemeinsame Speiseleitung befindet sich unten. Die in den Unterabschnitten 3.6.2 und 3.6.3 entworfenen TP- und BPF sind links bzw. rechts angeordnet. Fünf Leitungssegmente – drei hochohmige Leitungsabschnitte und zwei niederohmige Leitungsabschnitte mit Rückseitenmetallisierung – bilden das Tiefpassfilter. Das Bandpassfilter besteht aus fünf gekoppelten Leitungsresonatoren, von denen zwei auf der Vorderseite und drei auf der Rückseite der Platine angebracht sind. Zusätzliche 50- Ω -Leitungen verbinden die Filterausgänge mit den Simulationsports am Platinenrand. Die Abmessungen des Platinenlayouts sind in Tabelle 3.9 aufgelistet.

Die Ergebnisse der elektromagnetischen Feldsimulation des Diplexers aus Abbildung 3.37 sind in Abbildung 3.38 zusammen mit den S-Parametern eines Diplexers mit denselben Filtern und einer idealisierten T-Verzweigung in Form einer reinen Parallelschaltung ohne endliche Ausdehnung dargestellt. Beide simulierten Frequenzweichen weisen eine Grenzfrequenz von 11 GHz und eine Einfügedämpfung von weniger als 0,3 dB im Durchlassbereich der jeweiligen

Filter auf. Die Kurvenverläufe der Transmissionen für Tiefpass s_{21} und Bandpass s_{31} sind für beide Simulationen nahezu identisch. Die Eingangsreflexion s_{11} der gemeinsamen Speiseleitung zeigt für die Simulation mit idealisierten T-Verzweigung geringfügig bessere Werte. Verglichen mit den Simulationsergebnissen des Frequenzweichenmodells aus Abbildung 3.29 verschlechtert sich die Eingangsanpassung der elektromagnetischen Feldsimulation mit realer Verzweigung in dem Frequenzbereich von DC bis 17 GHz nur geringfügig von 20 dB auf 18 dB. Der Vergleich zwischen realer und idealisierter Verzweigung macht deutlich, dass die eigens für die Verschaltung der beiden Filter entworfene T-Verzweigung eine gute Eingangsanpassung erzielt und die Transmissionsverläufe vernachlässigbar gering beeinflusst werden. Alle relevanten Kenngrößen der Verzweigung sind optimal eingestellt und das komplementäre Filterverhalten wird durch den modellbasierten Entwurf sichergestellt.

3.6.5 Aufbau und Messungen

Abbildung 3.39 zeigt Fotos der realisierten Frequenzweiche zu dem Platinenlayout aus Abbildung 3.37 mit den in Tabelle 3.9 aufgeführten Dimensionen. Die 60 mm × 30 mm große Gehäuseunterseite mit eingelegter Platine und angelöteten SMA-Steckern ist in Abbildung 3.39b zu sehen. Die Rückseite der Platine ist in Abbildung 3.39a dargestellt. Da das Substrat nur 203 μm stark ist, scheint die Metallisierung auf der Rückseite der jeweiligen Ansichten durch. Zusätzliche 50- Ω -Leitungen verbinden die Filterein- und Filterausgänge mit den SMA-SSL-Übergängen aus Unterabschnitt 3.3.1. Zwei Passstifte stellen die korrekte Ausrichtung der Gehäusehälften zueinander sicher. Mehrere dicht zueinander und nahe am SSL-Kanal platzierte Schrauben sorgen für eine gleichmäßige und spaltfreie Anpressung der Gehäusehälften.

Die Messung der Streuparameter erfolgt mithilfe des vektoriiellen 2-Tor-Netzwerkanalysators ZVA40 von Rohde & Schwarz im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 GHz. Dazu wird zunächst mit SOLT-Standards auf die Kabelenden des VNAs kalibriert. Die Messungen sind bei einer Zwischenfrequenzbandbreite von 100 Hz in einem 10 MHz Frequenzraster aufgenommen. Für beide Filterkanäle werden die Streuparameter durch separate 2-Tor-Messungen

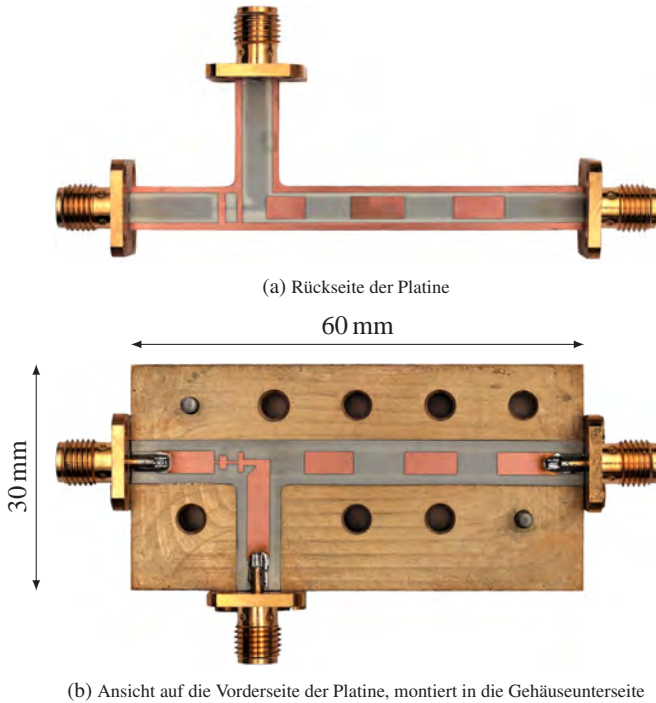


Abbildung 3.39: Fotos des Diplexers für den Frequenzbereich DC – 11 GHz – 17 GHz zu dem Platinenlayout aus Abbildung 3.37 mit den Dimensionen aus Tabelle 3.9. Das Stepped-Impedance-Tiefpassfilter ist auf der linken Seite und das Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren rechts angeordnet.

ermittelt, indem das jeweils offene Tor des Diplexers mit einem 50- Ω -Abschlusswiderstand reflexionsfrei abgeschlossen wird. In Abbildung 3.40 sind die gemessenen Streuparameter für die Eingangsreflexion s_{11} sowie die Transmission beider Filter im Vergleich zu den elektromagnetischen Feldsimulationen aufgetragen. Verglichen mit der Simulation zeigt die Messung mit maximal 0,6 dB eine leicht größere Einfügedämpfung im Durchlassbereich der beiden Filter. Zusätzlich fällt eine Verschiebung hin zu niedrigeren Frequenzen auf. Die gemessene Grenzfrequenz liegt bei $f_{c,mess} = 10,8$ GHz. Die gemessene Eingangsanpassung ist im relevanten Frequenzbereich besser als 15 dB und

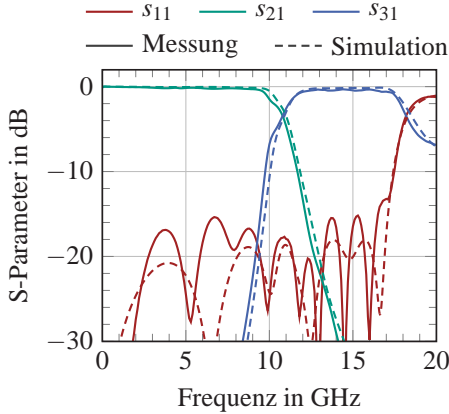


Abbildung 3.40: Gemessene und simulierte Eingangsreflexion s_{11} und Transmissionen durch die Filterpfade s_{21} und s_{31} für die in Abbildungen 3.37 und 3.39 dargestellte Frequenzweiche mit den Abmessungen aus Tabelle 3.9

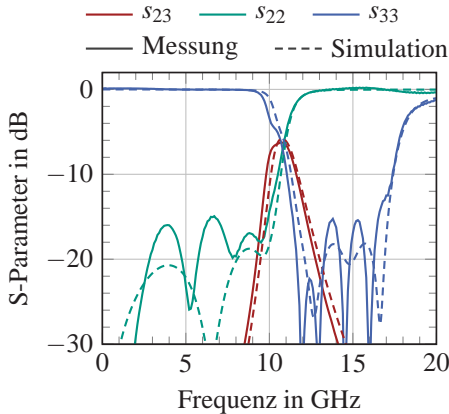


Abbildung 3.41: Übersprechen s_{23} und Ausgangsreflexionen s_{22} und s_{33} , jeweils gemessen und simuliert, für die in Abbildungen 3.37 und 3.39 dargestellte Frequenzweiche mit den Abmessungen aus Tabelle 3.9

damit 3 dB schlechter als in der Simulation. Abbildung 3.41 zeigt das gemessene und simulierte Übersprechen s_{23} sowie die Reflexionen s_{22} und s_{33} an den Ausgängen des Tiefpass- und Bandpassfilters. Während die Simulation ein maximales Übersprechen von $-5,8$ dB bei $10,8$ GHz berechnet, führen leicht höhere Verluste in der Messung zu einem maximalen Übersprechen von $-6,2$ dB. Mit s_{22} und s_{33} sind die Ausgänge der Frequenzweiche im jeweiligen Durchlassbereich der Filterpfade gemessen besser als 15 dB und simuliert besser als 18 dB angepasst. Im Sperrbereich der jeweiligen Filter verhalten sich die Ausgänge der Frequenzweiche reflektiv. Die Verschiebung der Messung gegenüber der Simulation hin zu niedrigeren Frequenzen ist ebenfalls für das Übersprechen und die Ausgangsreflexionen sichtbar.

Um die Frequenzverschiebung zu analysieren, werden zunächst die Fertigungstoleranzen bei der Herstellung des Gehäuses in Betracht gezogen. Die tatsächliche Dimension des SSL-Kanals $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = 3,98 \text{ mm} \times 2,94 \text{ mm}$ weichen geringfügig von dem Entwurf mit $4 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$ ab. Durch die veränderte Abmessung verschieben sich die Wellenwiderstände der einzelnen Leitungssegmente und die effektive Wellenlänge und daraus resultierend auch die Grenzfrequenz des Duplexers. Werden die tatsächlichen Abmessungen des SSL-Kanals berücksichtigt, so ergeben sich aus elektromagnetischen Feldsimulationen die in Abbildung 3.42 dargestellten Kurvenverläufe im Vergleich zur ursprünglichen Simulation mit den SSL-Kanalabmessungen $4 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$. Mit den tatsächlichen Abmessungen weicht die simulierte Grenzfrequenz $f_{\text{c,SSL-Kanal}} = 11,1 \text{ GHz}$ noch stärker von der Messung ab.

Für Substratmaterialien, die gewebte Fasern enthalten, ist allgemein bekannt, dass Messungen und Simulationen ein in der Frequenz zueinander verschobenes Verhalten aufweisen können [Coo11]. Unter Bezugnahme auf das Datenblatt des Rogers RO4003C™ Substrates [Rog18a] wurde die Dielektrizitätskonstante in den elektromagnetischen Feldsimulationen des Entwurfsprozesses auf $\epsilon_r = 3,38$ eingestellt. Da insbesondere Substrate mit Glasfasergewebeannteilen – wie Rogers RO4003C™ – inhomogen und anisotrop sind, kann die Permittivität für verschiedene Anwendungen und Umgebungsbedingungen variieren. Aufgrund der Inhomogenität des Materials ändert sich die Dielektrizitätskonstante lokal. Bei anisotropen Materialien sind die Eigenschaften nicht

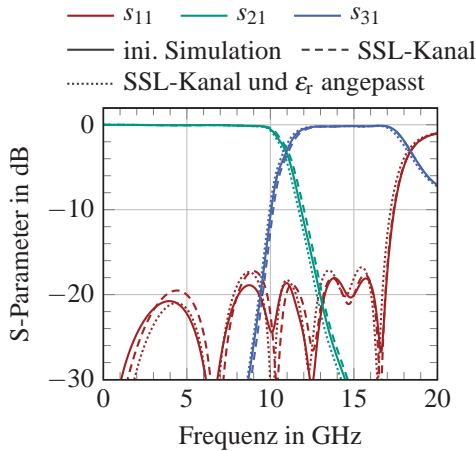


Abbildung 3.42: Simulationsergebnisse der in Abbildung 3.37 dargestellten Frequenzweiche mit den Werten aus Tabelle 3.9 im Vergleich zu Simulationsergebnissen mit den tatsächlichen SSL-Kanalabmessungen und angepasster Permittivität

für alle drei Achsen des Materials identisch. Aufgrund der Orientierung der Fasergewebe weist die Dicke (z -Achse) des Materials eine andere Permittivität als die x - oder y -Achse des Materials auf. Abhängig von der verwendeten Methode zur Charakterisierung des Substrates resultieren unterschiedliche Werte für die dielektrischen Eigenschaften [Coo15], [Rau09], [DVP87]. Zusätzlich ist die Permittivität im Allgemeinen auch von der Substratstärke h_{sub} abhängig [MMGZ19]. Diese Faktoren verursachen einen Fehler durch falsche Annahmen während des Entwurfsprozesses, was zu einer Frequenzverschiebung zwischen Entwurf und Messung führt. Um eine bessere Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung der realisierten Komponenten zu erhalten, können die auftretenden Effekte durch eine modifizierte Designkonstante für die Permittivität berücksichtigt werden. In Nachsimulationen kann eine gute Übereinstimmung mit der Messung für $\epsilon_r = 3,63$ gefunden werden [22].

3.7 Triplexer aus kaskadierten Diplexern

Ein Triplexer stellt die Erweiterung eines Diplexers um ein weiteres Unterfrequenzband dar. Indem drei Filter parallel geschaltet werden, kann ein Frequenzband in drei Teilbänder unterteilt bzw. drei Teilbänder zu einem Frequenzband kombiniert werden. In [20] ist der Entwurf eines Triplexers im Frequenzbereich von DC bis 17 GHz beschrieben. In symmetrischen Streifenleitungen wird ein Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit zwei Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren an einer gemeinsamen Leitungskreuzung verschaltet. Die komplexe Leitungskreuzung stellt sich dabei als Schwachpunkt der Umsetzung heraus, da die relevanten Kenngrößen der Verzweigung – die relative Phasenlage der komplexen Eingangsimpedanzen der Filter zueinander und die Kopplung zwischen der gemeinsamen Speiseleitung und den jeweils ersten Resonatoren der BPF – nicht hinreichend angepasst werden können.

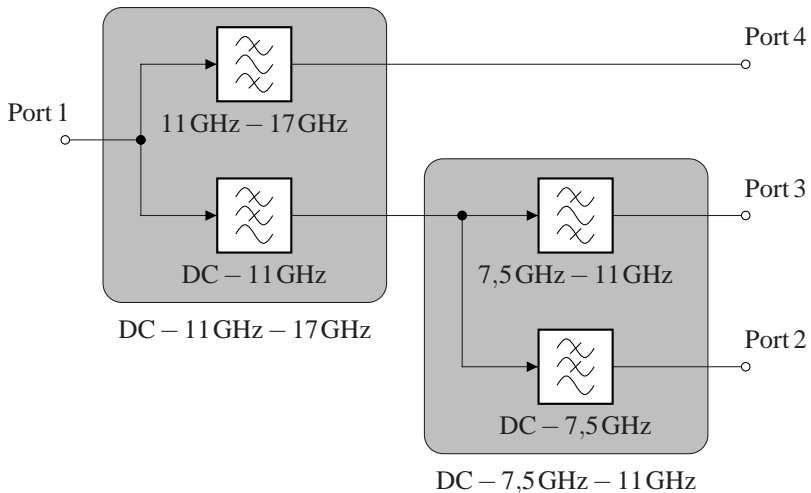


Abbildung 3.43: Blockschaltbild eines Triplexers aus zwei kaskadierten Diplexern für den Frequenzbereich: DC - 7,5 GHz - 11 GHz - 17 GHz

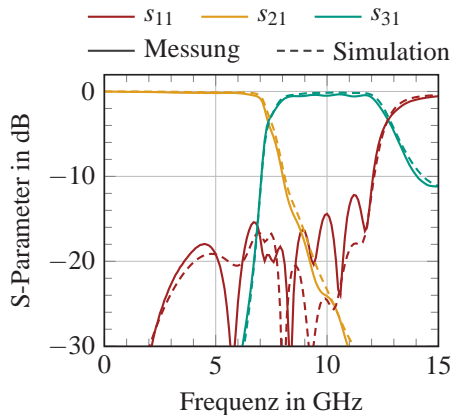


Abbildung 3.44: Mess- und Simulationsergebnisse eines nach dem in Abschnitt 3.6 beschriebenen Verfahrens entworfenen Diplexers für den Frequenzbereich: DC – 7,5 GHz – 11 GHz

Wie in Abbildung 3.43 dargestellt, kann ein Triplexer auch als Kaskade zweier Diplexer realisiert werden [22]. Dabei teilt ein erster Diplexer den Frequenzbereich in zwei Teilbänder DC – 11 GHz – 17 GHz auf, von denen ein Teilband mit einem zweiten Diplexer weiter unterteilt wird. Grundsätzlich kann jedes der beiden Teilbänder des ersten Diplexers weiter unterteilt werden. Um die Verluste möglichst gering zu halten, wird – ausschließlich zur Demonstration ohne spezielle Anwendung – das untere Teilband weiter in die Frequenzbereiche DC – 7,5 GHz – 11 GHz unterteilt.

In Abbildung 3.44 sind die Mess- und Simulationsergebnisse eines nach dem in Abschnitt 3.6 beschriebenen Verfahrens entworfenen Diplexers für den Frequenzbereich DC – 7,5 GHz – 11 GHz dargestellt. Unter Berücksichtigung der in Unterabschnitt 3.6.5 gewonnenen Erkenntnisse bezüglich Permittivität und der tatsächlichen SSL-Kanalabmessungen wird eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation erzielt. Die gemessene Eingangsanpassung ist bis 11 GHz besser als 15 dB. Sowohl simuliert als auch gemessen liegt die Grenzfrequenz bei 7,4 GHz. Die maximale gemessene Einfügedämpfung im Durchlassbereich der Filter liegt bei 0,5 dB.

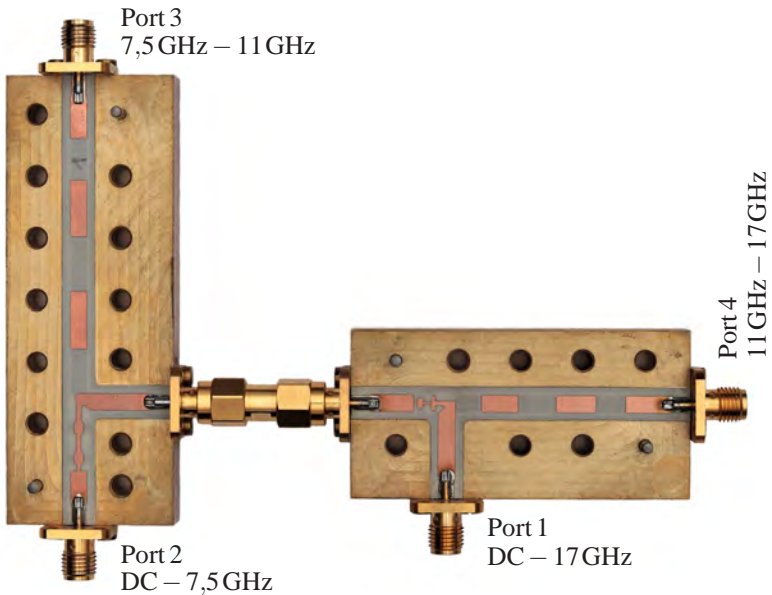


Abbildung 3.45: Foto des Triplexers aus zwei kaskadierten Diplexern wie in Abbildung 3.43 dargestellt für den Frequenzbereich DC – 7,5 GHz – 11 GHz – 17 GHz

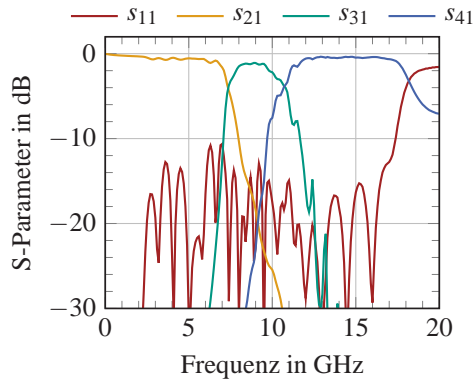


Abbildung 3.46: Messergebnisse des Triplexers aus zwei kaskadierten Diplexern aus Abbildung 3.45 für den Frequenzbereich DC – 7,5 GHz – 11 GHz – 17 GHz

Abbildung 3.45 zeigt ein Foto der kaskadierten Diplexer. Die geöffneten Gehäuse ermöglichen einen Einblick in die Filterstrukturen der Frequenzweichen. Als möglichst kompakte und direkte Verbindung zwischen den beiden Diplexern wird eine SMA-Kupplung eingesetzt. Die Messergebnisse der kaskadierten Diplexer sind in Abbildung 3.46 dargestellt. Wie in Unterabschnitt 3.6.5 erfolgt die Messung der Streuparameter mit einem 2-Tor-Netzwerkanalysator im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 GHz für alle drei Filterkanäle separat, indem die jeweils offenen Tore des Triplexers reflexionsfrei abgeschlossen werden. Verglichen zu den Einzelmessungen der Diplexer ist die Eingangsreflexion s_{11} an der gemeinsamen Speiseleitung stärker und liegt im Frequenzbereich von DC bis 17 GHz unterhalb von -10 dB. Mit einer maximalen Einfügedämpfung von 1,2 dB im Durchlassbereich des mittleren Frequenzbandes addieren sich die Verluste der beiden Frequenzweichen durch die Kaskadierung. Die Grenzfrequenzen der einzelnen Diplexer mit $f_{c1} = 7,4$ GHz und $f_{c2} = 10,8$ GHz bleiben durch die Kaskadierung erhalten.

3.8 Schlussfolgerungen zu dem Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen

Der modellbasierte Entwurf stellt eine effiziente neuartige Methode zur Entwicklung und Optimierung breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen dar. Modellbildung der elektromagnetischen Feldsimulation nach jedem Iterationsschritt ermöglicht einen Vergleich und damit die Kenntnis über Abweichungen der einzelnen Ist- und Ziel-Modellparameter. Dies ermöglicht eine gezielte Optimierung der Filter in wenigen Iterationsschritten. Zusätzlich bietet der modellbasierte Entwurf die Möglichkeit unterschiedliche Filtertypen – TPF, BPF oder HPF – mit beliebigen Filterordnungen zu kombinieren und lässt sich auf mehr als zwei Frequenzbänder – von Diplexern auf Triplexer oder Multiplexer – erweitern.

Die eigens zur Verschaltung einer gemeinsamen Speiseleitung mit einem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und einem Bandpassfilter aus gekoppelten

Leitungsresonatoren entwickelte T-Verzweigung ermöglicht die optimale Einstellung aller relevanten Kenngrößen. Elektromagnetische Feldsimulationen eines Diplexers mit der neuartigen T-Verzweigung weisen kaum Abweichungen im Vergleich zu Schaltungssimulationen mit idealisierter Verzweigung – in Form einer reinen Parallelschaltung ohne endliche Ausdehnung – auf.

Mehrere realisierte Diplexer belegen die Effizienz des entwickelten Prozesses zum modellbasierten Entwurf breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen. Leichte Frequenzverschiebungen zwischen Simulation und Messung sind auf Fertigungstoleranzen der gefrästen Split-Block-Gehäuse sowie Abweichungen der Dielektrizitätskonstante ϵ_r des verwendeten Substrates zurückzuführen. Unter Berücksichtigung dieser Effekte kann in Nachsimulationen eine gute Übereinstimmung mit den Messungen erzielt werden.

4 Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich

Für die Realisierung von Schaltungen im mmW-Frequenzbereich stehen eine Vielzahl möglicher Materialien und Prozesse zur Verfügung. Gängige Trägermaterialien mit einem geringen dielektrischen Verlustfaktor $\tan \delta$ bei hohen mmW-Frequenzen sind unter anderem: hochreine Al_2O_3 -Keramiken, Quarzgläser, PTFE, Polyimide, Flüssigkristallpolymere (LCP, eng. liquid-crystal polymer) oder Niedertemperatur-Einbrand-Keramiken (LTCC, eng. low temperature cofired ceramic) [Hof83], [Hil06], [Che16], [KKC10]. Der Trend zu immer dünneren Substraten in der modernen Aufbau- und Verbindungstechnik ermöglicht eine erhöhte Integrationsdichte und minimiert Verbindungsverluste [PSVV13], [vdS⁺14]. Die Strukturierung von Leiterbahnen im 10- μm -Bereich wird mit Dünnschichttechniken ermöglicht.

Motiviert durch die Kooperation mit der Firma FormFactor [For20], die neben On-Wafer-Messspitzen auch Nadelkarten (engl. probe cards) für den simultanen Test von ganzen Wafern bzw. mehreren integrierten Schaltungen auf einem Wafer herstellt, fällt die Wahl der verwendeten Technologie in dieser Arbeit auf einen Dünnschichtprozess mit Polyimidsubstrat. Die Pyramid-PlusTM-Nadelkarte von FormFactorTM besteht beispielsweise aus einem Pyramidenstumpf auf dem ein Polyimidsubstrat montiert ist. An der abgeflachten Spitze des Pyramidenstumpfes sind mehrere Kontaktspitzen auf dem Substrat angebracht. Mit Dünnschichttechnik sind Leiterbahnen auf dem Substrat strukturiert. Zusätzlich kann die Polyimidplatte mit elektrischen Bauteilen bestückt werden. Da das Material geringe Verluste aufweist, der Polyimid-Dünnschichtprozess feine Strukturen auflöst und Kontaktspitzen montiert werden können, ist der Prozess zur Realisierung von Dual-Band-On-Wafer-Messspitzen für den mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz geeignet.

In Anlehnung an diesen Prozess werden die Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich in dieser Arbeit mit einem vergleichbaren Platinenaufbau hergestellt. Es folgt ein Überblick über den Fertigungsablauf und die erreichbaren Prozessierungsgenauigkeiten der verwendeten Dünnschicht-Polyimidplatinen. Anschließend werden, basierend auf dem in Kapitel 3 erarbeiteten Vorgehen, breitbandige Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich bis 170 GHz realisiert und umfassend analysiert.

4.1 Fertigung der Dünnschicht-Polyimidplatinen

Abbildung 4.1 zeigt die schematische Darstellung der einzelnen Produktionsschritte des in dieser Arbeit verwendeten HiCoFlex[®]-Dünnschichtprozesses der Firma Hightec MC AG [Hig20] mit einer Substratlage, zwei Metalllagen und Durchkontaktierungen. Das im HiCoFlex[®]-Prozess verwendete Substratmaterial ist das Polyimid DuPont PI-2611 mit einer Permittivität von $\epsilon_r = 2,9$. Der verwendete Prozess ermöglicht ultradünne (hier: $h_{\text{sub}} = 20\ \mu\text{m}$) und flexible Schaltungen unter Verwendung einer hochpräzisen additiven Dünnschichttechnik mit minimaler Leitungs- und Spaltbreite von $10\ \mu\text{m}$. Aufgrund der verwendeten Materialien und der geringen Substratstärke können die folienartigen Schaltungen sogar gefaltet werden [FAB⁺99], [BKL09]. Der Standard-HiCoFlex[®]-Prozesses sieht keine Rückseitenmetallisierung vor, wie sie für die in Unterabschnitt 3.1.1 beschriebene Realisierung der SSL notwendig ist, ermöglicht aber mehrlagige Schaltungen durch sukzessives Aufbringen von Substrat- und Metalllagen. Die Rückseite der untersten Substratlage bleibt im Standardprozess stets unstrukturiert und bildet eine Isolationsschicht gegenüber der darauf aufgetragenen Schaltung. Da für die Realisierung der symmetrischen Streifenleitung, wie in Abbildung 3.1b dargestellt, eine zweilagige Platine mit Durchkontaktierungen notwendig ist, wird der Standardprozess wie im Folgenden beschrieben modifiziert.

Im ersten Schritt (a) des modifizierten Fertigungsablaufes in Abbildung 4.1 wird die thermisch lösbare Klebefolie Realpha 3195V der Firma Nitto Denko Corp. mit einem Handroller auf einen $15\ \text{cm} \times 15\ \text{cm}$ großen Glasträger aufge-

bracht und gleichmäßig angepresst. Bei der Klebefolie handelt es sich um eine spezielle wärmelösbare Klebefolie, die auf einer Seite (dem Glsträger zugewandt) dauerhaft klebend ist, während die andere Seite bei Raumtemperatur klebend ist und nach einmaligem Erwärmen auf 170 °C ihre Klebewirkung verliert. In Schritt (b) wird das 20 µm starke DuPont PI-2611 Polyimidsubstrat auf die Klebefolie aufgebracht und mit einem Handroller gleichmäßig angepresst. Mit hochpräziser additiver Dünnschichttechnik werden die Leitungsstrukturen der Platinenvorderseite in (c) mit minimaler Leitungs- und Spaltbreite von 10 µm erzeugt und galvanisch verstärkt. Durch Erwärmen des Glsträgers

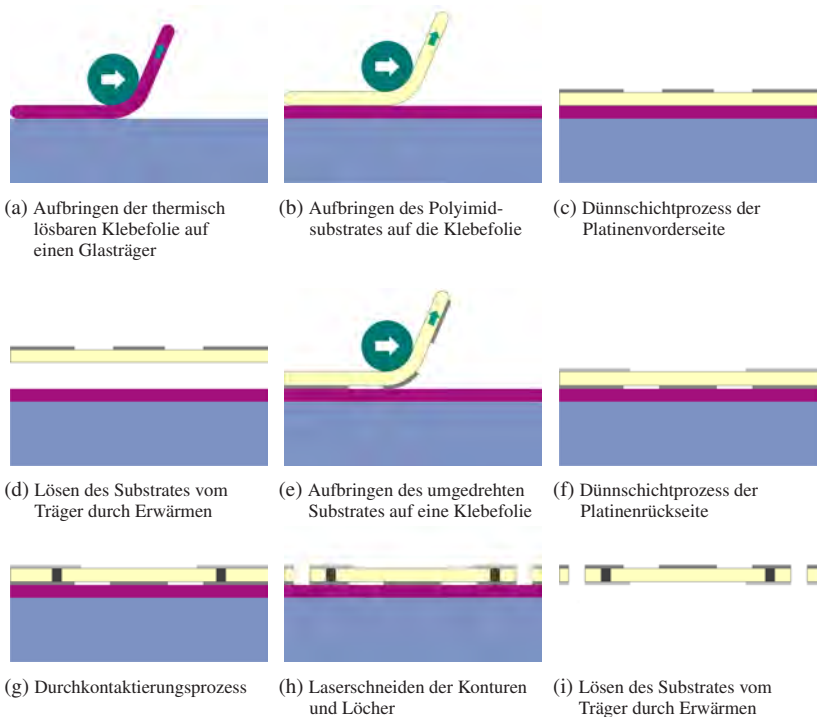


Abbildung 4.1: Schematische Darstellung der Produktionsschritte des modifizierten Hightec HiCoFlex[®]-Prozesses mit einer Substratlage, zwei Metallagen und Durchkontaktierungen [Fig20]

auf 180 °C wird das Substrat in (d) vom Träger gelöst und in (e) umgedreht auf einen neuen Träger aufgebracht. Anschließend werden in Schritt (f) die Leitungsstrukturen auf der Platinenrückseite erzeugt. Das Substrat wird für den Durchkontaktierungsprozess in (g) mit einem Laser geöffnet und anschließend galvanisch durchkontaktiert. In Schritt (h) werden die Konturen der einzelnen Schaltungen und die vorgesehenen Löcher zur Montage der Platinen ebenfalls mit einem Laser geschnitten. Nach der Fertigstellung werden die einzelnen Schaltungen in (i) durch Erwärmen vom Glasträger gelöst.

Die komplexe Fertigung der Dünnschicht-Polyimidplatinen ermöglicht mit den geringen Strukturgrößen sehr kompakte und flexible Schaltungen. Sie ist aber insbesondere bei Anwendungen im mmW-Bereich anfällig für auftretende Toleranzen, bedingt durch die Vielzahl an Fertigungsschritten und die Bearbeitung an mehreren Maschinen. Beim Ablösen des Substrates in (d) und dem erneuten Aufbringen auf einem Träger in (e) wird die Maßhaltigkeit der Platine entscheidend beeinflusst. Das sehr dünne Substrat dehnt sich durch das Erwärmen beim Ablösen aus bzw. zieht sich beim Abkühlen wieder zusammen und kann beim Aufbringen zusätzlich gestreckt werden. Dadurch werden makroskopisch betrachtet Vorder- und Rückseite des Substrates über dem gesamten Nutzen von 15 cm × 15 cm verzerrt. Einzelne Schaltungen, die auf dem Nutzen platziert sind, erfahren so einen Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung. Diese Streckung der Vorder- gegenüber der Rückseitenmetallisierung ist zur Veranschaulichung in Abbildung 4.1 überproportional vergrößert dargestellt. Neben den eigentlichen Schaltungen dienen Passermarken (engl. fiducial marker) als optische Referenzpunkte beim Maschinenwechsel zwischen den einzelnen Fertigungsschritten. Beim Einlesen der Positionen und durch die Verzerrung des gesamten Substrates kommt es zu Abweichungen, die sich über den gesamten Fertigungsprozess fortpflanzen. Auf die Auswirkungen des Versatzes zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung und des Versatzes der Löcher zur Positionierung der Platinen im Split-Block-Gehäuse wird in ausführlichen Toleranzanalysen in Abschnitt 4.4 eingegangen.

4.2 On-Wafer-Messplatz für 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz

Die messtechnische Charakterisierung der Test- und Diplexerstrukturen im Frequenzbereich bis 170 GHz stellt im Vergleich zu den Messungen der skalierten Strukturen aus Kapitel 3 einen deutlich erhöhten Aufwand dar. Die S-Parameter der skalierten Prototypen in Kapitel 3 werden mithilfe eines 2-Tor-Netzwerkanalysators im Frequenzbereich von 10 MHz bis 20 GHz kabelgebunden erfasst. Dabei werden die einzelnen Pfade des Diplexers – TP-Pfad und BP-Pfad – separat vermessen und das jeweils offene Tor des Diplexers mit einem 50- Ω -Abschlusswiderstand reflexionsfrei abgeschlossen.

Im Frequenzbereich bis 170 GHz wird der On-Wafer-Messplatz am IHE zur Charakterisierung der Frequenzweichen eingesetzt. Die drei Tore des Diplexers werden hierbei mit On-Wafer-Messspitzen kontaktiert. Der entsprechende Leitungsübergang von der On-Wafer-Messspitze auf die SSL ist in Unterabschnitt 4.3.1 beschrieben. Um die Strukturen im Frequenzbereich von DC bis 170 GHz zu charakterisieren, sind mehrere separate Messungen notwendig: Die Frequenzbereiche DC bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz werden von unterschiedlichen Frequenzerweiterungsmodulen abgedeckt, separat erfasst und anschließend in einem gemeinsamen Plot zusammengefügt. Da nur jeweils zwei Frequenzerweiterungsmodule zur Verfügung stehen, werden 2-Tor-Messungen der einzelnen Pfade der Diplexer durchgeführt und das jeweils offene Tor des Diplexers reflexionsfrei abgeschlossen. Der On-Wafer-Messplatz besteht aus einer Summit-12000-Probestation der Firma FormFactor [For20], die mit einem Keysight PNA-X N5247A VNA, einem N5262A-Millimeterwellenmodultreiber von Keysight und verschiedenen Frequenzerweiterungsmodulen ausgestattet ist. Für den Frequenzbereich bis 110 GHz stehen Keysight N5260-60003/4-T/R [Key17] Frequenzerweiterungsmodule und im Bereich von 110 GHz bis 170 GHz V06VNA2-T/R-A-Millimeterwellenmodulen von Oleson Microwave Labs Inc. (OML) zur Verfügung. Die folgenden Messungen sind in einem 100 MHz Raster bei einer Zwischenfrequenzbandbreite von 100 Hz aufgenommen. Zur Kontaktierung des Messobjektes werden

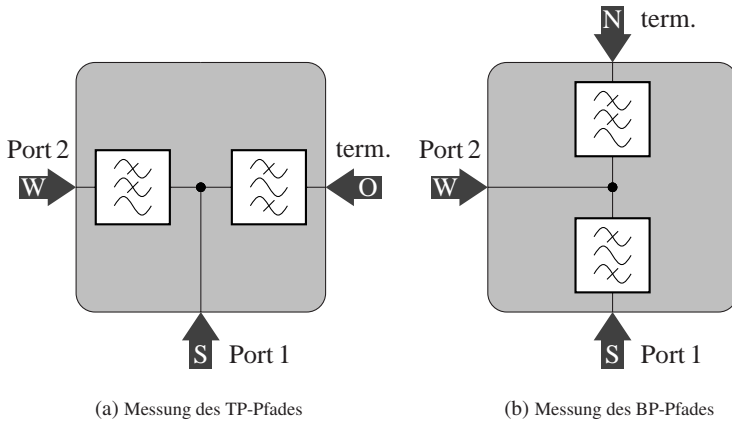


Abbildung 4.2: Schematische Anordnung der On-Wafer-Messspitzen zur Streuparametermessung der realisierten Diplexer: Zwei Messspitzen sind mit den Ports 1 und 2 des Netzwerkanalysators verbunden, während eine dritte Messspitze als Abschluss (engl. termination) dient.

I110-A-GSG-100 und I170-GSG-100-BT FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen mit einem Kontaktrastermaß (engl. pitch) von 100 µm verwendet. Für die Kalibrationen werden die Kalibrationssubstrate (ISS, engl. impedance standard substrates) 104-783A und 138-357 von FormFactor™ sowie das CS-5 Kalibrationssubstrat von GGB Industries eingesetzt.

Die On-Wafer-Messspitzen sind auf manuellen 3-Achs-Kreuztischen montiert, die eine Feineinstellung der Messspitzenposition in x-, y- und z-Richtung mit einer Genauigkeit von bis zu 3 µm ermöglichen. Darüber hinaus ermöglichen zusätzliche Vorrichtungen an den Kreuztischen die Einstellung der Neigung der jeweiligen Messspitzen, um diese am Messobjekt auszurichten – zu planarisieren – und somit eine ordnungsgemäße elektrische Verbindung für alle drei Kontaktspitzen sicherzustellen.

Abbildung 4.2 zeigt den schematischen Messaufbau zur Streuparametermessung eines Diplexers. Aufgrund des endlichen Bauraums der zur Verfügung stehenden FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen sowie der Positionierische kann ein Messobjekt jeweils nur von einer Messspitze pro Himmelsrich-

tung kontaktiert werden. Eine T-förmige Anordnung der drei Zuleitungen eines Diplexers erfüllt somit die grundsätzliche Voraussetzung für den On-Wafer-Messplatz. Für Streuparametermessungen werden zwei Anschlüsse des Diplexers mit den Ports 1 und 2 des Netzwerkanalysators verbunden, während eine dritte reflexionsfrei abgeschlossene Messspitze als Abschluss (engl. termination) dient. Bei einem kalibrierten On-Wafer-Messaufbau kann die Position der auf 3-Achs-Kreuztischen montierten Messspitzen nach der Kalibration verändert werden. Ein Umbau der Messspitzen an andere Positionen – andere Himmelsrichtungen – bedarf der Demontage und erneuten Montage des Aufbaus und damit verbunden einer erneuten Kalibration. Daher wird für die, in Abbildung 4.2 skizzierten, Streuparametermessungen eines Diplexers wie folgt vorgegangen: Die zwei Messspitzen im Süden (S) und Westen (W) sind für 2-Tor-Messungen mit den Ports 1 und 2 des Netzwerkanalysators verbunden. In einer ersten Messung wird der TP-Pfad charakterisiert, der Diplexer wird dazu mit dem TPF nach Westen, dem BPF nach Osten (O) und dem gemeinsamen Anschluss nach Süden ausgerichtet. Eine dritte reflexionsfrei abgeschlossene Messspitze kontaktiert dabei den Anschluss des BPFs. Für Streuparametermessungen des BP-Pfades wird der Diplexer um 90° gedreht und die dritte reflexionsfrei abgeschlossene Messspitze im Norden (N) am Ausgang des TPFs angebracht. Die Kalibration aus der Messung des TP-Pfades bleibt dabei erhalten, da die mit dem Netzwerkanalysator verbundenen Messspitzen ihre Positionen beibehalten. Nach Abschluss der Messungen wird die Nummerierung der Ports zur Konsistenz an die Nomenklatur dieser Arbeit aus Abbildung 2.18 angepasst, sodass Port 1 den gemeinsamen Anschluss des Diplexers, Port 2 den Anschluss des TP-Pfades und Port 3 den Anschluss für den BP- bzw. HP-Pfad darstellt.

4.2.1 Reflexionsfrei abgeschlossene On-Wafer-Messspitzen

Als möglichst reflexionsfreier Leitungsabschluss werden FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen mit passenden Abschlüssen eingesetzt. Im Frequenzbereich bis 110 GHz werden Messspitzen mit 1,0-mm-Koaxialanschlüssen

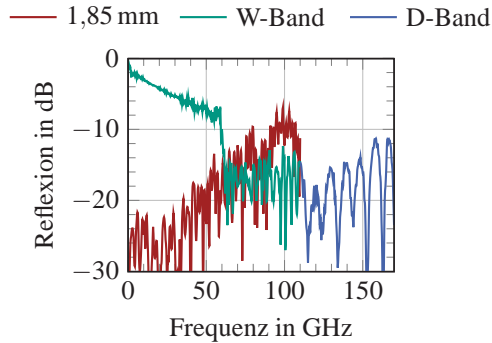


Abbildung 4.3: Gemessene Eingangsreflexion von FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen mit unterschiedlichen Leitungsabschlüssen

verwendet. Da für die Messungen kein 1,0-mm-Leitungsabschluss zur Verfügung steht, wird an der On-Wafer-Messspitze ein 1,0-mm-Koaxialkabel zusammen mit einem Adapter auf einen 1,85-mm-Koaxialanschluss und einem 1,85-mm-Abschluss angeschlossen. Der 1,85-mm-Abschluss ist bis 67 GHz spezifiziert [Lou16] und weist mit zunehmender Frequenz eine steigende Reflektivität auf. Um die On-Wafer-Messspitze auch oberhalb von 67 GHz möglichst reflexionsfrei abschließen zu können, wird von einem 1,0-mm-Kabel auf einen W-Band-Hohlleiter, der mit einem Hohlleiterabschluss verbunden ist, adaptiert. Die Hohlleiterkomponenten sind von 75 GHz bis 110 GHz spezifiziert und weisen eine Grenzfrequenz von $f_{c,TE_{10}} = 59,05$ GHz auf [RB79]. Im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz werden FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen mit D-Band-Hohlleiteranschlüssen verwendet und mit einem entsprechenden Hohlleiterabschluss terminiert.

Die endliche Anpassung der On-Wafer-Messspitzen mit den beschriebenen Abschlüssen beeinflusst die Streuparametermessungen der Frequenzweichen und beschränkt die messbare Eingangsanpassung. Um die abgeschlossenen Messspitzen zu charakterisieren, wird der im vorherigen Unterabschnitt beschriebene On-Wafer-Messplatz mit den entsprechenden Frequenzerweiterungsmodulen und On-Wafer-Messspitzen für 2-Tor-Messungen ausgestattet und eine in Ab-

schnitt 2.6.2 beschriebene LRRM-Kalibration durchgeführt. Anschließend wird eine der beiden On-Wafer-Messspitzen mit den beschriebenen Abschlüssen terminiert und beide Messspitzen werden auf der Verbindungsleitung (L) des Kalibrationssubstrates aufgesetzt, um so die Eingangsreflexion der abgeschlossenen On-Wafer-Messspitze zu messen.

Abbildung 4.3 zeigt die Eingangsreflexionen der On-Wafer-Messspitzen mit den unterschiedlichen Leitungsabschlüssen. Die Messspitze mit 1,85-mm-Abschluss weist mit zunehmender Frequenz eine steigende Reflektivität auf und ist bis 67 GHz besser als 12 dB angepasst. Der W-Band-Hohlleiterabschluss hat für Frequenzen oberhalb von 67 GHz eine geringere Reflektivität gegenüber dem 1,85-mm-Abschluss und ist zwischen 60 GHz und 110 GHz besser als 12 dB angepasst. Die Grenzfrequenz des W-Band-Hohlleiters ist klar ersichtlich, denn unterhalb von 59,05 GHz stellt der Hohlleiter eine Totalreflexion dar. Für diesen Fall ergibt sich die Eingangsreflexion aus dem Doppelten der Summe der Einfügedämpfungen von der Messspitze und dem 1,0-mm-Verbindungskabel. Eine mit einem D-Band-Hohlleiterabschluss abgeschlossene On-Wafer-Messspitze ist im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz ebenfalls besser als 12 dB angepasst. Durch die Kombination mehrerer Messungen für verschiedene Frequenzbereiche und die Wahl der jeweils bestmöglich abgeschlossenen On-Wafer-Messspitzen in diesem Frequenzbereich kann das jeweils offene Tor eines Diplexers bei 2-Tor-Streuparametermessungen stets besser als 12 dB abgeschlossen werden.

4.2.2 90-Grad-On-Wafer-Kalibration

Für Streuparametermessungen der Diplexer muss der On-Wafer-Messplatz zuvor geeignet kalibriert werden. Dazu wird die in Abschnitt 2.6.2 beschriebene LRRM-Methode eingesetzt. Wie in Abbildung 4.2 skizziert, werden die On-Wafer-Messspitzen für Streuparametermessungen der Diplexer um 90° zueinander verdreht montiert, was den Kalibrationsprozess deutlich erschwert. In einem gewöhnlichen Messaufbau werden die Messspitzen stets gegenüberliegend voneinander platziert, um z. B. gerade Leitungen oder Verstärker messen zu können. Auch die Kalibrationssubstrate sind auf diese Anordnung ausgelegt.

Mit den zu den jeweiligen FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen zugehörigen Kalibrationssubstraten (104-783A für $f < 110$ GHz und 138-357 für $f > 110$ GHz) ist eine Kalibration mit um 90° zueinander verdrehten Messspitzen nicht ohne Weiteres möglich. Die Kalibrationssubstrate beinhalten ausschließlich Standards mit geraden Leitungen bzw. gegenüberliegende Strukturen. Das Kalibrationssubstrat CS-5 von GGB Industries ist, wie die FormFactor™ Kalibrationssubstrate, aus einer hochreinen Al_2O_3 -Keramik und Koplanarleitungen mit einem identischen Masse-zu-Masse-Abstand (engl. *g2g*, ground to ground) von $g2g = 100\mu\text{m}$ und einer Leiterbreite von $w = 50\mu\text{m}$ aufgebaut, enthält aber zusätzlich zu den geraden Strukturen um 90° verdrehte Standards sowie Durchgangsleitungen mit einer 90° -Kurve. Zusätzlich unterscheiden sich die Realisierungen einzelner Standards auf den unterschiedlichen Kalibrationssubstraten. So wird beispielhaft der Leerlauf eines Kalibrationssubstrates mit Kontaktflächen realisiert, während für ein anderes Kalibrationssubstrat eine sich in der Luft befindende Messspitze (engl. *open in air*) als Leerlauf vorgesehen ist. Der Kurzschluss wird auf einem Kalibrationssubstrat als ein breiter Streifenleiter ausgeführt. Auf einem anderen Kalibrationssubstrat sind die Kontaktflächen mit dünnen Leitungen miteinander verbunden.

Da die Feldverteilung und damit das elektrische Verhalten eines Kalibrationsstandards von der Geometrie der On-Wafer-Messspitze und des Standards abhängen und geeignete Kalibrationskoeffizienten für die iterative Berechnung des LRRM-Algorithmus nicht herstellerübergreifend zur Verfügung stehen, wird zur Kalibration wie folgt vorgegangen: In einem Messaufbau mit um 90° zueinander verdreht montierten Messspitzen werden für die beiden Frequenzbereiche DC bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz je zwei Kalibrationssubstrate verwendet. Für die Standards Open, Short und Match (RRM) werden die für den jeweiligen Frequenzbereich und zu den FormFactor™ Infinity On-Wafer-Messspitzen zugehörigen Kalibrationssubstrate von FormFactor™ verwendet und an beiden Ports einzeln gemessen. Da die Geometrie der Leitungen mit $g2g = 100\mu\text{m}$ und $w = 50\mu\text{m}$ bei allen verwendeten Kalibrationssubstraten identisch ist und das CS-5 Kalibrationssubstrat von GGB Industries 90° -Leitungskurven zur Verfügung stellt, werden diese als Line-Standard (L) für beide Frequenzbereiche verwendet.

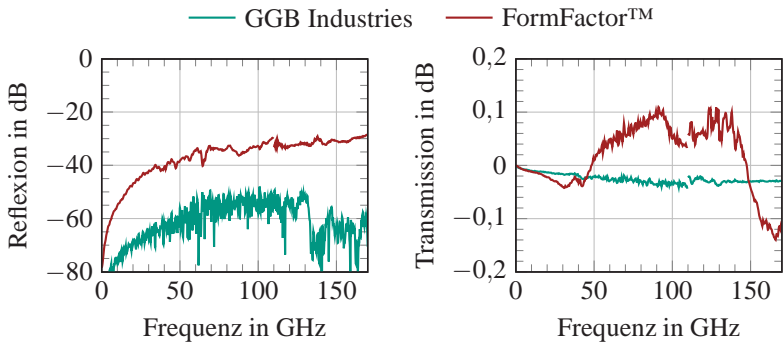


Abbildung 4.4: Gemessene Streuparameter der Line-Standards (200 μm lange Koplanarleitungen) von GGB Industries und FormFactor™ bei LRRM-Kalibration auf den Line-Standard des CS-5 Kalibrationssubstrates von GGB Industries und die Standards Open, Short und Match (RRM) von FormFactor™ 104-783A bzw. 138-357

Um den Fehler durch das Mischen verschiedener Kalibrationssubstrate abzuschätzen, wird in einer geraden Konfiguration – Messspitzen gegenüberliegend angeordnet (engl. in-line) – ebenfalls auf den Line-Standard (L) von GGB Industries und die Standards Open, Short und Match (RRM) von FormFactor™ kalibriert, anschließend werden die Streuparameter der Durchgangsleitungen identischer Länge von 200 μm auf beiden Kalibrationssubstraten gemessen. Das Vorgehen wird jeweils in den beiden Frequenzbereichen DC bis 110 GHz und 110 GHz bis 170 GHz durchgeführt. Die gemessenen Streuparameter der Durchgangsleitungen sind in Abbildung 4.4 zusammengestellt dargestellt. Durch das manuelle Aufsetzen der Messspitzen entstehen zusätzliche Fehler, die zur Abweichung von einer idealen Leitung führen. Die Durchgangsleitung von GGB Industries, auf die kalibriert wurde, ist besser 48 dB angepasst und weist eine mit der Frequenz steigende Einfügedämpfung mit einem Maximum von 0,04 dB auf. An der Bandkante bei 110 GHz ist ein Sprung in der Transmission erkennbar. Die Messung der Durchgangsleitung von FormFactor™ zeigt eine im Vergleich schlechtere Anpassung, die im gesamten Frequenzbereich besser als 28 dB ist. Die Transmissionsmessungen der Durchgangsleitungen weisen Abweichungen von $\pm 0,15$ dB auf. Positive Werte der Transmission

weisen einerseits auf Unsicherheiten in der Messung hin, z. B. durch das manuelle Aufsetzen der Messspitzen mit einer Positioniergenauigkeit von wenigen Mikrometern, können aber auch durch unterschiedliche Dämpfungen – dielektrische Verluste der Substrate und ohmsche Verluste der Streifenleiter – der Durchgangsleitungen verursacht werden. Für Transmissionsmessungen lässt sich aus dieser Betrachtung der zu erwartende Fehler durch die Kalibration auf Standards verschiedener Kalibrationssubstrate auf geringer als $\pm 0,15$ dB abschätzen.

Mit der LRRM-Kalibration wird der Messaufbau auf die On-Wafer-Messspitzen kalibriert. Um die Referenzebene der Streuparametermessung von den On-Wafer-Messspitzen in die SSL zu verschieben und somit das Diplexerverhalten gesondert betrachten zu können, wird eine in Unterabschnitt 4.3.1 beschriebene mTRL-Kalibrationsstruktur eingesetzt und als zweite Stufe einer zweistufigen Kalibration, bei der Aufbereitung der Daten (engl. post-processing), auf die bereits LRRM-kalibrierte Messung angewendet [WCS⁺14].

4.3 Millimeterwellen-Leitungsübergänge

Für den Aufbau von Frequenzweichen im mmW-Frequenzbereich bis 170 GHz werden unterschiedliche Anschlussmöglichkeiten vorgesehen. Um Teststrukturen und die aufgebauten Diplexer messtechnisch zu charakterisieren, wird im Folgenden ein Übergang von der symmetrischen Streifenleitung auf Kontaktflächen entworfen. Mit dem in Abschnitt 4.2 beschriebenen Messsystem und den entsprechenden On-Wafer-Messspitzen werden die Teststrukturen und Frequenzweichen für Streuparametermessungen über die Kontaktflächen kontaktiert.

Die in Kapitel 1 vorgeschlagene Integration von Frequenzweichen in On-Wafer-Messspitzen erfordert Übergänge auf 1,0-mm-Koaxial- und D-Band-Hohlleiter, die ebenfalls in den folgenden Unterabschnitten beschrieben sind, aber aufgrund ihrer eingeschränkten Nutzbandbreite keine vollständige Charakterisierung der Frequenzweichen zulassen.

4.3.1 GCPW-SSL-Übergang

Um Teststrukturen und Diplexer mit der am IHE verfügbaren On-Wafer-Mess-technik zu charakterisieren, wird im Folgenden ein Übergang von der symmetrischen Streifenleitung auf Kontaktflächen (engl. pads) entworfen. Bei Kontaktflächen, die mit On-Wafer-Messspitzen kontaktiert werden, handelt es sich im Wesentlichen um koplanare Leitungsstrukturen. Da die koplanare Leitungsstruktur auf demselben Substrat wie die SSL realisiert wird und dieses für die Kontaktierung mit Messspitzen mechanisch stabil sein muss, wird eine Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung entworfen, die auf dem Unterteil des metallischen Split-Block-Gehäuses aufliegt. Mit dem in Abschnitt 4.1 beschriebenen Polyimidsubstrat wird eine 50- Ω -Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung, wie in Abbildung 2.4 dargestellt, mit einem Masse-zu-Masse-Abstand von $g2g = w + 2s = 100\mu\text{m}$ und einer Leiterbahnbreite $w = 38,5\mu\text{m}$ realisiert. Der Einfluss der Messspitze und der Übergang auf die SSL-Struktur werden mithilfe des Messspitzenmodells aus [Mü18] in elektromagnetischen Feldsimulationen optimiert. Dabei werden insbesondere die Masseflächen am Ende der Koplanarleitung miteinander verbunden,

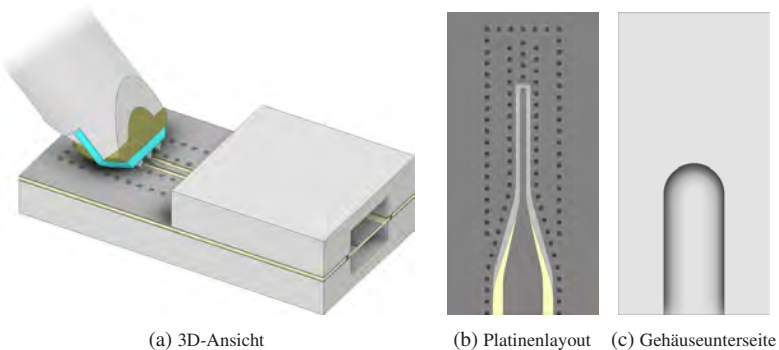


Abbildung 4.5: Simulationsmodell des Überganges von der symmetrischen Streifenleitung auf eine 50- Ω -Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung und dem aufgesetzten Messspitzenmodell aus [Mü18]

was Stehwellen unter der Messspitze und das Anregen von Substratmoden verhindert [Mü18], [MSG⁺17].

Abbildung 4.5a zeigt die 3D-Ansicht des Simulationsmodells für den Übergang von einer 50- Ω -Koplanarleitung mit Rückseitenmetallisierung und aufgesetztem Messspitzenmodell zu einer symmetrischen Streifenleitung. Um einer sich ausbreitenden Welle einen möglichst gleichmäßigen Übergang zwischen GCPW und SSL zu ermöglichen, werden Stoßstellen vermieden, indem sowohl die Streifenleiterbreite als auch die Masseflächen fließend ineinander übergehen. Reihen von dicht zueinander platzierten Durchkontaktierungen um die Koplanarleitung herum verbinden die Masseflächen auf Vorder- und Rückseite des Substrates und verhindern ungewollte Substratmoden. Masseflächen auf Ober- und Unterseite des Substrates seitlich vom SSL-Kanal mit Reihen von dicht zueinander und nahe am SSL-Kanal platzierten Durchkontaktierungen gewährleisten eine elektrische Verbindung der Gehäusehälften. Das halbdurchsichtige Platinenlayout des Überganges in Abbildung 4.5b, mit in Hellgrau sichtbarer Rückseitenmetallisierung, zusammen mit der Gehäuseunterseite in Abbildung 4.5c verdeutlicht, dass die Koplanarleitung ihre Dimension zunächst auch im SSL-Kanal beibehält. Die elektrischen und magnetischen

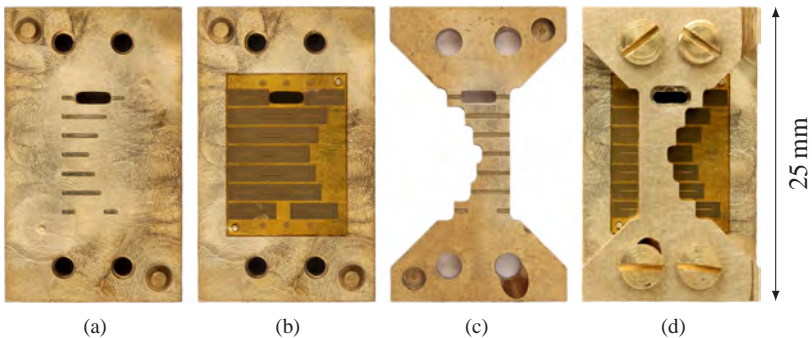


Abbildung 4.6: Fotos der multiline-TRL-Kalibrationsstrukturen zur Charakterisierung des GCPW-SSL-Überganges mit den Leitungslängen aus Tabelle 4.1, von oben nach unten: Open, Line₄, Line₂, Thru, Line₁, Line₃, Short; (a) Gehäuseunterseite, (b) Gehäuseunterseite mit Platine, (c) Gehäuseoberseite, (d) montierte Kalibrationsstrukturen

Tabelle 4.1: Frequenzbereiche der multiline-TRL-Kalibrationsstruktur aus Abbildung 4.6

Leitung	Länge	f_{20°	f_{160°
Line ₁	500 μm	29,90 GHz	239,20 GHz
Line ₂	750 μm	19,93 GHz	159,47 GHz
Line ₃	1000 μm	14,95 GHz	119,60 GHz
Line ₄	1500 μm	9,97 GHz	79,73 GHz

Felder einer sich auf der Koplanarleitung ausbreitenden Welle sind, wie in Abbildung 2.4b skizziert, nahe um die Leiterstruktur konzentriert. Aufgrund der verhältnismäßig kleinen Strukturgrößen der Koplanarleitung im Vergleich zum SSL-Kanal behält die Leitung ihre GCPW-Charakteristik beim Eindringen in den SSL-Kanal zunächst bei. Erst nachdem die Leitung vollständig von dem SSL-Kanal umgeben ist, werden der Streifenleiter und die Masseflächen – auf Vorder- und Rückseite des Substrates – fließend an die 50- Ω -SSL-Struktur angepasst. Die Rückseitenmetallisierung öffnet sich dabei allmählich. Sowohl die Steigungen der einzelnen Breitenänderungen als auch die Positionen zueinander entlang der Ausbreitungsrichtung sind in elektromagnetischen Feldsimulationen so optimiert, dass ein konstanter 50- Ω -Wellenwiderstand im gesamten Übergangsbereich vorliegt.

Zur Charakterisierung des Überganges werden wie in Unterabschnitt 3.3.2 multiline-TRL-Kalibrationsstrukturen nach dem Verfahren aus Abschnitt 2.6.2 eingesetzt. Abbildung 4.6 zeigt Fotos der mTRL-Kalibrationsstrukturen, wobei in (a) die Gehäuseunterseite, in (b) die Gehäuseunterseite mit Platine, in (c) die Gehäuseoberseite und in (d) die montierten Kalibrationsstrukturen zu sehen sind. Stifte an der Gehäuseunterseite dienen als Passstifte, um die Gehäusehälften zueinander auszurichten. An zwei kleineren Stiften mit einem Durchmesser von 0,5 mm wird die Platine zur Montage fixiert. Für die Leerläufe sind Aussparungen in die Gehäusehälften gefräst. Direkte Verbindungen der Streifenleiter mit der Massefläche und den Gehäusehälften bilden die Kurzschlüsse. Alle GCPW-SSL-Übergänge sind dabei identisch ausgeführt und haben, gemessen vom Leitungsende der Koplanarleitung bis zur Referenzebene in der SSL,

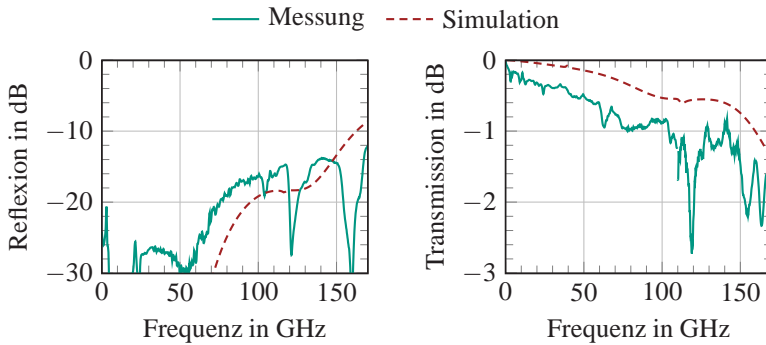


Abbildung 4.7: Reflexions- und Transmissionsparameter des GCPW-SSL-Überganges, berechnet aus Messungen der mTRL-Kalibrationsstrukturen aus Abbildung 4.6 im Vergleich zu elektromagnetischen Feldsimulationen des Überganges aus Abbildung 4.5

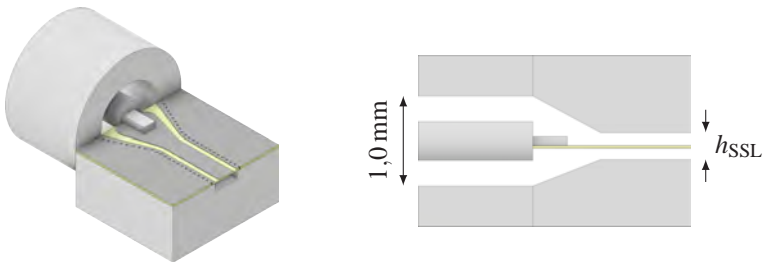
jeweils eine Länge von 1,5 mm. Der Thru-Standard besteht aus zwei Übergängen und wird beidseitig kontaktiert. Mit den Leitungslängen aus Tabelle 4.1 ermöglichen die mTRL-Strukturen eine Kalibration im Frequenzbereich von 9,97 GHz bis 239,20 GHz.

Abbildung 4.7 zeigt die Reflexions- und Transmissionsparameter des GCPW-SSL-Überganges, berechnet als Fehler-2-Tore aus Messungen der mTRL-Kalibrationsstrukturen im Vergleich zu elektromagnetischen Feldsimulationen des Überganges. Simulation und Messung zeigen eine gute Übereinstimmung. Die gemessene Anpassung ist bis 170 GHz besser als 12 dB. Die Einfügedämpfung steigt mit zunehmender Frequenz und ist im betrachteten Frequenzbereich kleiner als 3 dB. In der Simulation wird eine etwas geringere Transmissionsdämpfung berechnet. Der Verlauf der Kurven stimmt sowohl für die Reflexion als auch für die Transmission gut überein. Mit dem mTRL-Verfahren wird die effektive relative Permittivität von $\epsilon_{r,\text{eff,mTRL}} = 1,3$ berechnet. Dieser Wert stimmt gut mit dem simulierten Wert von $\epsilon_{r,\text{eff,sim}} = 1,25$ überein. Der aus dem mTRL-Verfahren errechnete Dämpfungsbelag α ist bis 170 GHz kleiner als 0,2 dB/mm.

4.3.2 1,0-mm-Koaxial-SSL-Übergang

1,0-mm-Koaxialleiter werden bis zu einer Frequenz von 110 GHz verwendet. Oberhalb von 133 GHz ist mit der TE_{11} -Mode die erste höhere Mode ausbreitungsfähig [Poz11]. Wie bei den skalierten Frequenzweichen mit den SMA-Buchsen aus Unterabschnitt 3.3.1 wird auch hier auf Einbaubuchsen mit 4-Loch-Flansch zurückgegriffen [Sou14].

Abbildung 4.8 zeigt das Simulationsmodell eines Überganges von einem 1,0-mm-Koaxialleiter auf die symmetrische Streifenleitung als 3D-Ansicht (a) mit ausgeblendeter SSL-Gehäuseoberseite und als Schnittbild (b) durch die Längsebene. Die Abmessung 1,0 mm bezieht sich auf den Innendurchmesser des Außenleiters der Koaxialleitung. Masseflächen auf Ober- und Unterseite des Substrates seitlich vom SSL-Kanal mit Reihen von dicht zueinander und nahe am SSL-Kanal platzierten Durchkontaktierungen gewährleisten eine elektrische Verbindung der Gehäusehälften. Aufgrund der unterschiedlichen Abmessungen der Leiterstrukturen von $d_{\text{Koax}} = 1,0 \text{ mm}$ und $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = 0,4 \text{ mm} \times 0,3 \text{ mm}$ wird eine kontinuierliche Verjüngung der Strukturgrößen im Übergangsbereich eingesetzt. Dabei werden sowohl der Außenleiter als auch die Breite des Innenleiters so angepasst, dass mittels elektromagnetischer Feldsimulationen eine konstante 50- Ω -Impedanz im gesamten Übergangsbereich erzielt wird. Schräge Flächen des SSL-Kanals im Übergangsbereich erschweren die Her-



(a) 3D-Ansicht mit ausgeblendeter Gehäuseoberseite

(b) Schnittbild durch die Längsebene

Abbildung 4.8: Simulationsmodell des Überganges von einem 1,0-mm-Koaxialleiter auf die symmetrische Streifenleitung

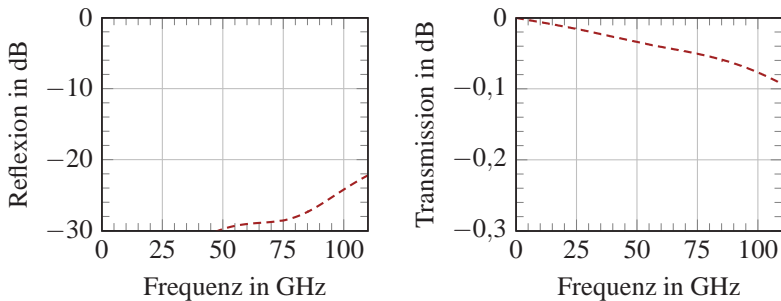


Abbildung 4.9: Simulationsergebnisse des 1,0-mm-Koaxial-SSL-Überganges aus Abbildung 4.8

stellung der Gehäusehälften, da ein mehrmaliges Umspannen der Werkstücke in einer 3-Achs-CNC-Fräsmaschine notwendig ist. Zusätzlich erhöhen sich dabei die Fertigungstoleranzen. Alternativ können die SSL-Gehäusehälften auch auf CNC-Fräsmaschinen mit mindestens vier Bearbeitungsachsen hergestellt werden, wodurch ein Umspannen vermieden wird. Die simulierten Streuparameter des Überganges sind in Abbildung 4.9 dargestellt. Der Übergang ist im gesamten Frequenzbereich besser als 20 dB angepasst und weist eine Einfügedämpfung von weniger als 0,1 dB auf.

4.3.3 Modifizierter D-Band-Hohlleiter-SSL-Übergang

Der nutzbare Frequenzbereich von Hohlleitern ist durch deren Abmessungen bestimmt [Poz11]. In rechteckigen Hohlleitern mit den Abmessungen $a \times b$ und einem Seitenverhältnis von $a = 2b$ ist eine Wellenausbreitung der Grundmode (TE₁₀-Mode) nur oberhalb der Grenzfrequenz

$$f_{c,TE_{10}} = \frac{c_0}{\lambda_{c,TE_{10}}} = \frac{c_0}{2a} \quad (4.1)$$

möglich. Für Frequenzen größer als

$$f_{c,TE_{20}} = f_{c,TE_{01}} = \frac{c_0}{\lambda_{c,TE_{20}}} = \frac{c_0}{a} = 2f_{c,TE_{10}} \quad (4.2)$$

sind höhere Moden ausbreitungsfähig. Da im Hohlleiter der Wellenwiderstand und die Ausbreitungsgeschwindigkeiten – sowohl die Phasen- als auch die Gruppengeschwindigkeit – frequenzabhängig sind und sich für $f \rightarrow f_c$ asymptotisch einem Wert von Unendlich bzw. Null annähern, sind Hohlleiterbänder mit einem gewissen Schutzabstand zu den Grenzfrequenzen hin spezifiziert: näherungsweise $(1,25 - 1,9) \cdot f_{c,TE_{10}}$. WR-07-Hohlleiter (engl. waveguide rectangular) mit den Abmessungen $1,651 \text{ mm} \times 0,8255 \text{ mm}$ ($0,065 \text{ in} \times 0,0325 \text{ in}$) werden im D-Band von 110 GHz bis 170 GHz eingesetzt. Mit Gleichung 4.1 ergibt sich aus den Abmessungen eine Grenzfrequenz $f_{c,TE_{10}}$ von 90,791 GHz [RB79]. In der einschlägigen Literatur und Standards wird der WR-07-Hohlleiter gemäß [RB79] oft irreführenderweise als WR-06 bezeichnet [MDD12].

In der Literatur finden sich etliche Beschreibungen von Übergängen zwischen Hohlleitern und Mikrostreifenleitungen. Die in [SHKH08] und [STB88] vorgestellten Übergänge erfordern auf der Rückseite der Leiterplatte einen kurzgeschlossenen Wellenleiter und sind breitbandig angepasst. Der Übergang in [GHM94] basiert auf einer Mikrostreifenantenne mit Schlitzkopplung und erfordert Mehrlagenaufbauten für zusätzliche parasitäre Elemente. In [KQI99] wird ein longitudinaler Wellenleiterübergang mit einer Quasi-Yagi-Antenne vorgeschlagen. Diese Lösung ist sehr breitbandig, erfordert aber ein Symmetrieglied (balun, engl. balanced-unbalanced) zur Wandlung zwischen dem unsymmetrischen Leitungssystem der Quasi-Yagi-Antenne und der Mikrostreifenleitung. In [TS12] wird unter Einsatz von parasitären Patchantennen mit Schlitzkopplung ein Übergang von einer Mikrostreifenleitung zu einem W-Band-Hohlleiter realisiert. Der Aufbau besteht jedoch aus einem mehrteiligen Impedanztransformator mit zahlreichen kritischen Abmessungen, die den Übergang empfindlich gegenüber Herstellungsfehlern machen. [THZ13] stellt Übergänge von Mikrostreifenleitungen zu W-Band-Hohlleitern vor, die möglichst robust gegenüber Fertigungstoleranzen und einfach zu fertigen sind. Durch den Einsatz einer magnetischen Blende kann auf die Strukturierung der Substratrückseite verzichtet werden.

Abbildung 4.10 zeigt das Simulationsmodell für einen Übergang von der symmetrischen Streifenleitung auf einen D-Band-Hohlleiter, wobei zur Sichtbarkeit der Strukturen auf die Darstellung der Gehäuseoberseite verzichtet wurde.

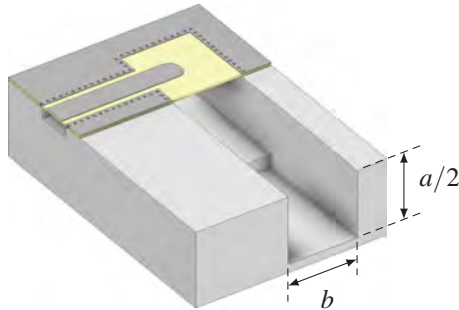


Abbildung 4.10: Simulationsmodell des Überganges von SSL auf einen D-Band-Hohlleiter mit ausgeblendeter Gehäuseoberseite und reduzierter Hohlleiterbreite a im Übergangsbereich zur Anpassung der Grenzfrequenz

Mit Durchkontaktierungen versehene Masseflächen auf Ober- und Unterseite des Substrates um den SSL-Kanal und den Hohlleiter herum verbinden die Gehäusehälften elektrisch miteinander. Die $50\text{-}\Omega$ -SSL läuft senkrecht auf den Hohlleiter zu, wobei der Streifenleiter mittig im Hohlleiter endet. Von dem Streifenleiter breiten sich Wellen in beide Richtungen des Hohlleiter aus. Die in Abbildung 4.10 nach hinten laufende Welle wird an einem Kurzschluss mit $\lambda/4$ -Versatz (engl. $\lambda/4$ -backshort) reflektiert und überlagert sich konstruktiv mit der nach vorne laufenden Welle. Zur Optimierung des Überganges werden die Länge des $\lambda/4$ -Kurzschlusses, die Endposition der Streifenleitung und die Form der Streifenleitung variiert. Ähnlich wie bei einer Vivaldi-Antenne, die einen exponentiell öffnenden Schlitzleiter für breitbandige Abstrahlung nutzt, werden hier abgerundete Ecken am Ende der Streifenleitung (engl. end-plate-matching) eingesetzt, um so einen breitbandigen $\lambda/4$ -Kurzschluss zu erzielen [Rag65]. Die Radien werden in elektromagnetischen Feldsimulationen des Überganges optimiert. Da Wellen in einem Hohlleiter nur oberhalb der Grenzfrequenz f_c ausbreitungsfähig sind, zeigt der Übergang ein Hochpass-Verhalten. Mit Gleichung 4.1 kann das HP-Verhalten durch Reduktion der Hohlleiterbreite a – hier gedreht als Höhe dargestellt – im Übergangsbereich von $1,651\text{ mm}$ auf $1,35\text{ mm}$ gezielt beeinflusst und auf die gewünschte Grenzfrequenz des Diplexers eingestellt werden. Die Simulationsergebnisse des

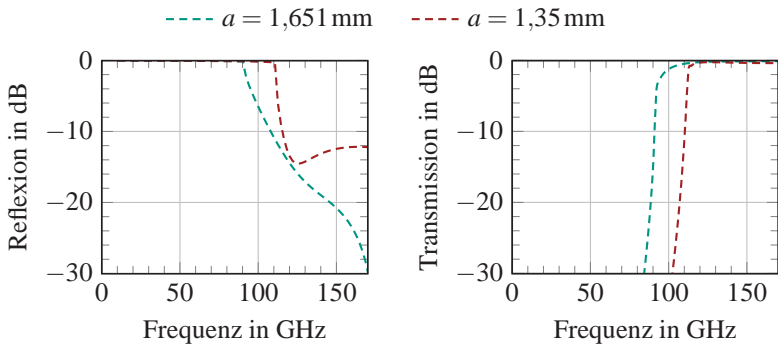


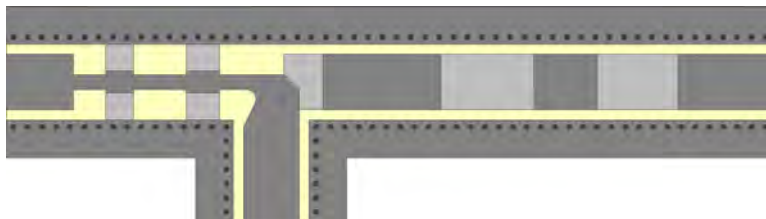
Abbildung 4.11: Simulationsergebnisse des Überganges von SSL auf einen D-Band-Hohlleiter aus Abbildung 4.10, mit durchgehender Hohlleiterbreite $a = 1,615$ mm und reduzierter Hohlleiterbreite im Übergangsbereich zur Anpassung der Grenzfrequenz

Überganges sind in Abbildung 4.11 dargestellt. Mit einer durchgehenden Hohlleiterbreite von 1,651 mm weist der Übergang eine Grenzfrequenz von 90 GHz auf. Durch eine Reduzierung der Hohlleiterbreite kann die Grenzfrequenz auf 110 GHz angepasst werden.

4.4 Realisierung von mmW-Frequenzweichen

4.4.1 Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren

Eine direkte Skalierung des Diplexers aus Unterabschnitt 3.6.4 im Maßstab 1:10 ist nicht ohne Weiteres möglich, da einige Materialparameter nicht im selben Verhältnis skaliert werden können bzw. nicht identisch sind. So ist die Substratstärke h_{sub} nicht exakt im Verhältnis 1:10 skaliert (20 μm zu 203 μm) und die Permittivität ϵ_r der Substrate ist unterschiedlich (2,9 und 3,38). Die Koppelkapazitäten zwischen Resonatoren werden stark durch die Permittivität des Substrates beeinflusst. Wie in Abbildung 3.31 dargestellt, ist der Zusammenhang zwischen Kapazitätswert und Überlappung der Leitungssegmente insbesondere bei kleinen Kapazitätswerten nicht linear, was zu erheblichen



(a) Platinenlayout mit halbrtransparent dargestelltem Substrat



(b) Foto der Platine mit sichtbarem Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung

Abbildung 4.12: Platinenlayout und Foto des Diplexers für den Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz mit den Dimensionen aus Tabelle 4.2

Abweichungen bei einer direkten Skalierung der Strukturen führt. Zudem ist die Metallisierungsstärke der Substrate nicht im Verhältnis 1:10 skaliert ($5\ \mu\text{m}$ zu $17,5\ \mu\text{m}$). Hinzu kommt die unterschiedliche Umsetzung der SSL-Strukturen in Kapitel 3 mit Aussparungen im Gehäuse, wohingegen für die Strukturen bis 170 GHz Durchkontaktierungen zur elektrischen Verbindung zwischen den beiden Blockhälften eingesetzt werden. Jeder dieser Unterschiede beeinflusst das Leitungs- bzw. Filterverhalten, sodass die Unterschiede in Summe zu einem deutlich veränderten Verhalten führen. Daher ist eine direkte Skalierung der Frequenzweichen aus Kapitel 3 nicht anwendbar. Stattdessen wird im Folgenden eine Frequenzweiche für den Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz mit der SSL-Realisierung aus Abschnitt 4.1 und dem in Abschnitt 3.6 beschriebenen Vorgehen entworfen. Teile der hier beschriebenen Ergebnisse sind ebenfalls in [4] veröffentlicht.

Abbildung 4.12 zeigt das Platinenlayout (a) mit halbtransparent dargestelltem Substrat, sodass die Rückseitenmetallisierung in Hellgrau sichtbar ist, und ein Foto der gefertigten Platine (b). Das Stepped-Impedance-Tiefpassfilter ist auf der linken Seite und das Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren rechts angeordnet. Masseflächen auf Ober- und Unterseite des Substrates seitlich vom SSL-Kanal mit Reihen von dicht zueinander und nahe am SSL-Kanal platzierten Durchkontaktierungen gewährleisten eine elektrische Verbindung der Gehäusehälften. Die Dimensionen der Leitungsstrukturen sind in Tabelle 4.2 gegeben. Aufgrund des in Abschnitt 4.1 beschriebenen Fertigungsverfahrens der Platinen treten Verschiebungen der Vorder- und Rückseite zueinander auf. Aus den gefertigten Nutzen wird die Platine mit der geringsten Verschiebung

Tabelle 4.2: Modellparameter der Frequenzweiche aus Abbildung 4.12, berechnet aus normierten modifizierten Filterkoeffizienten für kontinuierliche Frequenzweichen im Vergleich zu den optimierten Modellparametern, *niederohmige Leitungssegmente mit Rückseitenmetallisierung

Tiefpassfilter Leitungssegment	L_1	L_2^*	L_3	L_4^*	L_5	
el. Länge Φ_{L_i} bei 110 GHz	38,2°	67,9°	45,4°	57,7°	29,9°	
Länge l_{L_i} in μm	221,0	175,8	279,0	147,9	169,3	
Wellenwiderstand Z_{L_i} in Ω	119,1	30,0	119,1	30,0	119,1	
Breite w_{L_i} in μm	78,9	115,5	78,9	115,5	78,9	
Bandpassfilter Resonator	R_1	R_2	R_3	R_4	R_5	
el. Länge Φ_{R_i} bei 110 GHz	85,3°	96,5°	98,1°	90,6°	84,9°	
Länge l_{R_i} in μm	240,0	620,6	573,2	335,3	580,6	
Wellenwiderstand Z_{R_i} in Ω	50	50	50	50	50	
Breite w_{R_i} in μm	294	294	294	294	294	
Bandpassfilter Kopplung	T-R ₁	R ₁ -R ₂	R ₂ -R ₃	R ₃ -R ₄	R ₄ -R ₅	R ₅ -P3
$C_{i,j}$ in fF	25,7	17,4	19,0	19,9	29,4	80,2
Überlappung $d_{i,j}$ in μm	80,0	33,9	9,5	70,4	54,4	95,6

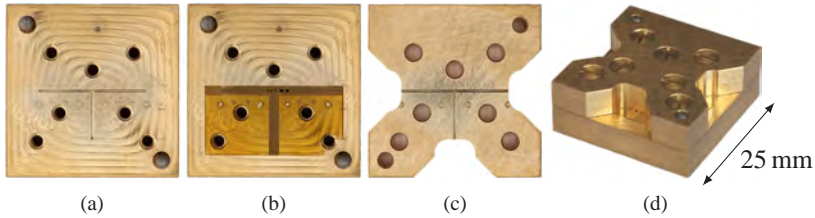


Abbildung 4.13: Fotos des Diplexeraufbaus: (a) Gehäuseunterseite, (b) Gehäuseunterseite mit Platine, (c) Gehäuseoberseite, (d) montierter Diplexer

von $\Delta x = 20 \mu\text{m}$ und $\Delta y = 16 \mu\text{m}$ selektiert. Die Verschiebung der rückseitigen Metallstrukturen gegenüber der Vorderseite nach oben rechts ist auf dem Foto der Platine in Abbildung 4.12b sichtbar.

Der schrittweise Aufbau des Diplexers mit geöffneten Gehäusehälften sowie dem vollständig montierten Modul ist auf den Fotos in Abbildung 4.13 abgebildet. Der gesamte Aufbau hat eine Abmessung von $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$ und ist 10 mm hoch. Die CNC-gefrästen Messinggehäusehälften werden am IHE hergestellt. Um höchste Fertigungspräzision zu erlangen, werden die Durchmesser aller Fräser optisch mit einem Mikroskop vermessen und anschließend anhand von gefrästen Teststrukturen verifiziert. Der $400 \mu\text{m}$ breite SSL-Kanal wird mit einem Fräser mit $300 \mu\text{m}$ Durchmesser erzeugt und weist Toleranzen kleiner $\pm 5 \mu\text{m}$ in lateralen Dimensionen und weniger als $\pm 3 \mu\text{m}$ in der Tiefenzustellung auf. Entstandene Gratbildung durch die zerspanende Bearbeitung wird mit einem Glasfaserpinsel beseitigt. Passstifte stellen die exakte Ausrichtung der Gehäuseteile zueinander sicher.

Im Platinenlayout sind Löcher mit unterschiedlichem Durchmesser für verschiedene Funktionen vorgesehen. Die vier größeren Löcher dienen als Durchgangslöcher für die Verschraubung der Gehäusehälften. Mit vier kleineren Löchern mit einem Durchmesser von $500 \mu\text{m}$ wird die Platine zu der Gehäuseunterseite ausgerichtet und zur Montage fixiert. Dazu verfügt die Gehäuseunterseite über $50 \mu\text{m}$ hohe Stifte mit einem Durchmesser von $500 \mu\text{m}$. In der Gehäuseoberseite sind geeignete Aussparungen für die Stifte vorgesehen. Bei dem letzten in Abschnitt 4.1 beschriebenen Fertigungsschritt der Dünnschicht-Polyimidplatinen

werden die Konturen und Löcher mit einem Laser ausgeschnitten. Dabei entsteht ein leichter Versatz zu den Metallstrukturen. Dieser Versatz ist für die Außenkontur und die Durchgangslöcher der Verschraubungen irrelevant, da im Platinenlayout diesbezüglich ausreichend große Aufmaße vorgesehen sind. Der Positionsfehler der Löcher zum Ausrichten der Platine verursacht hingegen einen direkten Versatz zwischen Platine und Gehäuse. Daher wird die zuvor selektierte Platine mit möglichst geringem Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung optisch mit einem hochauflösenden und rechnergesteuerten Mikroskop vermessen, um so die exakte Position der Löcher zu bestimmen. Die Position der Stifte an der Gehäuseunterseite wird im Entwurf entsprechend berücksichtigt, sodass ein auf die ausgewählte Platine angepasstes Gehäuse gefertigt werden kann.

Um die Strukturen messtechnisch charakterisieren zu können, wird der in Unterabschnitt 4.3.1 beschriebene Übergang von der symmetrischen Streifenleitung auf eine Koplanarleitung mit Kontaktflächen für On-Wafer-Messspitzen eingesetzt. Wie in Abbildung 4.13 zu sehen, sind an der Gehäuseoberseite Aussparungen zur kollisionsfreien Kontaktierung mit Messspitzen vorgesehen. Die Übergänge sind mit 4 mm bis 5 mm langen 50- Ω -Leitungen mit den Filterstrukturen verbunden.

Abbildung 4.14 zeigt die Mess- und Simulationsergebnisse der in den Abbildungen 4.12 und 4.13 dargestellten Frequenzweiche mit den Abmessungen aus Tabelle 4.2. Eine detaillierte Beschreibung des Messaufbaus findet sich in Abschnitt 4.2. Die Referenzebene der Messungen liegt nach Anwendung der in Unterabschnitt 4.3.1 beschriebenen mTRL-Kalibration 1,5 mm weit in der SSL-Struktur. Die 50- Ω -Verbindungsleitungen zwischen den GCPW-SSL-Übergängen und den Filterstrukturen sind in der elektromagnetischen Feldsimulation berücksichtigt. Während aus der Simulation eine Anpassung von besser als 14 dB hervorgeht, wird die gemessene Eingangsanpassung an dem gemeinsamen Port der Frequenzweiche zusätzlich durch Reflexionen an dem jeweils abgeschlossenen Port beeinflusst und weicht unter Anderem dadurch von dem Simulationsergebnis ab. Die gemessene Eingangsreflexion ist besser als -7 dB mit Ausnahme eines schmalen Frequenzbereiches um 110 GHz, in dem die Reflexion auf -5 dB steigt. Eine gute Übereinstimmung erzielen die

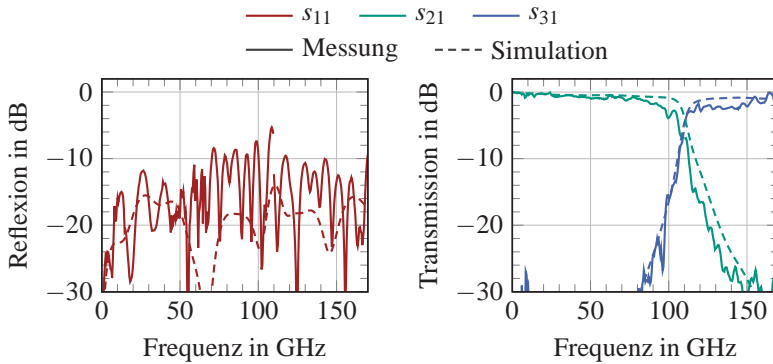


Abbildung 4.14: Mess- und Simulationsergebnisse der in den Abbildungen 4.12 und 4.13 dargestellten Frequenzweiche mit den Abmessungen aus Tabelle 4.2, wobei die Referenzebene der Messungen mit angewandter TRL-Kalibration in der SSL liegt

gemessenen und simulierten Transmissionsverläufe. Die simulierte Grenzfrequenz liegt bei 110,5 GHz und die Einfügedämpfung ist kleiner als 1 dB im Durchlassbereich der beiden Filter. Im Vergleich zur Simulation sind die gemessenen Transmissionsverläufe zu niedrigeren Frequenzen hin verschoben. Die gemessene Grenzfrequenz liegt bei $f_{c,mess} = 109$ GHz. Insbesondere bei Frequenzen oberhalb 100 GHz zeigt die gemessene Transmission eine deutliche Welligkeit und hat mit einer maximalen Einfügedämpfung im Durchlassbereich von 3 dB größere Verluste als durch die Simulation berechnet.

Um die Abweichungen zwischen Simulation und Messung genauer zu analysieren, wird im Folgenden eine ausführliche Toleranzanalyse der Diplexerstruktur aus den Abbildungen 4.12 und 4.13 durchgeführt. In Abbildung 4.15 werden die Simulationsergebnisse der Frequenzweiche unter dem Einfluss der wesentlichen Größen – (a) der Substratpermittivität ϵ_r , (b) der SSL-Kanalabmessungen, (c) des Versatzes zwischen Platine und Gehäuse sowie (d) des Versatzes zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine – in jeweils zwei Toleranzbändern mit unterschiedlich starker Ausprägung mit der ursprünglichen und idealen Simulation verglichen. Weitere mögliche Fertigungstoleranzen wie eine Verdrehung der Platine gegenüber

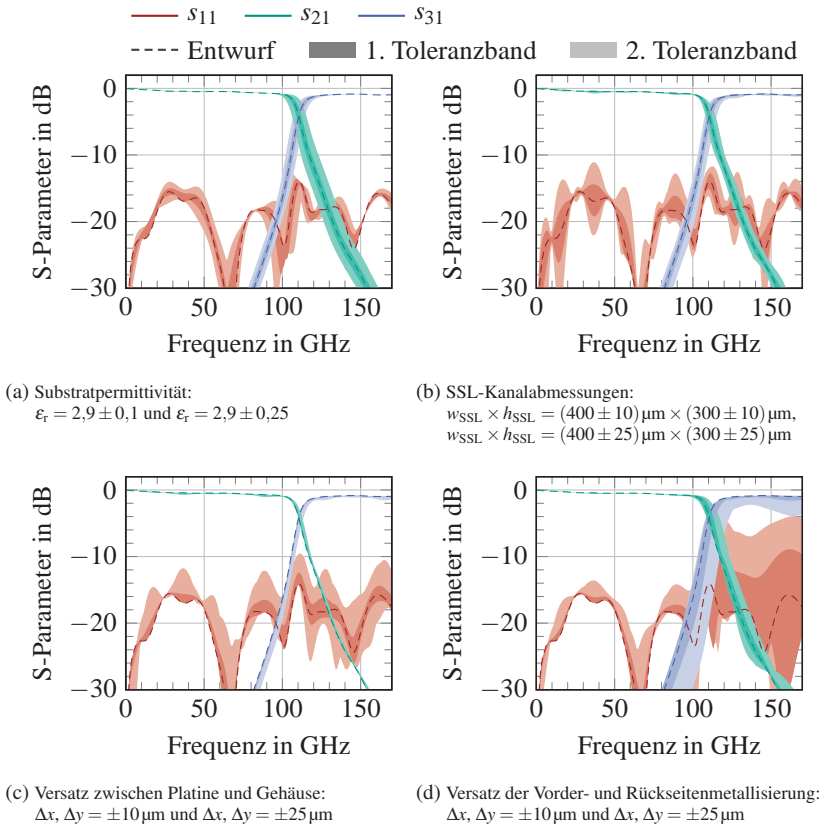


Abbildung 4.15: Toleranzanalyse der Diplexerstruktur aus den Abbildungen 4.12 und 4.13 mit den Abmessungen aus Tabelle 4.2, wobei die wesentlichen Einflussfaktoren (die Substratpermittivität ϵ_r , die SSL-Kanalabmessungen, der Versatz zwischen Platine und Gehäuse sowie der Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine) in jeweils zwei Toleranzbändern mit unterschiedlich starker Ausprägung mit der ursprünglichen und idealen Simulation verglichen werden

dem Gehäuse sowie weitere Prozessierungsfehler des Dünnschichtprozesses aus Abschnitt 4.1: Maßhaltigkeit der Leiterbahnen, Verdrehungen der Vorder- und Rückseitenmetallisierung zueinander oder Toleranzen in der Substratstärke

h_{sub} , werden im Vergleich zu den untersuchten Toleranzen als vernachlässigbar gering eingeschätzt und daher nicht weiter betrachtet.

Wie in Unterabschnitt 3.6.5 beschrieben, kann die Permittivität des Substrates insbesondere bei Frequenzen im mmW-Bereich von den vom Hersteller spezifizierten Werten abweichen und variiert zusätzlich mit der Stärke des Substrates h_{sub} [MMGZ19] sowie der verwendeten Methode zur Bestimmung der Permittivität [Rau09], [DVP87]. Eine Variation der Substratpermittivität in elektromagnetischen Feldsimulationen verändert die effektive elektrische Länge der Leitungssegmente und verschiebt somit die Grenzfrequenz des Diplexers, wohingegen die Verläufe der Transmissionskurven nicht und die Eingangsanpassung in vernachlässigbarem Maße beeinflusst werden. Die Grenzfrequenz wird durch Variation der Permittivität mit $\epsilon_r = 2,9 \pm 0,1$ von 110,5 GHz auf den Bereich von 109 GHz bis 112 GHz ausgedehnt. Mit $\epsilon_r = 2,9 \pm 0,25$ variiert die Grenzfrequenz zwischen 107 GHz und 114 GHz.

Toleranzen der SSL-Kanalabmessungen beeinflussen den Wellenwiderstand der einzelnen Leitungssegmente und in geringem Maße die Ausbreitungsgeschwindigkeit und somit die effektive Länge der Leitungssegmente. Daraus resultiert eine Verschiebung der Grenzfrequenz in dem Bereich von 109 GHz bis 112 GHz für $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = (400 \pm 10) \mu\text{m} \times (300 \pm 10) \mu\text{m}$ und 108 GHz bis 115 GHz für $w_{\text{SSL}} \times h_{\text{SSL}} = (400 \pm 25) \mu\text{m} \times (300 \pm 25) \mu\text{m}$. Der Einfluss auf die Verläufe der Transmissionskurven ist vernachlässigbar. Die Eingangsreflexion wird durch Toleranzen der SSL-Kanalabmessungen insbesondere im TP-Bereich sichtbar beeinflusst, liegt aber in allen Fällen unterhalb von -10 dB.

Ein Versatz der Platine gegenüber dem Gehäuse wirkt sich kaum auf die Transmissionsverläufe, jedoch deutlich auf die Eingangsanpassung aus. Abweichungen von $\pm 10 \mu\text{m}$ haben nur einen geringen Effekt. Bei einem Versatz von $\pm 25 \mu\text{m}$ überschreitet die Eingangsreflexion im Übergangsbereich um 110 GHz Werte von -10 dB. Ein Versatz von mehr als $\pm 55 \mu\text{m}$ würde zu einem Totalausfall führen, da die Streifenleiter der SSL in diesem Fall mit dem Gehäuse kurzgeschlossen sind.

Den stärksten Einfluss auf das Verhalten des Diplexers hat ein Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung, wie er bei der in Abschnitt 4.1 beschrie-

benen Fertigung der Dünnschicht-Polyimid-Platinen auftritt. Ein Versatz in x -Richtung verändert den Überlapp der Leitungsresonatoren des Bandpassfilters und somit die Koppelkapazitäten zwischen den Resonatoren. Dadurch wird das Übertragungsverhalten des BPFs empfindlich beeinflusst, die Eingangsreflexion im BP-Bereich überschreitet schon bei einem Versatz von $\pm 10 \mu\text{m}$ die -10-dB -Schwelle und steigt für einen Versatz von $\pm 25 \mu\text{m}$ auf -4 dB . Zusätzlich wird die Grenzfrequenz hauptsächlich hin zu größeren Frequenzen verschoben und die Einfügedämpfung des BP-Pfades steigt auf bis zu 4 dB . Der Verlauf im TP-Bereich wird hingegen nur geringfügig beeinflusst.

Die aus den verfügbaren Nutzen selektierte Platine weist eine Verschiebung von $\Delta x = 20 \mu\text{m}$ und $\Delta y = 16 \mu\text{m}$ zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung auf. Toleranzen von weniger als $\pm 10 \mu\text{m}$ können bei der Positionierung der Platine gegenüber dem Split-Block-Gehäuse mit dem zuvor beschriebenen Verfahren sichergestellt werden. Die nachgemessene Dimension des SSL-Kanals liegt bei $403 \mu\text{m} \times 302 \mu\text{m}$. Die Substratpermittivität wird mit unterschiedlichen Methoden – mit Mikrostreifenleitungs-Ringresonatoren aus [MMGZ19] und dem mTRL-Verfahren aus Unterabschnitt 4.3.1 – auf den Bereich $\epsilon_r = 2,9 \pm 0,1$ eingeschränkt. Unter Berücksichtigung der einzelnen Toleranzen sowie der Limitierungen des Messaufbaus durch den in Abschnitt 4.2 beschriebenen nicht-idealen Abschluss der offenen Ports mit On-Wafer-Messspitzen ist die geringe Abweichung zwischen der ursprünglichen Simulation und der Messung aus Abbildung 4.14 anschaulich nachvollziehbar. Die gemessenen Streuparameter des Duplexers liegen in den beschriebenen Toleranzbändern.

4.4.2 Duplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit Transmissionsnullstelle und Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren

Eine Modifikation der Filterstrukturen aus dem vorherigen Unterabschnitt 4.4.1 ist in Abbildung 4.16 dargestellt. Wie in [Reh09] vorgeschlagen, sind parallel zum fünften Leitungssegment des Tiefpassfilters – hochohmiges Leitungssegment auf der linken Seite – zwei schmale gekoppelte Leitungspaare angebracht. Wie in dem Modell des Filters in Abbildung 4.17 dargestellt, bewirken die

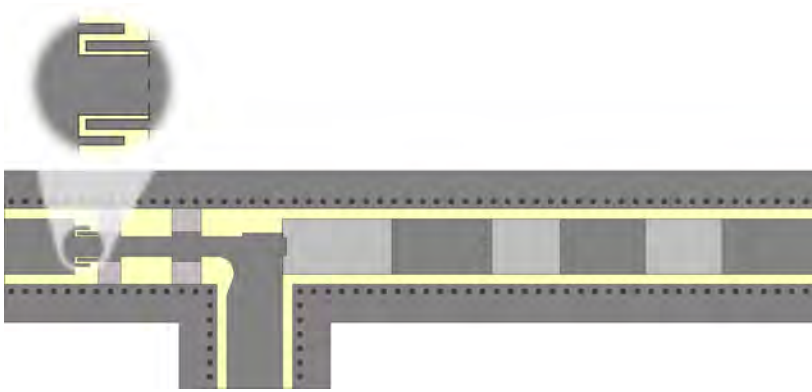


Abbildung 4.16: Modifiziertes Platinenlayout des Diplexers aus Unterabschnitt 4.4.1 bei dem schmale gekoppelte Leitungspaare (vergrößert dargestellt) eine zusätzliche kapazitive Verkopplung bewirken und somit eine Transmissionsnullstelle im Stopband des Tiefpassfilters erzeugen

gekoppelten Leitungen eine zusätzliche kapazitive Verkopplung. Somit wird ein Parallelschwingkreis aus den Elementen L_5 und C_5 generiert, mit dem eine Transmissionsnullstelle im Stopband erzeugt werden kann. Die simulierten Streuparameter des Filtermodells aus Abbildung 4.17 sind in Abbildung 4.18 für die Fälle mit und ohne zusätzliche kapazitive Verkopplung (mit und ohne C_5) dargestellt. Die Transmissionsnullstelle bei 140 GHz führt zu einer deutlich steileren Flanke im Vergleich zu dem Filter ohne Parallelschwingkreis.

Für die Frequenzweiche aus Abbildung 4.16 wird unter den verfügbaren Nutzen die Platine ausgewählt, deren Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung mit $\Delta x = 14 \mu\text{m}$ und $\Delta y = -14 \mu\text{m}$ am geringsten ausfällt. Nach dem in Unterabschnitt 4.4.1 beschriebenen Vorgehen wird der Diplexer in einem Split-Block-Gehäuse, wie in Abbildung 4.13 dargestellt, aufgebaut. Die Position der Stifte zum Ausrichten der Platine gegenüber der Gehäuseunterseite wird dabei berücksichtigt. Abbildung 4.19 zeigt die gemessenen und elektromagnetisch feldsimulierten Streuparameter. Im Vergleich zu dem Diplexer aus dem vorherigen Unterabschnitt 4.4.1 mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter ohne Transmissionsnullstelle sind die Filterflanken nicht steiler,

da bei dem in Abschnitt 3.6 beschriebenen Optimierungsverfahren dieselben Schwellwerte als Zielvorgabe angewendet werden. Die kapazitive Verkopplung bietet einen zusätzlichen Parameter, der im Optimierungsprozess variiert wird. Da der Diplexerentwurf stets einen Kompromiss aus Flankensteilheit und Eingangsanpassung darstellt, wirkt sich der zusätzliche Freiheitsgrad hier positiv auf die Eingangsreflexion aus, die für diesen Diplexer sowohl in Messung als

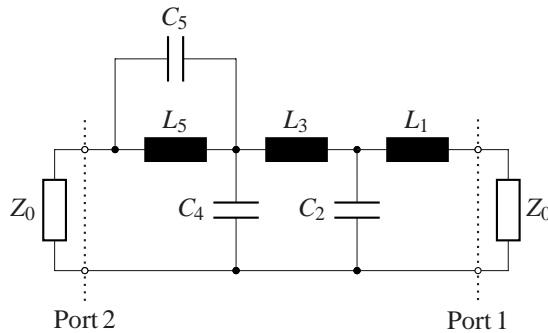


Abbildung 4.17: Modell des Tiefpassfilters fünfter Ordnung mit Transmissionsnullstelle, hervorgerufen durch einen Parallelschwingkreis aus den Elementen L_5 und C_5 , zu dem Platinenlayout aus Abbildung 4.16

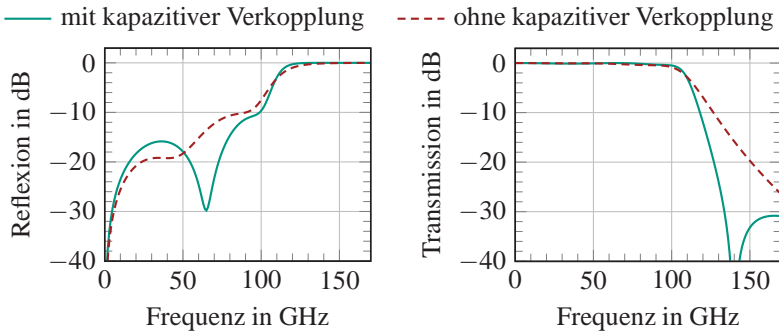


Abbildung 4.18: Simulierte Streuparameter des TPF-Modells aus Abbildung 4.17 mit kapazitiver Verkopplung und daraus resultierender Transmissionsnullstelle bei 140 GHz im Vergleich zu einem TPF ohne kapazitiver Verkopplung ($C_5 = 0\text{F}$)

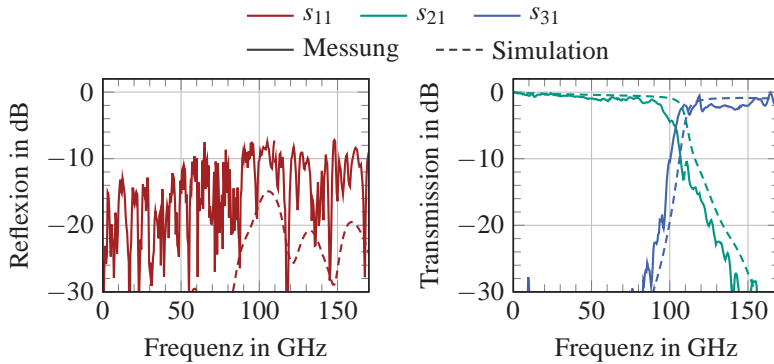


Abbildung 4.19: Mess- und Simulationsergebnisse der in Abbildung 4.16 dargestellten Frequenzweiche mit einem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter mit Transmissionsnullstelle, wobei die Referenzebene der Messungen mit angewandter TRL-Kalibration in der SSL liegt

auch in der Simulation geringer ausfällt. Die simulierte Eingangsreflexion ist besser als -15 dB und liegt gemessen im gesamten Frequenzbereich unterhalb von -7 dB. In der Simulation liegt die Grenzfrequenz bei 110 GHz, gemessen dagegen bei 104 GHz. Die Einfügedämpfung im Durchlassbereich der beiden Filter ist gemäß der Simulation besser als 1 dB. Gemessen erreicht die Einfügedämpfung im Durchlassbereich einen Maximalwert von 3 dB und weist mit steigender Frequenz eine zunehmende Welligkeit auf. Im Vergleich zur Simulation sind die gemessenen Transmissionsverläufe zu niedrigeren Frequenzen hin verschoben.

In Analogie zur Toleranzanalyse des Diplexers aus Unterabschnitt 4.4.1 sind die Ergebnisse der Toleranzanalyse für den modifizierten Diplexer in Abbildung 4.20 dargestellt. Variationen der Substratpermittivität ϵ_r bewirken überwiegend eine Verschiebung der Grenzfrequenz und beeinflussen die Eingangsanpassung nur vernachlässigbar. Ebenso bewirken Toleranzen der SSL-Kanalabmessungen überwiegend eine Verschiebung der Grenzfrequenz sowie deutlich sichtbare aber tolerierbare Einflüsse auf die Eingangsanpassung. Ein Versatz zwischen Platine und dem Split-Block-Gehäuse wirkt sich kaum

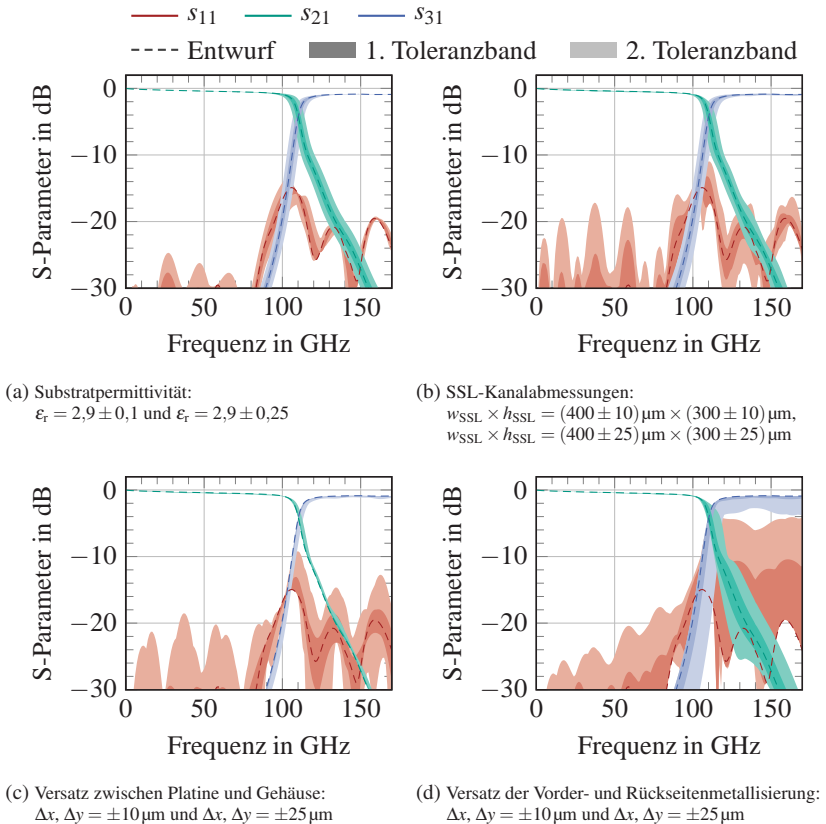


Abbildung 4.20: Toleranzanalyse der Diplexerstruktur aus Abbildung 4.16, wobei die wesentlichen Einflussfaktoren (die Substratpermittivität ϵ_r , die SSL-Kanalabmessungen, der Versatz zwischen Platine und Gehäuse sowie der Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine) in jeweils zwei Toleranzbändern mit unterschiedlich starker Ausprägung mit der ursprünglichen und idealen Simulation verglichen werden

auf die Transmissionsverläufe, jedoch deutlich auf die Eingangsanpassung aus. Den stärksten Einfluss auf das Verhalten des Diplexers und insbesondere den BP-Pfad resultiert analog zu Unterabschnitt 4.4.1 aus einem Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung, da hierbei die Überlappungen

der Leitungsresonatoren und somit die Koppelkapazitäten zwischen den Resonatoren empfindlich verändert werden. Die Eingangsreflexion im BP-Bereich liegt bei einem Versatz von $\pm 10 \mu\text{m}$ knapp unterhalb von -10 dB und steigt für einen Versatz von $\pm 25 \mu\text{m}$ auf -4 dB . Die Grenzfrequenz wird hin zu größeren Frequenzen verschoben und die Einfügedämpfung des BP-Pfades steigt auf bis zu 4 dB . Der TP-Bereich wird hingegen nur wenig beeinflusst.

Die aus dem Nutzen selektierte und untersuchte Platine weist eine Verschiebung von $\Delta x = 14 \mu\text{m}$ und $\Delta y = -14 \mu\text{m}$ zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung auf. Für das dazugehörige Gehäuse liegen die Dimension des SSL-Kanals bei $405 \mu\text{m} \times 304 \mu\text{m}$. Mit dem in Unterabschnitt 4.4.1 beschriebenen Aufbau können Toleranzen von weniger als $\pm 10 \mu\text{m}$ bei der Positionierung der Platine im Split-Block-Gehäuse sichergestellt werden. Durch die Toleranzbetrachtungen sowie die bestehenden Limitierungen des Messaufbaus aus Abschnitt 4.2 ist die Abweichung zwischen Simulation und Messung in Abbildung 4.19 anschaulich begründbar.

4.4.3 Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und quasi-diskretem Hochpassfilter

Das Platinenlayout in Abbildung 4.21 stellt eine weitere Realisierungsmöglichkeit eines Diplexers dar. Hierbei werden ein Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und ein quasi-diskretes Hochpassfilter, ähnlich zu [Reh09], eingesetzt. Das Modell des Hochpassfilters dritter Ordnung in Abbildung 4.22 veranschaulicht den Aufbau und die Wirkung der einzelnen Filterelemente. Wie zuvor bei dem Bandpassfilter aus gekoppelten Resonatoren werden die seriellen Kapazitäten als sich überlappende Leitungsabschnitte auf alternierenden Substratseiten umgesetzt. Eine schmale Stichleitung verbindet den Streifenleiter mit der Massefläche am Rand der SSL. Die Stichleitung verhält sich dabei hochohmig und wirkt als parallele Induktivität. Mehrere Größen beeinflussen die effektive Induktivität, so ist beispielsweise auch ein symmetrischer Aufbau mit zwei Stichleitungen möglich, wodurch die effektive Gesamtinduktivität halbiert wird. Die Induktivität nimmt mit steigender Breite der Stichleitung ab und kann zusätzlich durch eine Aussparung an der gegenüberliegenden Seite des

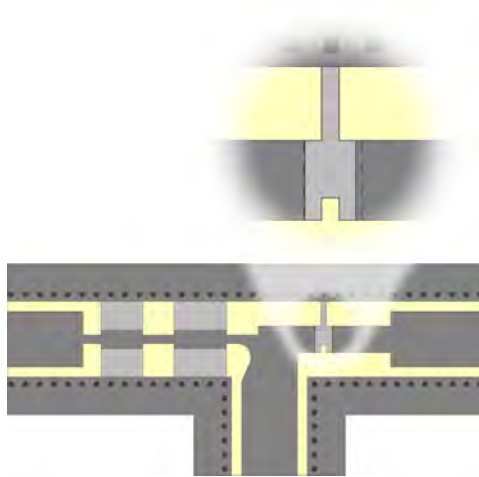


Abbildung 4.21: Platinenlayout eines Diplexers mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter fünfter Ordnung und einem quasi-diskreten Hochpassfilter dritter Ordnung (vergrößert dargestellt)

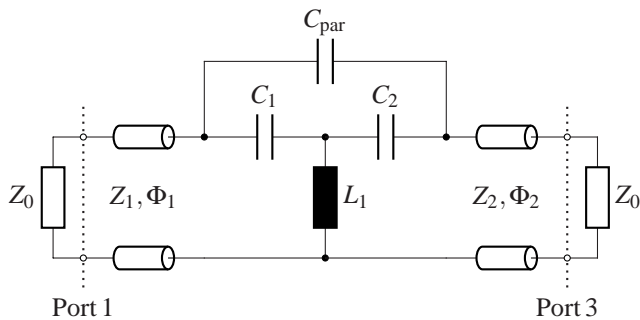


Abbildung 4.22: Modell des quasi-diskreten Hochpassfilters dritter Ordnung, mit parasitärer Kapazität und zusätzlichen Speiseleitungen an beiden Ports, zu dem Platinenlayout aus Abbildung 4.21

Streifenleiters angepasst werden. In dem Modell wird die kapazitive Kopplung zwischen Ein- und Ausgangsleitung des Filters als parasitäre Kapazität C_{par} mit etwa 0,3 fF berücksichtigt. Ein- und Ausgangsleitungen mit den elektrischen

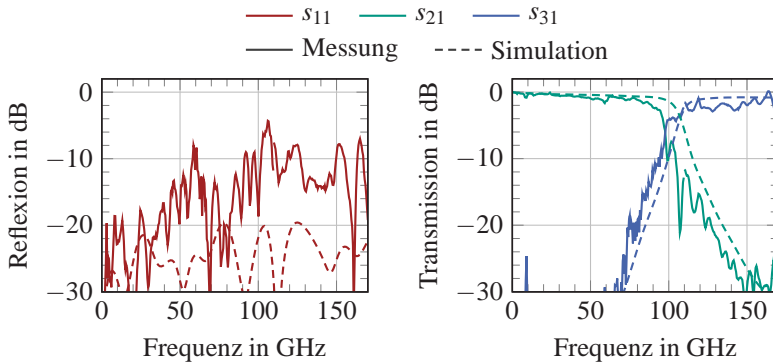


Abbildung 4.23: Mess- und Simulationsergebnisse der in Abbildung 4.21 dargestellten Frequenzweiche mit quasi diskretem HPF, wobei die Referenzebene der Messungen mit angewandter TRL-Kalibration in der SSL liegt

Längen Φ_1 und Φ_2 sowie den Wellenwiderständen Z_1 und Z_2 bieten zusätzliche Freiheitsgrade für den Entwurfs- und Optimierungsprozess des Filters. Bei der Verschaltung der beiden Filter als Diplexer wird die Länge der Eingangsleitung l_1 an der gemeinsamen T-Verzweigung entsprechend so angepasst, dass ein bestmögliches Verhalten erzielt wird.

Der Diplexer wird ebenfalls nach der in Abschnitt 3.6 beschriebenen Methode entworfen und nach dem in Unterabschnitt 4.4.1 beschriebenen Vorgehen in einem Split-Block-Gehäuse aufgebaut. Wie bei den zuvor beschriebenen Diplexern wird unter den verfügbaren Nutzen die Platine ausgewählt, bei der mit $\Delta x = 13 \mu\text{m}$ und $\Delta y = -21 \mu\text{m}$ der geringste Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung auftritt. Das Split-Block-Gehäuse wird erneut auf die selektierte Platine angepasst, um die Positioniergenauigkeit der Platine von weniger als $\pm 10 \mu\text{m}$ zu gewährleisten. Abbildung 4.23 zeigt den Vergleich der gemessenen und simulierten Streuparameter des Diplexers. Die Eingangsreflexion ist simuliert besser als -19 dB und steigt in der Messung auf bis zu -4 dB . Simuliert liegt die Grenzfrequenz bei 108 GHz und ist in dem gemessenen Aufbau zu 98 GHz verschoben. Die Einfügedämpfung im Durchlassbereich der beiden Filter ist in der Simulation kleiner als 1 dB . Gemessen erreicht die

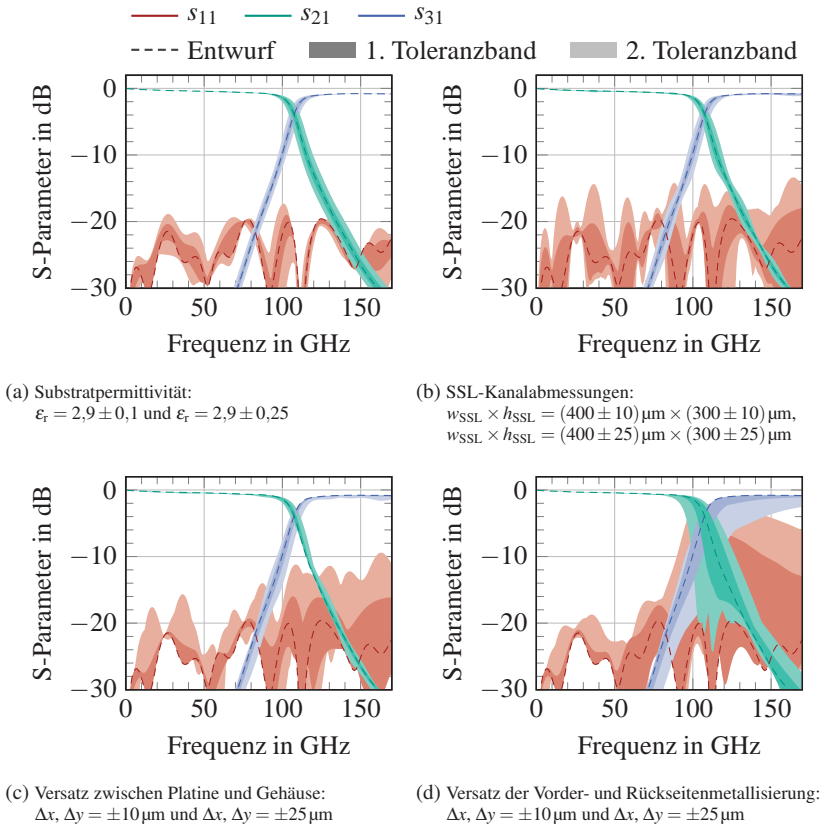


Abbildung 4.24: Toleranzanalyse der Diplexerstruktur aus Abbildung 4.21, wobei die wesentlichen Einflussfaktoren (die Substratpermittivität ϵ_r , die SSL-Kanalabmessungen, der Versatz zwischen Platine und Gehäuse sowie der Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine) in jeweils zwei Toleranzbändern mit unterschiedlich starker Ausprägung mit der ursprünglichen und idealen Simulation verglichen werden

Einfügedämpfung im Durchlassbereich einen Maximalwert von 3 dB und weist insbesondere im Durchlassbereich des HP-Pfades sowie an der Filterflanke des TP-Pfades eine ausgeprägte Welligkeit auf.

Die Toleranzanalyse in Abbildung 4.24 zeigt ein grundlegend vergleichbares Verhalten wie bei den zuvor betrachteten Diplexern. Variationen der Substratpermittivität ϵ_r bewirken erneut hauptsächlich eine Verschiebung der Grenzfrequenz, beeinflussen die Eingangsanpassung jedoch in geringem Maße stärker als bei den zuvor betrachteten Diplexern. Toleranzen der SSL-Kanalabmessungen bewirken ebenso hauptsächlich eine Verschiebung der Grenzfrequenz mit deutlicheren Einflüssen auf die Eingangsanpassung. Da die effektive Länge der als parallelen Induktivität wirkenden Stichleitung des Hochpassfilters durch einen Versatz zwischen Platine und Split-Block-Gehäuse in y-Richtung verändert wird, wirkt sich der Versatz hauptsächlich auf den HP-Pfad und insbesondere auf die Eingangsanpassung bei Frequenzen oberhalb von 100 GHz aus. Daher verändert ein Versatz zwischen Platine und Gehäuse das Verhalten der Frequenzweiche hier deutlich stärker als bei den zuvor betrachteten Diplexern. Den stärksten Einfluss auf das Verhalten des Diplexers hat erneut ein Versatz zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung. Da hierbei die seriellen Kapazitäten des Hochpassfilters empfindlich verändert werden, steigt die Eingangsreflexion bereits bei einem Versatz von $\pm 10 \mu\text{m}$ auf $-6,3 \text{ dB}$ und bei einem Versatz von $\pm 25 \mu\text{m}$ auf bis zu -2 dB . Der Transmissionsverlauf des HP-Pfades wird hin zu größeren Frequenzen verschoben und die Einfügedämpfung im Durchlassbereich steigt mit zunehmendem Versatz. Während der Durchlassbereich des TP-Pfades kaum Veränderungen aufweist, weiten sich die Toleranzbänder im Bereich der Filterflanke deutlich auf.

Mit $\Delta x = 13 \mu\text{m}$ und $\Delta y = -21 \mu\text{m}$ weist die unter den verfügbaren Nutzen selektierte Platine die geringste Verschiebung zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung auf. Die Abmessungen des SSL-Kanals liegen bei dem realisierten Aufbau bei $404 \mu\text{m} \times 302 \mu\text{m}$. Toleranzen von weniger als $\pm 10 \mu\text{m}$ können bei der Positionierung der Platine im Split-Block-Gehäuse sichergestellt werden. Durch die Toleranzanalyse sowie unter Berücksichtigung der Limitierungen des Messaufbaus aus Abschnitt 4.2 ist die Abweichung zwischen Simulation und Messung begründbar und die gemessenen Streuparameter des Diplexers liegen in den beschriebenen Toleranzbändern.

4.4.4 Diplexer mit Stepped-Impedance-Tiefpassfilter und modifiziertem D-Band-Hohlleiterübergang

Eine weitere Realisierungsmöglichkeit eines sehr kompakten Diplexers für den Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz stellt das Simulationsmodell in Abbildung 4.25 dar. Zur besseren Sichtbarkeit der Strukturen ist das Substrat halbtransparent dargestellt und die Split-Block-Gehäuseoberseite ausgeblendet. Neben des Stepped-Impedance-Tiefpassfilters fünfter Ordnung wird der in Unterabschnitt 4.3.3 beschriebene modifizierte D-Band-Hohlleiterübergang als Hochpassfilter eingesetzt. Um die Grenzfrequenz des Hohlleiterüberganges auf das TPF anzupassen, ist die Hohlleiterbreite a – hier gedreht als Höhe dargestellt – im Übergangsbereich von 1,651 mm auf 1,35 mm reduziert. Ein Leitungsresonator auf der Rückseite des Substrates speist den Hohlleiterübergang und stellt die Verbindung mit der T-Verzweigung dar. Der HP-Pfad kann daher als Kombination des modifizierten D-Band-Hohlleiterüberganges und eines Bandpassfilters mit einem einzelnen Leitungsresonator betrachtet werden. Abbildung 4.26 zeigt die Ergebnisse der elektromagnetischen Feldsimulation des Diplexers aus Abbildung 4.25. Die Eingangsreflexion liegt im gesamten

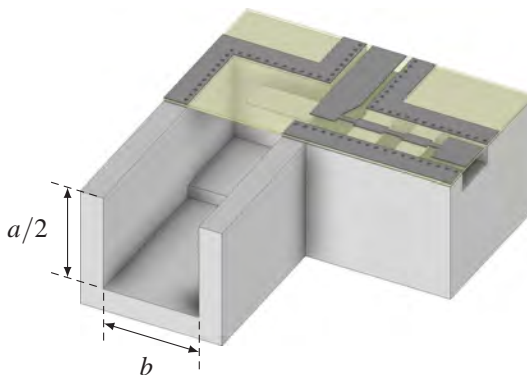


Abbildung 4.25: Simulationsmodell eines Diplexers mit einem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter fünfter Ordnung und einem modifizierten D-Band-Hohlleiterübergang als Hochpassfilter, das Substrat ist halbtransparent dargestellt und die Gehäuseoberseite ausgeblendet

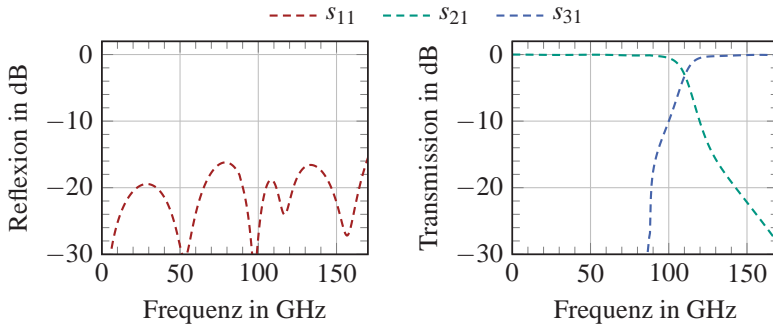


Abbildung 4.26: Simulierte Streuparameter des in Abbildung 4.25 dargestellten Diplexers mit einem Stepped-Impedance-Tiefpassfilter fünfter Ordnung und einem modifizierten Hohlleiterübergang als Hochpassfilter

Frequenzbereich unterhalb von -15 dB. Im Durchlassbereich der beiden Pfade ist die simulierte Einfügedämpfung kleiner als $0,5$ dB. Die Filterstrukturen sind gut aufeinander angepasst und die Transmissionsverläufe schneiden sich bei 110 GHz. Aufgrund der Grenzfrequenz der Grundmode (TE_{10} -Mode) im D-Band-Hohlleiter von $f_{c,TE_{10}} = 90,791$ GHz, unterhalb der keine Ausbreitung im Hohlleiter möglich ist, fällt die Transmission des HP-Pfades hier steil ab. Diese Realisierung mit modifiziertem Hohlleiterübergang als HPF eignet sich besonders für die Integration der in Kapitel 1 beschriebenen Dual-Band-On-Wafer-Messspitze mit $1,0$ -mm-Koaxial- und D-Band-Hohlleiteranschluss.

4.5 Schlussfolgerungen zu mmW-Frequenzweichen

Im Rahmen dieser Arbeit wurde der On-Wafer-Messplatz am IHE für 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz umgebaut. Die zu erwartenden Fehler durch Kalibration mithilfe einer Mischung aus Standards unterschiedlicher Kalibrationssubstrate sowie dem Einsatz von abgeschlossenen On-Wafer-Messspitzen als reflexionsfreier Abschluss des dritten Tores fallen gering aus und sind daher tolerierbar.

Mehrere kontinuierliche Diplexer wurden erstmalig im Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz erfolgreich realisiert und erweitern damit den aktuellen Stand der Forschung hin zu höheren Frequenzen. Aufgetretene Fertigungstoleranzen konnten durch sorgfältige Analyse der gefertigten Nutzen und individuelle Anpassung der Split-Block-Gehäuse weitestgehend ausgeglichen werden. Während die Eingangsanpassung der Messungen durch den Messaufbau begrenzt ist, zeigen die gemessenen und simulierten Transmissionsverläufe der aufgebauten Diplexer eine gute Übereinstimmung. Den Einfluss der Substratpermittivität ϵ_r , der SSL-Kanalabmessungen, des Versatzes zwischen Platine und Gehäuse sowie des Versatzes zwischen Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine auf die elektrischen Eigenschaften der Diplexer wurde in ausführlichen Toleranzanalysen anschaulich nachvollziehbar analysiert. Am stärksten wirkt sich der Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine sowohl auf die Transmissionsverläufe als auch auf die Eingangsanpassung aus.

Modifikationen der TPF-Struktur durch das Hinzufügen gekoppelter Leitungen parallel zu einem hochohmigen Leitungssegment erzeugen einen Parallelschwingkreis. Im Vergleich zu einem Diplexer ohne diese Modifikation können somit wahlweise steilere Filterflanken oder eine bessere Eingangsanpassung realisiert werden, ohne dass der Diplexer dabei anfälliger auf Toleranzen reagiert. Die elektromagnetische Feldsimulation eines Diplexers mit quasidiskretem Hochpassfilter weist im Vergleich zu Diplexern mit Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren die beste Eingangsanpassung und die niedrigste Einfügedämpfung auf. Die filigranen HPF-Strukturen sind aber weniger tolerant gegenüber Verschiebungen der Platine im Gehäuse und einem Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung. Der Diplexer mit modifiziertem TPF und BPF aus gekoppelten Leitungsresonatoren stellt demnach den besten Kompromiss zwischen Robustheit gegenüber auftretenden Toleranzen und erreichbarer Performance bei idealer Realisierung dar.

Neben den realisierten Diplexern wurde in elektromagnetischen Feldsimulationen gezeigt, dass ein modifizierter Hohlleiterübergang auf eine gewünschte Grenzfrequenz angepasst werden und sich komplementär zu einem TPF verhalten kann. Mit einem solchen Diplexer wird die Komplexität der Platine auf

ein Minimum reduziert, was den Entwurf äußerst robust gegenüber Toleranzen macht. Dies stellt somit einen vielversprechenden Ansatz zur Integration in eine Dual-Band-On-Wafer-Messspitze dar.

5 Schlussfolgerungen

In dieser Arbeit wurde der Einsatz von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-On-Wafer-Messtechnik vorgeschlagen. Mit einem modellbasierten Ansatz wurden Diplexer für den Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz entworfen und die realisierten Strukturen umfassend analysiert. Die entwickelten Methoden und die gewonnenen Erkenntnisse sind jedoch auch auf andere Problemstellungen der Gestaltung von Filtern und Frequenzweichen in der Millimeterwellentechnik anwendbar. Von den publizierten Arbeiten mit verwandten Themengebieten hebt sich diese Arbeit im Besonderen durch das vorgeschlagene Anwendungsgebiet, den modellbasierten Entwurf sowie den abgedeckten Frequenzbereich ab. Im Rahmen dieser Arbeit wurde, aufgrund anfänglich starker Diskrepanzen zwischen Messung und Simulation, die Leiterplattenfertigung am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des Karlsruher Instituts für Technologie bezüglich Auflösung und Reproduzierbarkeit grundlegend analysiert und optimiert.

Folgende technische Neuerungen dieser Arbeit gegenüber dem Stand der Forschung sind hervorzuheben:

- Erstmalig wird mit dieser Arbeit das Konzept der Integration breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen in On-Wafer-Messspitzen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-On-Wafer-Messtechnik vorgeschlagen [1]. Diese neuartige Architektur ermöglicht die Erweiterung bestehender On-Wafer-Messtechnik zum Erfassen eines größeren Frequenzbereiches, ohne dabei die On-Wafer-Messspitzen und die sensible Messtechnik für unterschiedliche Frequenzbänder austauschen, warm laufen und erneut kalibrieren zu müssen. Alle Frequenzbereiche können parallel bei einmaliger Kontaktierung des Messobjektes erfasst werden.

- Der modellbasierte Entwurf stellt ein neuartiges methodisches Vorgehen zur Entwicklung und Optimierung breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen dar. Aufgrund der Modellierung des Filterverhaltens aus elektromagnetischen Feldsimulationen ist ein Vergleich und damit die Kenntnis über Abweichungen der einzelnen Ist- und Ziel-Modellparameter nach jedem Iterationsschritt möglich. Somit können komplexe Filterstrukturen mit einer Vielzahl von Parametern gezielt und effizient in wenigen Schritten optimiert werden. Zusätzlich bietet der modellbasierte Entwurf die Möglichkeit, unterschiedliche Filtertypen – TPF, BPF oder HPF – mit beliebigen Filterordnungen zu kombinieren, und lässt sich auf Frequenzweichen mit mehr als zwei Frequenzbändern – von Diplexern auf Triplexer oder Multiplexer – erweitern.
- Als Schlüsselkomponente der entworfenen Diplexer wurde eine neuartige T-Verzweigung entwickelt, deren Geometrie eigens zur Verschaltung eines Stepped-Impedance-Tiefpassfilters und eines Bandpassfilters aus gekoppelten Leitungsresonatoren mit einer gemeinsamen Speiseleitung optimiert wurde. Mit der neuartigen Struktur ist es möglich, alle relevanten Kenngrößen der T-Verzweigung so einzustellen, dass die komplementären Filter optimal aufeinander angepasst werden können.
- Im Rahmen dieser Arbeit wurde der On-Wafer-Messplatz am IHE für 3-Tor-Streuparametermessungen bis 170 GHz umgebaut. Die zu erwartenden Fehler durch die Kalibration auf eine Mischung aus Standards unterschiedlicher Kalibrationssubstrate sowie den Einsatz von On-Wafer-Messspitzen zum reflexionsfreien Abschließen der jeweils dritten Tore wurden umfassend untersucht und konnten dabei als tolerierbar eingestuft werden.
- Erstmals konnten kontinuierliche Diplexer für den mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz demonstriert werden. Sie erweitern damit den aktuellen Stand der Forschung hin zu höheren Frequenzen. Aufgetretene Fertigungstoleranzen konnten durch sorgfältige Analyse der gefertigten Nutzen und individuelle Anpassung der Split-Block-Gehäuse weitestgehend ausgeglichen werden. Während die Eingangsan-

passung der Messungen durch den Messaufbau begrenzt ist und dadurch größere Abweichungen zwischen Simulation und Messung auftreten, weisen die simulierten und gemessenen Transmissionsverläufe der realisierten Frequenzweichen eine gute Übereinstimmung auf. Die Einflüsse der Substratpermittivität ϵ_r , der SSL-Kanalabmessungen, des Versatzes zwischen Platine und Gehäuse sowie des Versatzes von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine auf die Streuparameter der Frequenzweichen wurden in ausführlichen Toleranzanalysen anschaulich analysiert. Von den untersuchten Toleranzen wirkt sich der Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung der Platine am stärksten auf die Transmissionsverläufe und die Eingangsanpassung aus.

- Modifikationen der TPF-Strukturen ermöglichen wahlweise steilere Filterflanken oder eine bessere Eingangsanpassung, ohne dabei die Empfindlichkeit gegenüber Fertigungstoleranzen zu erhöhen. Simulationen einer Frequenzweiche mit quasi-diskretem Hochpassfilter sind unter idealen Randbedingungen besser angepasst als Realisierungen mit Bandpassfiltern aus gekoppelten Leitungsresonatoren. Die filigranen HPF-Strukturen verhalten sich jedoch weniger tolerant gegenüber Verschiebungen der Platine im Gehäuse sowie dem Versatz von Vorder- und Rückseitenmetallisierung. Eine Frequenzweiche bestehend aus einem modifizierten TPF und einem BPF aus gekoppelten Leitungsresonatoren stellt demnach den besten Kompromiss zwischen Robustheit gegenüber auftretenden Fertigungstoleranzen und erreichbarer Leistungsfähigkeit bei geringen Fertigungstoleranzen dar.
- Neben den realisierten Dipletern wurde in Simulationen gezeigt, dass ein modifizierter Hohlleiterübergang auf eine gewünschte Grenzfrequenz angepasst werden und sich komplementär zu einem TPF verhalten kann. Mit einem solchen Diplexer wird die Komplexität der Platine auf ein Minimum reduziert, was den Entwurf äußerst robust gegenüber Toleranzen macht. Dies stellt einen vielversprechenden Ansatz zur kompakten Integration in eine Dual-Band-On-Wafer-Messspitze dar.

Zusammenfassend wurden mit dieser Arbeit der modellbasierte Entwurf und die umfassende Analyse breitbandiger kontinuierlicher Frequenzweichen vorgestellt. Die realisierten Frequenzweichen bilden den neuen Stand der Forschung. Diese Arbeit stellt die Grundlage zur kompakten Systemintegration von Frequenzweichen und weiteren Funktionalitäten in On-Wafer-Messspitzen dar. Somit kann bestehende Millimeterwellen-On-Wafer-Messtechnik parallelisiert und zukünftig effizienter genutzt werden.

A Optimierung der Leiterplattenfertigung am IHE

Im Rahmen dieser Arbeit wurde anfangs eine starke Diskrepanz zwischen Messung und Simulation der in Kapitel 3 vorgestellten Frequenzweichen festgestellt. Nähere Untersuchungen ergaben als Ursache Toleranzen bei der Leiterplattenfertigung im Bereich von $\pm 50 \mu\text{m}$. Diese motivierten eine Analyse und Optimierung des am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik durchgeführten Fertigungsprozesses von Leiterplatten, die im Folgenden näher beschrieben sind.

Die Fertigung der Leiterplatten erfolgt in mehreren Schritten. Zunächst wird das Platinenlayout mittels eines Fotoplotters auf eine Folie übertragen, die als Belichtungsmaske für den anschließenden Belichtungsprozess dient. Über die Maske werden die Leiterstrukturen auf den fotoempfindlichen Lack des Platinen-Basismaterials übertragen. Nach dem Entwickeln des Lacks sind alle Kupferflächen, die im anschließenden Ätzprozess erhalten bleiben sollen, von einer Lackschicht geschützt. Die in Abbildung A.1 dargestellte Teststruktur mit Leiterbahnen und Spalten, deren Strukturbreiten den Bereich von $25 \mu\text{m}$ bis $500 \mu\text{m}$ umfassen, wird im Folgenden für die Analyse und Optimierung der einzelnen Prozessschritte verwendet. Ein wesentlicher Vorteil der Teststruktur

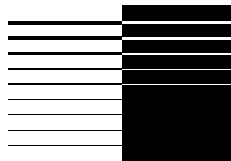


Abbildung A.1: Teststruktur mit Leiterbahnen und Spalten für Breiten von $25 \mu\text{m}$ bis $500 \mu\text{m}$

besteht darin, dass sich an den Übergängen zwischen Leiterbahnen und Spalten entstehende Abweichungen optisch gut erkennen lassen. Im Falle auftretender Toleranzen sind die Kanten der Leiterbahnen und Spalte nicht deckungsgleich.

A.1 Belichtungsmasken

Abbildung A.2 zeigt eine schematische Darstellung, wie mithilfe eines Fotoplotters Belichtungsmasken erzeugt werden. Dieser besteht aus einer Walze, die beim Plotten rotiert, und einem getakteten Laser, der lateral bewegt werden kann. Das Platinenlayout wird mit dem Laserstrahl auf eine fotoempfindliche Folie auf der Walze übertragen. Nach anschließendem Entwickeln und Fixieren der Folie sind die Strukturen durch Schwarzfärbung sichtbar.

Zunächst wird eine Belichtungsmaske der Teststruktur mit den bestehenden Prozesseinstellungen gefertigt. Da der Fotoplotter das Layout in Form eines Linienrasters auf die Folie überträgt, erfordert dies eine Konvertierung der vektoriellen Layoutdatei in ein Bitmap-Dateiformat. Für die Konvertierung wird eine voreingestellte Rasterauflösung von 2032 dpi gewählt, welches einer

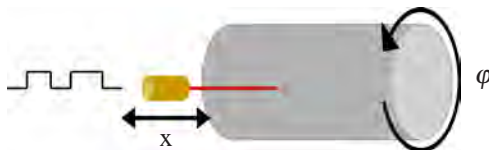
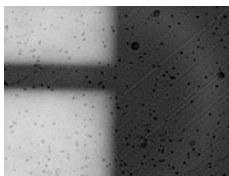
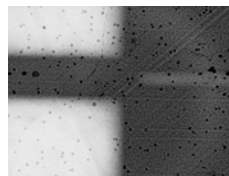


Abbildung A.2: Schematischer Aufbau des Folienplotters zur Herstellung der Belichtungsmasken



(a) 25 µm Strukturbreite



(b) 75 µm Strukturbreite

Abbildung A.3: Mikroskopaufnahmen der geplotteten Teststruktur, hergestellt mit den ursprünglichen Prozessparametern für unterschiedliche Strukturbreiten

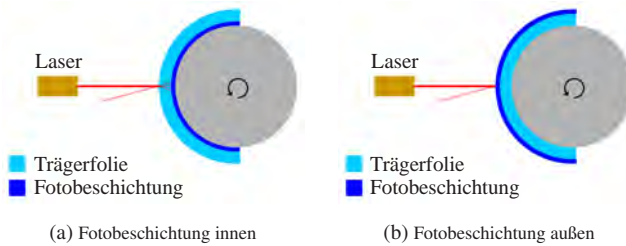


Abbildung A.4: Vergleich der ursprünglichen und optimierten Folienmontage im Fotoplotter

äquivalenten Rasterauflösung von $12,5 \mu\text{m}$ entspricht. Der Plot erfolgt mit dem einheitslosen (au, engl. arbitrary unit) Intensitätswert von 165 au.

In Abbildung A.3 sind die Strukturbreiten $25 \mu\text{m}$ und $75 \mu\text{m}$ der Belichtungsmaske dargestellt. Bei den sichtbaren Punkten handelt es sich um oberflächliche Verunreinigungen. Es treten erkennbare Fehler hinsichtlich der Maßhaltigkeit und Kantenschärfe auf. Alle Kanten sind um ca. $17,5 \mu\text{m}$ zu weit ausgedehnt. Dies hat zur Folge, dass Leiterbahnen um $35 \mu\text{m}$ verbreitert und Spalte um $35 \mu\text{m}$ geschmälert werden.

Die Montage der Folie auf der Walze des Plotters erfolgt nach Abbildung A.4a, bei der die fotoempfindliche Schicht innenseitig montiert ist. Da der Laserstrahl vor dem Auftreffen auf die Fotoschicht zunächst durch die $100 \mu\text{m}$ dicke Trägerfolie hindurchstrahlt, treten Streueffekte und Mehrfachreflexionen auf. Somit vergrößert sich die Linienbreite und die Kanten erhalten einen unscharfen Verlauf. Mit einer wie in Abbildung A.4b skizzierten Folienmontage, bei der die Fotoschicht außenseitig angebracht ist, wird eine höhere Auflösung bei

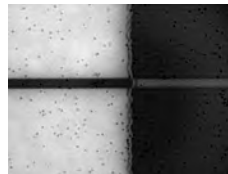


Abbildung A.5: Mikroskopaufnahmen der $25 \mu\text{m}$ Strukturbreite einer geplotteten Teststruktur nach der Prozessoptimierung

gleichzeitig scharfen Kanten erreicht. Aufgrund des direkt auf die Fotoschicht auftreffenden Laserstrahls ist eine geringere Laserintensität notwendig. Für eine Auflösung von 4064 dpi wird das Optimum der Laserintensität dahingehend ermittelt, dass zusammenhängende schwarze Flächen – ohne sichtbare Linien des Lasers – erzielt werden. Der ermittelte Intensitätswert beträgt 25 au.

Abbildung A.5 zeigt 25 µm Strukturen – Linie und Spalt – einer Belichtungs-
maske mit dem optimierten Prozess. Die höhere Auflösung und klar definierten Kanten sind gut zu erkennen. Eine Limitierung der Auflösung ist durch die minimale Laserlinienbreite von ca. 10 µm und durch die Wahl der Rasterauflösung gegeben.

A.2 Belichtungsprozess

Im Folgenden wird der Belichtungsprozess untersucht und optimiert. Der auf den Platinensubstraten aufgebraute Fotolack ist ein Positivlack. Belichtete Bereiche des Fotolacks lösen sich bei der Entwicklung und unbelichtete Bereiche, welche die Leitungsstruktur darstellen, bleiben bestehen [Hil06]. Bei dem anschließenden Ätzprozess sind die zu erhaltenden Kupferflächen durch den Fotolack vor dem Ätzmittel geschützt.

Die Belichtung des Basismaterials erfolgt beidseitig mit ultraviolett Licht (UV-Licht) mit einer Wellenlänge von 380 nm, da der Fotolack in diesem Bereich seine maximale spektrale Empfindlichkeit aufweist. Während des Be-

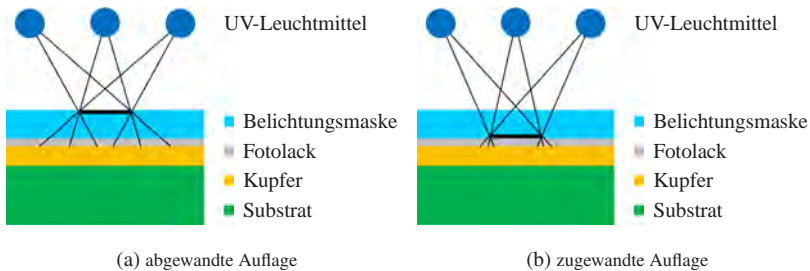
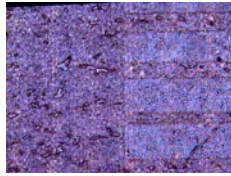
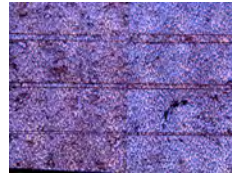


Abbildung A.6: Vergleich der Auflagemöglichkeiten der Belichtungs-
maske auf das Basismaterial



(a) Belichtung nach Abbildung A.6a



(b) Belichtung nach Abbildung A.6b

Abbildung A.7: Belichteter und entwickelter Fotolack der Teststruktur auf dem Basismaterial für die verschiedenen Aufslagmöglichkeiten der Belichtungsmaske aus Abbildung A.6

lichtungsvorgangs befindet sich das Basismaterial samt Belichtungsmasken in einem vakuumierbaren Folienrahmen, der eine Anpressung und Fixierung der Belichtungsmasken am Basismaterial sicherstellt. Für die Belichtung ist eine geeignete Belichtungszeit zu ermitteln, die einerseits ausreichend hoch sein muss, um den Fotolack durch das anschließende Entwickeln vollständig zu entfernen, andererseits sollte die Belichtungsdauer nicht zu hoch gewählt werden, da die schwarzen Flächen der Belichtungsmaske den Fotolack nicht vollständig vor ungewollter Belichtung schützen. Eine geeignete Belichtungszeit wird ermittelt, indem der Fotolack durch eine lichtundurchlässige Klebefolie geschützt wird. Nach Belichtungsintervallen von 15 s wird die Schutzfolie schrittweise entfernt. Die optimale Belichtungsdauer beträgt 2:30 min und führt bei der Entwicklung zu einer vollständigen Entfernung des belichteten Fotolacks.

Bei der Belichtung kann die belackte Seite der Fotomaske dem Basismaterial entweder zugewandt oder abgewandt sein. Wie in Abbildung A.6a skizziert, führt im abgewandten Fall die 100 μm dicke Trägerfolie zwischen dem Lack der Belichtungsmaske und dem Fotolack des Basismaterials bei allseitiger Bestrahlung mit UV-Licht zu einer Exposition des Fotolacks unterhalb der Maskenstrukturen. Abbildung A.7a zeigt einen Ausschnitt einer auf diese Weise belichteten und entwickelten Teststruktur. In der rechten Bildhälfte sind die Spalte der Breiten 25 μm bis 75 μm im bläulich erscheinenden Fotolack zu erkennen, während sich die Leitungsstrukturen in der linken Bildhälfte beim Entwickeln vollständig gelöst haben. Wird die Fotomaske hingegen wie in Abbildung A.6b skizziert belichtet, so bleiben die Strukturen, wie in Abbil-

dung A.7b zu sehen, selbst bei einer Strukturbreite von $25\ \mu\text{m}$ maßhaltig und mit hoher Kantenschärfe erhalten. Die Dicke des Fotolacks auf dem Basismaterial beträgt $5\ \mu\text{m}$ und ist damit vernachlässigbar dünn gegenüber der $100\ \mu\text{m}$ dicken Trägerfolie der Belichtungsmaske.

A.3 Ätzprozess

Nach der Belichtung und dem Entwicklungsprozess werden die Platinen in einem Ätzprozess weiterverarbeitet. Hierbei werden die freiliegenden Kupferflächen entfernt, durch Fotolack geschützte Leitungsstrukturen bleiben erhalten. Die Prozessierung erfolgt in einer Sprühätzanlage, die schematisch in Abbildung A.8 dargestellt ist. In dieser wird das Substrat von Förderrollen transportiert, während Sprühdüsen die Oberfläche der Platine mit Ätzmittel benetzen. Bei der verwendeten Maschine sind die Fördergeschwindigkeit v sowie die Temperatur T des Ätzmittels einstellbar.

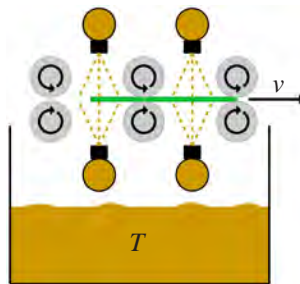


Abbildung A.8: Schematischer Aufbau der Sprühätzanlage mit einstellbarer Fördergeschwindigkeit und Ätzmitteltemperatur

Um die Einflüsse der Prozessparameter Temperatur und Geschwindigkeit zu untersuchen und passend zu justieren, werden mehrere Platinen mit beidseitiger Kupferkaschierung von $17,5\ \mu\text{m}$ Stärke beidseitig mit der Teststruktur belichtet, entwickelt und anschließend geätzt. Für den Ätzvorgang wird eine Ätzmitteltemperatur von $25\ ^\circ\text{C}$ gewählt. Die Platinen werden in jeweils drei Durchläufen bei einer Geschwindigkeit von $0,6\ \text{m/s}$ verfahren, da bei dieser Einstellung

eine vollständige Abtragung der Kupferflächen gewährleistet wird. Analysen der erstellten Strukturen mit einem hochauflösenden Mikroskop ergeben eine Reproduzierbarkeit von $\pm 10 \mu\text{m}$ Linien- und Spaltbreite. Diese kann durch einen Temperaturdrift während des Ätzvorganges sowie ein ungleichmäßiges Sprühbild der Düsen hervorgerufen werden. Des Weiteren wird festgestellt, dass alle Leiterbahnen um $35 \mu\text{m}$ schmaler und Spalte um $35 \mu\text{m}$ breiter als entworfen ausfallen. Die Ursache dieses Effektes lässt sich anhand von Abbildung A.9 erklären, bei der ein geätzter Spalt zusammen mit der strukturierten Fotolackschicht zu erkennen ist. Die Grafik zeigt, dass die Kupferflächen nicht bündig zur Kante des Fotolacks abgetragen sind, sondern Teile unterhalb des Fotolacks um etwa $20 \mu\text{m}$ abgetragen sind. Dieser Effekt wird als Unterätzung bezeichnet [Hil06].



Abbildung A.9: Unterätzung eines $50 \mu\text{m}$ breiten Spaltes

Mit weiteren Testreihen wird die Kompensation der Unterätzung analysiert. Dazu wird eine Belichtungsmaske entworfen, bei der die Leiterbahnen gegenüber dem ursprünglichen Layout um $35 \mu\text{m}$ verbreitert und die Spalte um $35 \mu\text{m}$ geschmälert sind. Eine Ausnahme bildet der $50 \mu\text{m}$ breite Spalt, der im Layout um nur $25 \mu\text{m}$ geschmälert ist, um nicht vollständig zu verschwinden. Mit der neuen Belichtungsmaske werden weitere Proben belichtet, entwickelt und geätzt. Die Analyse der erzeugten Teststrukturen liefert wieder eine Reproduzierbarkeit von $\pm 10 \mu\text{m}$ Linien- und Spaltbreite.

Mit dem ursprünglichen Vorgehen ist die minimale Strukturgröße für Leiterbahnen und Spalte auf $150 \mu\text{m}$ mit Toleranzen im Bereich von $\pm 50 \mu\text{m}$ begrenzt. Die im Rahmen dieser Arbeit optimierte Leiterplattenfertigung erreicht bei $17,5 \mu\text{m}$ dicken Kupferkaschierungen minimale Leiterbreiten von $25 \mu\text{m}$ und Spalte mit $75 \mu\text{m}$ Breite bei einer reproduzierbaren Toleranz von $\pm 10 \mu\text{m}$.

Literaturverzeichnis

- [AK13] I. Ashiq and A. P. S. Khanna. Ultra-Broadband Contiguous Planar DC-35-65 GHz Diplexer using Softboard Suspended Stripline Technology. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pages 1–4, June 2013.
- [AK14] I. Ashiq and A. Khanna. A Novel Ultra-Broadband DC-36-to-66-GHz Hybrid Diplexer using Waveguide and SSL Technology. In *Proc. IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1111–1114, October 2014.
- [AK15] I. Ashiq and A. P. S. Khanna. A Novel Planar Contiguous Diplexer DC-67-100 GHz using Organic Liquid Crystal Polymer (LCP). In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–4, 2015.
- [AK16] I. Ashiq and A. P. S. Khanna. Ultra Broadband Non-Planar DC-67-100 GHz Contiguous Diplexer Implemented on Organic Liquid Crystal Polymer (LCP). In *Proc. IEEE 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1183–1186, 2016.
- [Anr19] Anritsu Co. 0.8 mm Connectors Enable D-Band Coaxial Measurements. *Microwave Journal*, 62(3):S6–S12, March 2019.
- [Anr20a] Anritsu Co. *New VNA Technologies Enable Millimeter-Wave Broadband Testing to 220 GHz*, 2020.
- [Anr20b] Anritsu Co. <https://www.anritsu.com/en-us/test-measurement/products/me7838a>, abgerufen im September 2020.
- [Ans20] Ansys HFSS. <https://www.ansys.com/>, abgerufen im September 2020.

- [Bar52] R. M. Barrett. Etched Sheets Serve as Microwave Components. *Electronics*, 25:114–118, June 1952.
- [BB51] R. M. Barrett and M. H. Barnes. Microwave Pinned Circuits. *Radio Television News*, 46:16–31, September 1951.
- [Ben17] C. Beng Sia. Minimizing Discontinuities in Wafer-Level sub-THz Measurements up to 750 GHz for Device Modelling Applications. In *Proc. IEEE 89th ARFTG Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, pages 1–4, 2017.
- [BKL09] H. Burkard, W. Kapischke, and J. Link. Large Panel, Highly Flexible Multilayer Thin Film Boards. In *Proc. IEEE European Microelectronics and Packaging Conference (EMPC)*, pages 1–6, 2009.
- [CCR⁺17] X. Chen, S. Chandrasekhar, S. Randel, G. Raybon, A. Adamecki, P. Pupalaiakis, and P. J. Winzer. All-Electronic 100-GHz Bandwidth Digital-to-Analog Converter Generating PAM Signals up to 190 GBaud. *Journal of Lightwave Technology*, 35(3):411–417, February 2017.
- [CFBH14] J. Chang, J. Fiedziuszko, S. Berry, and D. Harvey. Microstrip Hybrid Coupled Input Multiplexer Design for Satellite Communications. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, 2014.
- [Cha05] K. Chang. *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, Volume 1–6*. John Wiley & Sons, 2005.
- [Che16] Z. N. Chen. *Handbook of Antenna Technologies*. Handbook of Antenna Technologies. Springer Singapore, 2016.
- [CI91] R. E. Collin and IEEE Antennas and Propagation Society. *Field Theory of Guided Waves*. IEEE/OUP Series on Electromagnetic Wave Theory. IEEE Press, 1991.
- [CMW19] Y. Chu, K. Ma, and Y. Wang. A Novel Triplexer Based on SISL Platform. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 67(3):997–1004, March 2019.

- [Coo11] J. Coonrod. Understanding the Variables of Dielectric Constant for PCB Materials used at Microwave Frequencies. In *Proc. IEEE 41st European Microwave Conference (EuMC)*, pages 938–944, October 2011.
- [Coo15] J. Coonrod. Why Do Different Test Methods Yield Different Electrical Values? *The PCB Design Magazine*, pages 56–58, December 2015.
- [CST20] CST Studio Suite[®]. <https://www.cst.com/>, abgerufen im September 2020.
- [DJS90] A. Davidson, K. Jones, and E. Strid. LRM and LRRM Calibrations with Automatic Determination of Load Inductance. In *Proc. IEEE 36th ARFTG Conference Digest*, volume 18, pages 57–63, November 1990.
- [DVP87] N. K. Das, S. M. Voda, and D. M. Pozar. Two Methods for the Measurement of Substrate Dielectric Constant. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 35(7):636–642, July 1987.
- [EH79] G. F. Engen and C. A. Hoer. Thru-reflect-line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic network Analyzer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 27(12):983–987, December 1979.
- [Eng91] G. F. Engen. 16-Term Error Model and Calibration Procedure for On-Wafer Network Analysis Measurements. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(12):2211–2217, December 1991.
- [FAB⁺99] A. Fach, Y. Athanassov, U. Brunner, D. Hablützel, B. Ketterer, and J. Link. Multilayer Polyimide Film Substrates for Interconnections in Microsystems. *Microsystem Technologies*, 5(4):166–168, July 1999.
- [For20] FormFactor[™]. <https://www.formfactor.com/>, abgerufen im September 2020.

- [GGBB96] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia. *Microstrip Lines and Slotlines (2nd Edition)*. Artech House, INC., 1996.
- [GHM94] W. Grabherr, W. G. B. Huder, and W. Menzel. Microstrip to Waveguide Transition Compatible with mm-Wave Integrated Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(9):1842–1843, 1994.
- [Gou55] G. Goubau. *Elektromagnetische Wellenleiter und Hohlräume*. Physik und Technik. Wissenschaftliche Verlagsgesellschaft M. B. H. Stuttgart, 1955.
- [Her87] H. Hertz. Ueber sehr schnelle electriche Schwingungen. *Annalen der Physik, Band 267*, pages 421–448, March 1887.
- [Hie07] M. Hiebel. *Fundamentals of Vector Network Analysis (2nd Edition)*. Rohde & Schwarz, 2007.
- [Hig20] Hightec MC AG. <http://hightec.ch/de/home/>, abgerufen im September 2020.
- [Hil06] U. Hilleringmann. *Mikrosystemtechnik: Prozessschritte, Technologien, Anwendungen*. Lehrbuch Elektrotechnik. Teubner, Wiesbaden, 1 edition, 2006.
- [Hof83] R. K. Hoffmann. *Integrierte Mikrowellenschaltungen: Elektrische Grundlagen, Dimensionierung, technische Ausführung, Technologien*. Springer, Berlin, Heidelberg, 1983.
- [Hon13] J.-S. Hong. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. Wiley, Hoboken, N. J., 2013.
- [Key17] Keysight Technologies, Inc. *Installation and Service Guide N5250-90001*, 2017.
- [Key18] Keysight Technologies, Inc. *Achieving Metrology-Grade Results at Millimeter-Wave Frequencies*. Appl. Note 5992-2348, 2018.
- [KKC10] K. Kuang, F. Kim, and S. S. Cahill. *RF and Microwave Microelectronics Packaging*. Springer, 2010.

- [KON11] T. Kleine-Ostmann and T. Nagatsuma. A Review on Terahertz Communications Research. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 32(2):143–171, January 2011.
- [KQI99] N. Kaneda, Y. Qian, and T. Itoh. A Broad-Band Microstrip-to-Waveguide Transition Using Quasi-Yagi Antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 47(12):2562–2567, 1999.
- [KS71] W. Kruppa and K. F. Sodomsky. An Explicit Solution for the Scattering Parameters of a Linear Two-Port Measured with an Imperfect Test Set (Correspondence). *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 19(1):122–123, January 1971.
- [LMMB14] C. Lu, M. K. Matters-Kammerer, R. Mahmoudi, and P. G. M. Baltus. A Millimeter-Wave Tunable Transformer-Based Dual-Antenna Duplexer with 50 dB Isolation. In *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conference (CICC)*, pages 1–4, September 2014.
- [Lou16] E. Lourandakis. *On-Wafer Microwave Measurements and De-Embedding*. Artech House Microwave Library. Artech House, 2016.
- [Mü18] D. Müller. *RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie (KIT), 2018.
- [Mal79] J. A. G. Malherbe. *Microwave Transmission Line Filters*. Artech Microwave Library. Artech House, 1979.
- [Mar91] R. B. Marks. A Multiline Method of Network Analyzer Calibration. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 39(7):1205–1215, July 1991.
- [Max65] J. C. Maxwell. A dynamical theory of the electromagnetic field. *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, 155:459–512, January 1865.

- [MBBH99] R. K. Mongia, I. J. Bahl, P. Bhartia, and J. Hong. *RF and Microwave Coupled-Line Circuits (2nd Edition)*. Artech House Microwave Library, 1999.
- [MDD12] MIL-DTL-85/3D. Waveguides, Rigid, Rectangular (Millimeter Wavelength). *Detail Specification of the Department of Defense of the United States of America*, April 2012.
- [MG92a] H. H. Meinke and F. W. Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 1: Grundlagen*. Springer, 1992.
- [MG92b] H. H. Meinke and F. W. Gundlach. *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik: Band 2: Komponenten*. Springer, 1992.
- [MMGZ19] J. Mayer, M. Martina, T. Gottwald, and T. Zwick. PCB Laminates for Automotive Radar Antenna Modules Under Different Environmental Conditions. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 67(9):6051–6058, September 2019.
- [MRNR12] J. Martens, T. Roberts, K. Noujeim, and S. Reyes. 70 kHz–145 GHz Broadband S-Parameter Measurements: Calibration and Verification Possibilities. In *Proc. IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC)*, pages 433–435, December 2012.
- [MSG⁺17] D. Müller, J. Schäfer, D. Geenen, H. Massler, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. Electromagnetic Field Simulation of MMICs Including RF Probe Tips. In *Proc. IEEE 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pages 900–903, October 2017.
- [Mul15] Multicomp. *SMA Straight Square Flange Jack Receptacle*. MC000981, 2015.
- [MYJ80] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones. *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*. Artech House Microwave Library, 1980.
- [PLJ15] F. Puente León and H. Jäkel. *Signale und Systeme, 6. überarbeitete Auflage*. De Gruyter Oldenbourg, 2015.

- [PM07] J. G. Proakis and D. K. Manolakis. *Digital Signal Processing (4th Edition)*. Pearson Education, 2007.
- [Poz11] D. M. Pozar. *Microwave Engineering (4th Edition)*. John Wiley & Sons, 2011.
- [PP01] F. Purroy and L. Pradell. New Theoretical Analysis of the LRRM Calibration Technique for Vector Network Analyzers. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 50(5):1307–1314, October 2001.
- [PSVV13] S. Priyabadini, T. Sterken, L. Van Hoorebeke, and J. Vanfleteren. 3-D Stacking of Ultrathin Chip Packages: An Innovative Packaging and Interconnection Technology. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 3(7):1114–1122, 2013.
- [Rag65] G. L. Ragan. *Microwave Transmission Circuits*. Dover Publications, 1965.
- [Rau09] J. C. Rautio. A Proposed Uniaxial Anisotropic Dielectric Measurement Technique. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Signal Integrity and High-Speed Interconnects (IMWS)*, pages 59–62, February 2009.
- [RB79] EIA RS-261-B. Rectangular Waveguides (WR3 to WR2300). *Standard of the Electronic Industries Association of the United States of America*, May 1979.
- [RCZ⁺11a] T. J. Reck, L. Chen, C. Zhang, A. Arsenovic, C. Groppi, A. W. Lichtenberger, R. M. Weikle, and N. S. Barker. Micromachined Probes for Submillimeter-Wave On-Wafer Measurements Part I: Mechanical Design and Characterization. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(2):349–356, November 2011.
- [RCZ⁺11b] T. J. Reck, L. Chen, C. Zhang, A. Arsenovic, C. Groppi, A. W. Lichtenberger, R. M. Weikle, and N. S. Barker. Micromachined Probes for Submillimeter-Wave On-Wafer Measurements Part II:

- RF Design and Characterization. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 1(2):357–363, November 2011.
- [Reh09] R. Rehner. *Ultra-breitbandige Filter, Multiplexer und Mischer für den Aufbau hochintegrierter Millimeterwellen-Empfangssysteme*. Dissertation, Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg, 2009.
- [Rog18a] Rogers Corporation. *RO4000[®] Series High Frequency Circuit Materials*. Revised 1376 043018 Publication #92-004, 2018.
- [Rog18b] Rogers Corporation. *RT/duroid[®] 5870 /5880 High Frequency Laminates*. Revised 1402 101518 Publication #92-101, 2018.
- [Rog19a] Rogers Corporation. *RO3000[®] Series Circuit Materials RO3003[™], RO3006[™], RO3010[™] and RO3035[™] High Frequency Laminates*. Revised 1438 071119 Publication #92-130, 2019.
- [Rog19b] Rogers Corporation. *RT/duroid[®] 6006/6010LM High Frequency Laminates*. Revised 1434 102119 Publication #92-105, 2019.
- [Rog20] Rogers Corporation. <https://www.rogerscorp.com/>, abgerufen im September 2020.
- [RSS⁺09] R. Rehner, M. Sterns, D. Schneiderbanger, S. Martius, and L. Schmidt. A Quasi-Lumped Ultra-Broadband Contiguous SSL-Diplexer from DC to 80 GHz. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pages 1037–1040, June 2009.
- [SH02] A. M. E. Safwat and L. Hayden. Sensitivity Analysis of Calibration Standards for Fixed Probe Spacing On-Wafer Calibration Techniques. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, volume 3, pages 2257–2260, June 2002.
- [SHKH08] K. Sakakibara, M. Hirono, N. Kikuma, and H. Hirayama. Broadband and Planar Microstrip-to-Waveguide Transitions in Millimeter-Wave Band. In *Proc. IEEE International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, volume 3, pages 1278–1281, 2008.

- [SM92] W. Schwab and W. Menzel. On The Design of Planar Microwave Components Using Multilayer Structures. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 40(1):67–72, January 1992.
- [Sou14] Southwest Microwave, Inc. *1.0 mm (W) Jack (Female) 4 Hole .375 Square*. 2412-01SF, 2014.
- [SOW⁺15] M. Seelmann-Eggebert, M. Ohlrogge, R. Weber, D. Peschel, H. Maßler, M. Riessle, A. Tessmann, A. Leuther, M. Schlechtweg, and O. Ambacher. On the Accurate Measurement and Calibration of S-Parameters for Millimeter Wavelengths and Beyond. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 63(7):2335–2342, 2015.
- [STB88] Y.-C. Shih, T.-N. Ton, and L. Q. Bui. Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, pages 473–475, 1988.
- [TG19] E. Turkmen and Y. Gurbuz. A SiGe BiCMOS W-Band Single-Chip Frequency Extension Module for VNAs. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pages 1–11, 2019.
- [THH03] T. Takenaka, T. Hiraoka, and Hsu Jui-Pang. Analysis of Stripline T-Junction with Rectangular cut based on Eigenmode Expansion Method and Foster-Type Equivalent Network. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS)*, volume 2, pages 1111–1114, June 2003.
- [THZ13] E. Topak, J. Hasch, and T. Zwick. Compact Topside Millimeter-Wave Waveguide-to-Microstrip Transitions. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 23(12):641–643, 2013.
- [TS12] Z. Tong and A. Stelzer. A Vertical Transition Between Rectangular Waveguide and Coupled Microstrip Lines. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 22(5):251–253, 2012.
- [TSG16] U. Tietze, C. Schenk, and E. Gamm. *Halbleiter-Schaltungstechnik (15. Auflage)*. Springer Vieweg, 2016.

- [Tyu10] V. V. Tyurnev. Coupling Coefficients of Resonators in Microwave Filter Theory. *Progress In Electromagnetics Research B*, 21:47–67, 2010.
- [vdS⁺14] J. van den Brand, M. de Kok, A. Sridhar, M. Cauwe, R. Verplancke, F. Bossuyt, J. de Baets, and J. Vanfleteren. Flexible and Stretchable Electronics for Wearable Healthcare. In *Proc. IEEE 44th European Solid State Device Research Conference (ESSDERC)*, pages 206–209, 2014.
- [VW64] R. G. Veltrop and R. B. Wilds. Modified Tables for the Design of Optimum Diplexers. *Electronic Defense Laboratories, Prepared for the U.S. Army Electronic Research and Development Laboratory*, pages 1–22, 1964.
- [WCS⁺14] D. F. Williams, P. Corson, J. Sharma, H. Krishnaswamy, W. Tai, Z. George, D. S. Ricketts, P. M. Watson, E. Dacquay, and S. P. Voinigescu. Calibrations for Millimeter-Wave Silicon Transistor Characterization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(3):658–668, March 2014.
- [WK88] E. A. Wolff and R. Kaul. *Microwave Engineering and Systems Applications*. Wiley-Interscience Publication. Wiley, 1988.
- [Wol78] I. Wolff. *Einführung in die Mikrostrip-Leitungstechnik, (vierte Auflage)*. H. Wolff, 1978.
- [ZDW⁺15] D. Zhang, X. Ding, Q. Wu, B. Jia, and B. Yu. Accurate Design of High-Performance Diplexers for Mobile Communication Base Stations Applications. In *Proc. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pages 1–4, 2015.

Eigene Veröffentlichungen

Patente

- [1] **F. Boes** and T. Zwick. Vorrichtung zum Erfassen von Frequenzbereichen. *DE 10 2017 128 726 A1*, veröffentlicht am 06. Juni 2019.

Buchbeiträge

- [2] A. Bhutani, **F. Boes**, B. Göttel, J. Schäfer, J. Eisenbeis, T. Zwick, S. Malz, P. Rodriguez-Vazquez, J. Grzyb, and U. Pfeiffer. *Wireless 100 Gbps And Beyond*, chapter 9: Real100G.RF: A Fully Integrated, Multi-Purpose Radio Front-End for Wireless 100 Gbps, pages 295–358. IHP – Innovations for High Performance Microelectronics, August 2020.

Journalartikel

- [3] J. Antes, **F. Boes**, T. Messinger, U. J. Lewark, T. Mahler, A. Tessmann, R. Henneberger, T. Zwick, and I. Kallfass. Multi-Gigabit Millimeter-Wave Wireless Communication in Realistic Transmission Environments. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, 5(6):1078–1087, November 2015.
- [4] **F. Boes**, G. Gramlich, M. Kretschmann, S. Marahrens, and T. Zwick. Ultra-Broadband Diplexers for Next Generation High Frequency Measurement Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 68(6):2161–2167, June 2020.

- [5] S. Dörner, A. Kuzmin, S. Wuensch, I. Charaev, **F. Boes**, T. Zwick, and M. Siegel. Frequency-Multiplexed Bias and Readout of a 16-Pixel Superconducting Nanowire Single-Photon Detector Array. *Applied Physics Letters*, 111(3):032603,1–4, June 2017.
- [6] B. Göttel, W. Winkler, A. Bhutani, **F. Boes**, M. Pauli, and T. Zwick. Packaging Solution for a Millimeter-Wave System-on-Chip Radar. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 8(1):73–81, January 2018.
- [7] T. Harter, S. Ummethala, M. Blaicher, S. Mühlbrandt, S. Wolf, M. Weber, Md M. H. Adib, J. N. Kemal, M. Merboldt, **F. Boes**, S. Nellen, A. Tessmann, M. Walther, B. Globisch, T. Zwick, W. Freude, S. Randel, and C. Koos. Wireless THz Link with Optoelectronic Transmitter and Receiver. *Optica*, 6(8):1063–1070, August 2019.
- [8] I. Kallfass, **F. Boes**, T. Messinger, J. Antes, A. Inam, U. Lewark, A. Tessmann, and R. Henneberger. 64 GBit/s Transmission over 850 m Fixed Wireless Link at 240 GHz Carrier Frequency. *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*, 36(2):221–233, January 2015.
- [9] S. König, D. Lopez-Diaz, J. Antes, **F. Boes**, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass. Wireless Sub-THz Communication System with High Data Rate. *Nature Photonics*, 7(12):977–981, December 2013.
- [10] U. J. Lewark, T. Mahler, J. Antes, **F. Boes**, A. Tessmann, R. Henneberger, I. Kallfass, and T. Zwick. Experimental Validation of Heavy Rain Attenuation in E-Band based on Climate Wind Tunnel Measurements at 77 GHz. *CEAS Space Journal*, 7:475–481, December 2015.
- [11] S. Malz, B. Göttel, J. Eisenbeis, **F. Boes**, J. Grzyb, P. Rodriguez-Vazquez, T. Zwick, and U. R. Pfeiffer. Real100G.RF: A Fully Packaged 240 GHz Transmitter with In-Antenna Power Combining in 0.13 μm SiGe Technology. *Frequenz*, 71(9-10):415–425, August 2017.

- [12] T. Zwick, **F. Boes**, B. Göttel, A. Bhutani, and M. Pauli. Pea-Sized mmW Transceivers: QFN-Based Packaging Concepts for Millimeter-Wave Transceivers. *IEEE Microwave Magazine*, 18(6):79–89, September 2017.

Konferenzbeiträge

- [13] J. Antes, **F. Boes**, D. Meier, U. Lewark, A. Tessmann, A. Leuther, R. Henneberger, and I. Kallfass. Multi-Gigabit Data Transmission using MMIC-based E-Band Frontends. In *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 10–12, January 2014.
- [14] J. Antes, **F. Boes**, D. Meier, T. Messinger, U. Lewark, A. Tessmann, S. Wagner, and I. Kallfass. Ultra-Wideband Single-Balanced Transmitter-MMIC for 300 GHz Communication Systems. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, June 2014.
- [15] J. Antes, **F. Boes**, A. Tessmann, R. Henneberger, and I. Kallfass. High Data Rate Wireless Communication using a 240 GHz carrier. In *Proc. IEEE P802.15 Interim Meeting, Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)*, pages 1–41, January 2014.
- [16] J. Antes, S. König, D. Lopez-Diaz, **F. Boes**, A. Tessmann, R. Henneberger, O. Ambacher, T. Zwick, and I. Kallfass. Transmission of an 8-PSK Modulated 30 Gbit/s Signal using an MMIC-based 240 GHz Wireless Link. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, June 2013.
- [17] **F. Boes**, J. Antes, T. Mahler, U. Lewark, D. Meier, T. Messinger, R. Henneberger, A. Tessmann, T. Zwick, and I. Kallfass. Experimental Validation of Adverse Weather Effects on a 240 GHz Multi-Gigabit Wireless Link. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–3, June 2014.
- [18] **F. Boes**, J. Antes, D. Meier, T. Messinger, D. Müller, R. Henneberger, A. Tessmann, and I. Kallfass. Performance Comparison of Raised Cosine

- Shaped and Rectangular Pulsed Signals in E-Band Wireless Communication Systems. In *Proc. IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pages 186–189, January 2015.
- [19] **F. Boes**, J. Antes, T. Messinger, D. Meier, R. Henneberger, A. Tessmann, and I. Kallfass. Multi-Gigabit E-Band Wireless Data Transmission. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pages 1–4, May 2015.
- [20] **F. Boes**, M. Kretschmann, S. Marahrens, and T. Zwick. Design and Characterization of Broadband Triplexers. In *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*, pages 76–78, July 2019.
- [21] **F. Boes**, T. Messinger, J. Antes, D. Meier, A. Tessmann, A. Inam, and I. Kallfass. Ultra-Broadband MMIC-based Wireless Link at 240 GHz Enabled by 64 GS/s DAC. In *Proc. IEEE 39th International Conference on Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, pages 1–2, September 2014, invited.
- [22] **F. Boes**, J. Weißer, M. Kretschmann, G. Gramlich, S. Marahrens, and T. Zwick. Design and Tolerance Analysis of Cascaded Broadband Contiguous Microwave Diplexers. In *Proc. IEEE 13th German Microwave Conference (GeMiC)*, pages 168–171, March 2020.
- [23] **F. Boes** and G. Gramlich. Dual-Band Probes with Broadband Diplexers for 2-Port Measurements up to 170 GHz. In *Proc. COMPASS, a FormFactor Users' Group Conference*, pages 1–22, November 2018.
- [24] J. Eisenbeis, **F. Boes**, B. Göttel, S. Malz, U. Pfeiffer, and T. Zwick. 30 Gbps Wireless Data Transmission with Fully Integrated 240 GHz Silicon Based Transmitter. In *Proc. IEEE 17th Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF)*, pages 33–36, January 2017.
- [25] J. Eisenbeis, **F. Boes**, U. Lewark, A. Bhutani, C. von Vangerow, and T. Zwick. Systemsimulationen von Breitbandkommunikationssystemen im E-Band. In *Proc. Deutscher Luft- und Raumfahrtkongress (DLR)*, pages 1–8, September 2015.

- [26] W. Freude, T. Harter, S. Ummethala, S. Mühlbrandt, M. Blaicher, S. Wolf, M. Weber, **F. Boes**, H. Massler, A. Tessmann, Y. Kutuvantavida, J. N. Kemal, S. Nellen, L. Hahn, B. Globisch, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, and C. Koos. Wireless THz Communications. In *Proc. IEEE Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO/Europe-EQEC)*, June 2019, invited Keynote Talk.
- [27] W. Freude, T. Harter, S. Ummethala, S. Mühlbrandt, M. Blaicher, S. Wolf, M. Weber, **F. Boes**, H. Massler, A. Tessmann, Y. Kutuvantavida, J. N. Kemal, S. Nellen, L. Hahn, T. Goebel, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, and C. Koos. Terahertz Communications Meets Photonics. In *Proc. Photonics, The International Conference on Fiber Optics and Photonics*, December 2018, invited.
- [28] W. Freude, T. Harter, S. Ummethala, S. Mühlbrandt, M. Blaicher, S. Wolf, M. Weber, **F. Boes**, H. Massler, A. Tessmann, Y. Kutuvantavida, J. N. Kemal, S. Nellen, L. Hahn, T. Goebel, M. Walther, T. Zwick, S. Randel, and C. Koos. Wireless THz Communications Using Optoelectronic Techniques. In *Proc. Light: Science & Applications, Light Conference (Light Conference)*, July 2018, invited.
- [29] W. Freude, S. König, D. Lopez-Diaz, J. Antes, **F. Boes**, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass. Wireless Communications on THz Carriers Takes Shape. In *Proc. IEEE 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, pages 1–4, July 2014.
- [30] T. Harter, M. M. H. Adib, S. Wolf, S. Mühlbrandt, M. Weber, M. Blaicher, **F. Boes**, H. Massler, A. Tessmann, S. Nellen, T. Goebel, J. Gieseckus, M. Walther, T. Zwick, W. Freude, S. Randel, and C. Koos. Wireless Multi-Subcarrier THz Communications using Mixing in a Photoconductor for Coherent Reception. In *Proc. IEEE Photonics Conference (IPC)*, pages 147–148, October 2017.
- [31] T. Harter, M. Weber, S. Mühlbrandt, S. Wolf, J. Kemal, **F. Boes**, S. Nellen, T. Goebel, J. Gieseckus, T. Zwick, S. Randel, W. Freude, and C. Koos.

- Wireless THz Communications Using Optoelectronic Techniques for Signal Generation and Coherent Reception. In *Proc. IEEE Conference on Lasers and Electro-Optics (CLEO)*, pages 1–2, May 2017.
- [32] I. Kallfass, P. Harati, I. Dan, J. Antes, **F. Boes**, S. Rey, T. Merkle, S. Wagner, H. Massler, A. Tessmann, and A. Leuther. MMIC Chipset for 300 GHz Indoor Wireless Communication. In *Proc. IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, pages 1–4, November 2015.
- [33] S. König, **F. Boes**, D. Lopez-Diaz, J. Antes, R. Henneberger, R. M. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, I. Kallfass, and J. Leuthold. 100 Gbit/s Wireless Link with mm-Wave Photonics. In *Proc. IEEE Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pages 1–3, March 2013, postdeadline.
- [34] S. König, D. Lopez-Diaz, J. Antes, **F. Boes**, R. Henneberger, A. Leuther, A. Tessmann, R. Schmogrow, D. Hillerkuss, R. Palmer, T. Zwick, C. Koos, W. Freude, O. Ambacher, J. Leuthold, and I. Kallfass. Wireless Sub-THz Communication System with High Data Rate Enabled by RF Photonics and Active MMIC Technology. In *Proc. IEEE Photonics Conference (IPC)*, pages 414–415, October 2014.
- [35] T. Li, **F. Boes**, K. Schneider, and T. Zwick. Gap-Waveguide Cavity Slot Array Based on Two Metal Layers at 120 GHz. In *Proc. IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1–4, January 2021, accepted.
- [36] D. Lopez-Diaz, S. König, A. Tessmann, **F. Boes**, J. Antes, I. Kallfass, F. Kurz, F. Poprawa, and R. Henneberger. Multi-Gigabit Data Transmission at 240 GHz with Complex Baseband Power Detection. In *Proc. IEEE 11th European Radar Conference (EuRAD)*, pages 364–367, October 2014.
- [37] D. Lopez-Diaz, A. Tessmann, A. Leuther, S. Wagner, M. Schlechtweg, O. Ambacher, F. Kurz, S. König, J. Antes, **F. Boes**, R. Henneberger, and I. Kallfass. A 240 GHz Quadrature Receiver and Transmitter for

- Data Transmission up to 40 Gbit/s. In *Proc. IEEE European Microwave Conference (EuMC)*, pages 1411–1414, October 2013.
- [38] T. Messinger, K. KrishneGowda, **F. Boes**, D. Meier, A. Wolf, A. Tessmann, R. Kraemer, and I. Kallfass. Multi-Level 20 Gbit/s PSSS Transmission Using a Linearity-Limited 240 GHz Wireless Frontend. In *Proc. IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, pages 1–3, November 2015.
- [39] D. Müller and **F. Boes**. Investigation of Parasitic Modes by 3D Full-Wave Electromagnetic Simulations Including the RF Probe Tips. In *Proc. COMPASS, a FormFactor Users' Group Conference*, pages 1–30, October 2017.
- [40] D. Müller, **F. Boes**, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. Crosstalk Analysis and Correction in On-Wafer Measurements at WR-3 Band Frequencies. In *Proc. IEEE 11th German Microwave Conference (GeMiC)*, pages 160–163, March 2018.
- [41] M. Röger, **F. Boes**, A. Kleff, B. Hiba, M. Baier, M. Hoh, S. König, C. Koos, J. Leuthold, and W. Freude. Energy-Efficient MAC Protocol Enabling an Optically Powered Sensor Network. In *Proc. IEEE Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference (OFC/NFOEC)*, pages 1–3, March 2011.

Preise

- [42] Best Paper Award: D. Müller, **F. Boes**, A. Tessmann, A. Leuther, T. Zwick, and I. Kallfass. Crosstalk Analysis and Correction in On-Wafer Measurements at WR-3 Band Frequencies. In *Proc. IEEE 11th German Microwave Conference (GeMiC)*, pages 160–163, March 2018.
- [43] 2019 IEEE Microwave Magazine Best Paper Award: T. Zwick, **F. Boes**, B. Göttel, A. Bhutani, and M. Pauli. Pea-Sized mmW Transceivers: QFN-Based Packaging Concepts for Millimeter-Wave Transceivers. *IEEE Microwave Magazine*, 18(6):79–89, September 2017.

Forschungsberichte aus dem Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik (IHE) der Universität Karlsruhe (TH)

(ISSN 0942-2935)

Die Bände 1 (1992) bis 55 (2008) der Schriftenreihe können über das Institut Hochfrequenztechnik und Elektronik bestellt werden (<https://www.ihe.kit.edu>).

Fortführung als:

Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

(ISSN 1868-4696)

- Band 55 Sandra Knörzer
Funkkanalmodellierung für OFDM-Kommunikationssysteme bei Hochgeschwindigkeitszügen (2009)
ISBN 978-3-86644-361-7
- Band 56 Thomas Fügen
Richtungsaufgelöste Kanalmodellierung und Systemstudien für Mehrantennensysteme in urbanen Gebieten (2009)
ISBN 978-3-86644-420-1
- Band 57 Elena Pancera
Strategies for Time Domain Characterization of UWB Components and Systems (2009)
ISBN 978-3-86644-417-1
- Band 58 Jens Timmermann
Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Übertragung (2010)
ISBN 978-3-86644-460-7

- Band 59 Juan Pontes
Analysis and Design of Multiple Element Antennas for Urban Communication (2010)
ISBN 978-3-86644-513-0
- Band 60 Andreas Lambrecht
True-Time-Delay Beamforming für ultrabreitbandige Systeme hoher Leistung (2010)
ISBN 978-3-86644-522-2
- Band 61 Grzegorz Adamiuk
Methoden zur Realisierung von dual-orthogonal, linear polarisierten Antennen für die UWB-Technik (2010)
ISBN 978-3-86644-573-4
- Band 62 Jutta Kühn
AlGaIn/GaN-HEMT Power Amplifiers with Optimized Power-Added Efficiency for X-Band Applications (2011)
ISBN 978-3-86644-615-1
- Band 63 Małgorzata Janson
Hybride Funkkanalmodellierung für ultrabreitbandige MIMO-Systeme (2011)
ISBN 978-3-86644-639-7
- Band 64 Mario Pauli
Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung (2011)
ISBN 978-3-86644-696-0
- Band 65 Thorsten Kayser
Feldtheoretische Modellierung der Materialprozessierung mit Mikrowellen im Durchlaufbetrieb (2011)
ISBN 978-3-86644-719-6
- Band 66 Christian Andreas Sturm
Gemeinsame Realisierung von Radar-Sensorik und Funkkommunikation mit OFDM-Signalen (2012)
ISBN 978-3-86644-879-7

- Band 67 Huaming Wu
Motion Compensation for Near-Range Synthetic Aperture Radar Applications (2012)
ISBN 978-3-86644-906-0
- Band 68 Friederike Brendel
Millimeter-Wave Radio-over-Fiber Links based on Mode-Locked Laser Diodes (2013)
ISBN 978-3-86644-986-2
- Band 69 Lars Reichardt
Methodik für den Entwurf von kapazitätsoptimierten Mehrantennensystemen am Fahrzeug (2013)
ISBN 978-3-7315-0047-6
- Band 70 Stefan Beer
Methoden und Techniken zur Integration von 122 GHz Antennen in miniaturisierte Radarsensoren (2013)
ISBN 978-3-7315-0051-3
- Band 71 Łukasz Zwirekło
Realization Limits of Impulse-Radio UWB Indoor Localization Systems (2013)
ISBN 978-3-7315-0114-5
- Band 72 Xuyang Li
Body Matched Antennas for Microwave Medical Applications (2014)
ISBN 978-3-7315-0147-3
- Band 73 Sebastian Diebold
Transistor- und Leitungsmodellierung zum Entwurf von monolithisch integrierten Leistungsverstärkern für den hohen Millimeterwellen-Frequenzbereich (2014)
ISBN 978-3-7315-0161-9
- Band 74 Christian Rusch
Integrierte, planare Leckwellenantennen für 3D-Millimeterwellen-Radarsysteme basierend auf dem holografischen Prinzip (2014)
ISBN 978-3-7315-0234-0

- Band 75 Marlene Harter
Dreidimensional bildgebendes Radarsystem mit digitaler Strahlformung für industrielle Anwendungen (2014)
ISBN 978-3-7315-0249-4
- Band 76 Michael A. Baldauf
Abhängigkeit der Exposition von der Zellgröße beim Mobilfunk unter Gewährleistung der Versorgung (2015)
ISBN 978-3-7315-0308-8
- Band 77 Alicja Ossowska
Highly Resolved Synthetic Aperture Radar with Beam Steering (2015)
ISBN 978-3-7315-0315-6
- Band 78 Małgorzata Dominika Brzeska
RF Modelling and Characterization of Tyre Pressure Sensors and Vehicle Access Systems (2015)
ISBN 978-3-7315-0348-4
- Band 79 Ulrich Lewark
Aktive Frequenzvervielfacher zur Signalerzeugung im Millimeter- und Submillimeterwellen Frequenzbereich (2015)
ISBN 978-3-7315-0354-5
- Band 80 Kai-Philipp Walter Pahl
Distributed Transformers for Broadband Monolithic Millimeter-Wave Integrated Power Amplifiers (2015)
ISBN 978-3-7315-0409-2
- Band 81 Serdal Ayhan
Hochgenaue radarbasierte Abstandsmessung mit geführter Wellenausbreitung (2016)
ISBN 978-3-7315-0433-7
- Band 82 Yoke Leen Sit
MIMO OFDM Radar-Communication System with Mutual Interference Cancellation (2017)
ISBN 978-3-7315-0599-0

- Band 83 Steffen Scherr
FMCW-Radarsignalverarbeitung zur Entfernungsmessung mit hoher Genauigkeit (2017)
ISBN 978-3-7315-0607-2
- Band 84 Tom Schipper
Modellbasierte Analyse des Interferenzverhaltens von Kfz-Radaren (2017)
ISBN 978-3-7315-0639-3
- Band 85 Malyhe Jalilvand
Application-Specific Broadband Antennas for Microwave Medical Imaging (2017)
ISBN 978-3-7315-0664-5
- Band 86 Benjamin Göttel
Millimeterwellen On-Chip Antennensysteme für die Integration in SoC Applikationen (2017)
ISBN 978-3-7315-0667-6
- Band 87 Christian Arnold
Im Orbit einstellbare Ausgangsfilter und -multiplexer (2017)
ISBN 978-3-7315-0722-2
- Band 88 Tobias Mahler
Synthese kapazitätsoptimierter Antennensysteme mit messtechnischer Verifikation (2018)
ISBN 978-3-7315-0737-6
- Band 89 Daniel Müller
RF Probe-Induced On-Wafer Measurement Errors in the Millimeter-Wave Frequency Range (2018)
ISBN 978-3-7315-0822-9
- Band 90 Tristan Visentin
Polarimetric Radar for Automotive Applications (2019)
ISBN 978-3-7315-0888-5

- Band 91 Christian von Vangerow
Entwurf und Modellierung von Breitbandverstärkern mit variablem Gewinn in SiGe BiCMOS Technologien (2019)
ISBN 978-3-7315-0910-3
- Band 92 Mekdes Girma
Concepts for Short Range Millimeter-wave Miniaturized Radar Systems with Built-in Self-Test (2019)
ISBN 978-3-7315-0938-7
- Band 93 Akanksha Bhutani
Low Temperature Co-fired Ceramics for System-in-Package Applications at 122 GHz (2019)
ISBN 978-3-7315-0945-5
- Band 94 Jochen Schäfer
Oberflächenwellenerzeuger für Millimeterwellen-Leckwellenantennen (2019)
ISBN 978-3-7315-0962-2
- Band 95 Jerzy Kowalewski
Capacity Enhancement by Pattern-Reconfigurable Multiple Antenna Systems in Vehicular Applications (2020)
ISBN 978-3-7315-0997-4
- Band 96 Christian Weber
Verfahren zur automatischen Spektralanalyse für die Optimierung drahtloser Kommunikation und Sensorik (2020)
ISBN 978-3-7315-1014-7
- Band 97 Florian Boes
Breitbandige Frequenzweichen für die Parallelisierung von Millimeterwellen-Messtechnik. (2021)
ISBN 978-3-7315-1078-9



Karlsruher Forschungsberichte aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick

In dieser Arbeit wird der neuartige Einsatz von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen für die Parallelisierung von mmW-On-Wafer-Messtechnik vorgestellt. Diese Frequenzweichen können in On-Wafer-Messspitzen integriert werden, um so den parallelen Einsatz von Messtechnik für unterschiedliche Frequenzbereiche bei einmaliger Kontaktierung des Messobjektes zu ermöglichen. Anhand skalierten Prototypen wird eine modellbasierte Methode für den effizienten Entwurf von Frequenzweichen mit einer Vielzahl an einstellbaren Parametern beschrieben. Dünnschichttechnik und filigran gefräste Gehäuse mit μm -Präzision ermöglichen die erstmalige Realisierung von breitbandigen kontinuierlichen Frequenzweichen für den mmW-Frequenzbereich DC – 110 GHz – 170 GHz.

Florian Boes schloss sein Studium der Elektro- und Informationstechnik am Karlsruher Institut für Technologie (KIT) im Jahr 2013 als Master of Science ab. 2015 begann er seine Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik und Elektronik des KIT. Der Schwerpunkt seiner Forschung liegt auf dem Gebiet breitbandiger Frequenzweichen in der Millimeterwellen-Messtechnik sowie dem Aufbau- und der Verbindungstechnik kompakter Millimeterwellen-Module.

ISSN 1868-4696

ISBN 978-3-7315-1078-9

