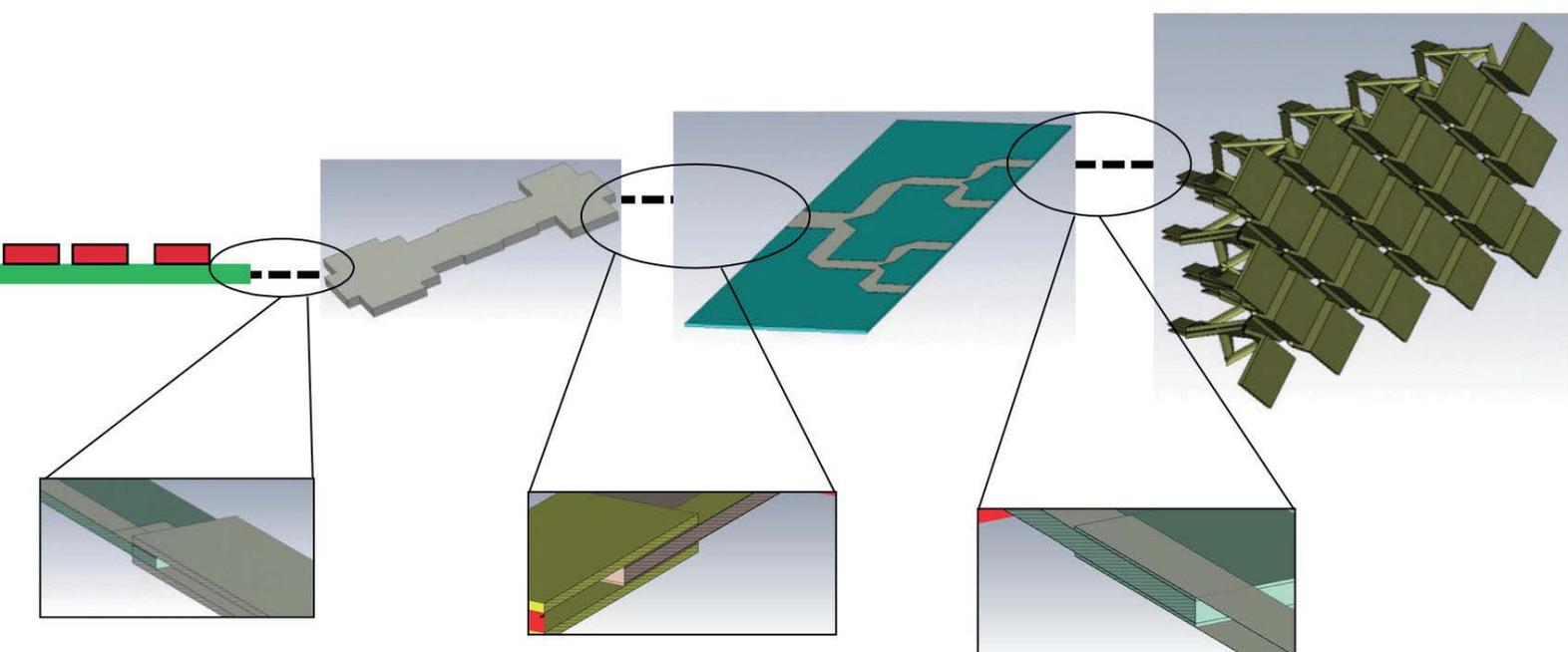


Christoph Spranger

# Hochintegrierte verlustarme Wellenleitungsübergänge zwischen Hohlleiter- und Planarschaltungen



Cuvillier Verlag Göttingen  
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



Hochintegrierte verlustarme  
Wellenleitungsübergänge zwischen  
Hohlleiter- und Planarschaltungen





# Hochintegrierte verlustarme Wellenleitungsübergänge zwischen Hohlleiter- und Planarschaltungen

Der Technischen Fakultät  
der Friedrich-Alexander-Universität  
Erlangen-Nürnberg

zur

## Erlangung des Doktor-Grades Dr.-Ing.

vorgelegt von

Christoph Spranger

aus Haag i. OB.



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2015

Zugl.: Erlangen-Nürnberg, Univ., Diss., 2015

Als Dissertation genehmigt

von der Technischen Fakultät

der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der mündlichen Prüfung: 2. Juli 2015

Vorsitzende des Promotionsorgans: Prof. Dr.-Ing. habil. Marion Merklein

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel

Prof. Dr.-Ing. Georg Strauß

Prof. Dr.-Ing. Hermann Schumacher

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2015

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

[www.cuvillier.de](http://www.cuvillier.de)

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2015

Gedruckt auf umweltfreundlichem, säurefreiem Papier aus nachhaltiger Forstwirtschaft.

ISBN 978-3-7369-9051-7

eISBN 978-3-7369-8051-8



# Danksagung

Diese Arbeit entstand im Rahmen eines kooperativen Forschungsprojektes zwischen dem Labor für Hochfrequenztechnik der Hochschule München und der Firma Aeromaritime Systembau GmbH. Die Betreuung der Promotion wurde freundlicherweise von Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil. Robert Weigel vom Lehrstuhl für Technische Elektronik der Friedrich-Alexander-Universität Erlangen-Nürnberg übernommen. Dafür möchte ich mich an dieser Stelle zuerst recht herzlich bei Prof. Weigel bedanken.

Besonderer Dank gilt außerdem meinem betreuenden Professor an der Hochschule München, Prof. Dr.-Ing. Georg Strauß. Seine wertvollen Anregungen und die viele fachlichen Diskussionen haben wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Hermann Schumacher danke ich recht herzlich für die Übernahme des weiteren Gutachtens und der damit verbundenen Mühen.

Außerdem möchte ich mich bei der Firma Aeromaritime für die Unterstützung bei der Promotion und bei meinen ehemaligen Arbeits- und Laborkollegen für die gute Arbeitsatmosphäre bedanken, insbesondere bei meinem Kollegen im Labor für Hochfrequenztechnik, M.Sc. Klaus Breitsameter. Ein weiterer Dank geht an alle Studenten, die durch Master- oder Bachelorarbeiten an diesem Forschungsvorhaben mitgearbeitet haben. Herrn Klaus Kieninger und Herrn Herbert Petsch danke ich für die Fertigung der verschiedenen Prototypen.

Nicht zuletzt möchte ich meiner Frau und unseren beiden Kindern für die Geduld und Unterstützung danken.

Dorfen, im März 2015

Christoph Spranger





# Kurzfassung

Verlustarme Wellenleitungsübergänge zwischen planaren Schaltungen und Hohlleiterstrukturen sind ein wichtiger Bestandteil vieler Hochfrequenz-Systeme. Sie ermöglichen es, für verschiedene funktionale Teilsysteme die jeweils günstigste Wellenleitung zu wählen. Konventionelle Realisierungen dieser Übergänge sind dabei oft aufwändig in der Herstellung bzw. Montage und benötigen für die Systemintegration verhältnismäßig viel Platz. Für Systeme mit einer großen Anzahl an nötigen Verbindungen, wie z.B. bei *Phased-Array*-Antennen, bedeutet dies einen erheblichen Aufwand und hohe Kosten. Deswegen werden in dieser Arbeit neue Konzepte für verlustarme Wellenleitungsübergänge vorgestellt, die eine einfache Montage ermöglichen und durch kompakte Abmessungen sehr gut in HF-Systeme integriert werden können. Neben galvanisch kontaktierten Varianten werden auch feldgekoppelte Strukturen vorgestellt, mit denen toleranzstabile Designs möglich sind.

Es wird gezeigt, dass sich die hier vorgestellten feldgekoppelten Übergänge wie Richtkoppler verhalten und dass diese Richtkoppler grundsätzlich als Immitanzinverter verwendet werden können. Dies wird erstmals mit S-Parametern beschrieben, wobei dadurch eine direkte Relation zwischen Koppelfaktor und Inverterkonstante hergestellt werden kann. Daraus ergibt sich ein exakter Zusammenhang zwischen der Inverterkonstanten und den im Übergangsbereich auftretenden Gleich- und Gegentaktwellenwiderständen. Diese Abhängigkeit wurde bisher nur mit einer Näherung beschrieben, die in dieser Arbeit verbessert wird.

Durch die Invertereigenschaften der feldgekoppelten Wellenleitungsübergänge können diese als integraler Bestandteil eines Filters verwendet werden. Es werden die nötigen Schritte für die Ermittlung der Startwerte eines Filters mit integrierten Übergängen für eine nachfolgende Optimierung der Filterfunktion vorgestellt. Ausgehend von diesen Startwerten werden verschiedene Beispiele von Filtern mit integrierten Übergängen gezeigt.

Die vorgeschlagenen Übergänge werden durch verschiedene Messaufbauten erfolgreich verifiziert. Dabei wird auch die Eignung von selektivem Lasersintern für die Realisierung



von Wellenleitungsübergängen untersucht. Die Messungen bestätigen die in der Simulation untersuchten Eigenschaften. Außerdem wird ein Prototyp eines Bandpassfilters mit integrierten Wellenleitungsübergängen von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter aufgebaut und gemessen. Dabei zeigt der hier vorgestellte Aufbau geringe Verluste im Vergleich zu anderen in planarer Technologie integrierten Entwürfen mit Hohlleiterfiltern.

Die erzielten Ergebnisse demonstrieren somit das Potenzial der hier erstmals vorgestellten Konzepte für zukünftige hochintegrierte HF-Systeme.



# Abstract

Low loss waveguide interconnections between planar circuits and waveguides are an important element in many RF-systems. They allow choosing the best transmission line concept for each functional component of the system. Conventional realizations of interconnections are often costly to produce and to assemble. Furthermore they need proportionally more space in the system. For systems with a high number of connections, e.g. phased-array antennas, this leads to a extensive effort and high cost. Thus this work proposes new concepts for low-loss highly integrated transitions, which are also easy to manufacture and to assemble while maintaining compact dimensions for the ease of integration into RF-systems. Besides galvanically contacted solutions, field-coupled solutions are proposed which also enable designs with a high tolerance stability.

It is further shown that the field-coupled interconnections introduced in this thesis are behaving like directional couplers and that these couplers can in principle be used as immittance inverters. This behavior is described for the first time with S-Parameters. This leads also to a direct relation between coupling factor and inverter constant and further to an exact relationship between the inverter constant and the even- and odd-mode impedances in the coupling region. This correlation was until now only described via an approximation, which also could be improved in this work.

Because of the inverter characteristics of the field-coupled interconnections, they can be used as an integral part of a filter design. The necessary steps for the determination of initial values for a filter design of an third order waveguide resonator filter with integrated transitions are shown. This design can then be used for further optimizations of the filter characteristics. Various filter design examples with different integrated transitions starting from the initial design are shown.

The proposed interconnections are verified by different test-setups. Thereby the suitability of laser sintering for the realization of specific interconnections is studied. The measurements prove the good electrical performance shown in the simulations. Furthermore a prototype of a bandpass filter with integrated transitions between microstrip-line and rectangular waveguide technology is built and measured. The measurements of the



test setup show lower losses compared to other planar technology integrated approaches of waveguide filters.

The results thus clearly show the potential of the newly proposed concepts for the use in future highly integrated RF-systems.



# Inhaltsverzeichnis

<b>Danksagung</b>	<b>iii</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>1. Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2. Grundlagen</b>	<b>7</b>
2.1. Richtkoppler als Immitanzinverter . . . . .	7
2.1.1. S-Parameter-Ansatz für die Modellierung eines Zweitors als Immitanzinverter . . . . .	8
2.1.2. Zweitor-Modell eines idealen symmetrischen Richtkopplers . . . . .	10
2.1.3. Berechnung der Inverterkonstanten für verschiedene Impedanzinverter mit dem S-Parametermodell . . . . .	12
2.1.4. Berechnung der Even- und Odd-Impedanzen für gegebene Inverterkonstanten . . . . .	16
2.2. Inline-Übergänge als leerlaufende Richtkoppler . . . . .	20
2.3. Verwendetes Simulationsverfahren . . . . .	23
2.3.1. <i>Finite Integration Technique</i> , FIT . . . . .	24
2.3.2. Lösung im Zeitbereich . . . . .	26
2.3.3. Lösung im Frequenzbereich . . . . .	27
<b>3. Realisierungsmöglichkeiten von Wellenleitungsübergängen zwischen Planar- und Hohlleiterschaltungen</b>	<b>29</b>
3.1. Grundlegende Eigenschaften der verwendeten Wellenleitungen . . . . .	30
3.1.1. Parallelplattenleitung (PPL) . . . . .	30
3.1.2. Hohlleiter (HL) . . . . .	31
3.1.3. Mikrostreifenleitung (MSL) . . . . .	33



3.1.4. Kontaktierung und Ausrichtung der Wellenleitungen zueinander . . . . .	35
3.2. Übergang von Parallelplattenleitung zu Parallelplattenleitung . . . . .	36
3.2.1. Galvanische Kontaktierung . . . . .	37
3.2.2. Feldgekoppelter Übergang . . . . .	38
3.3. Übergang von Parallelplattenleitung zu Hohlleiter . . . . .	40
3.3.1. Galvanische Kontaktierung . . . . .	40
3.3.2. Feldgekoppelter Übergang . . . . .	41
3.4. Übergang von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung . . . . .	44
3.4.1. Galvanische Kontaktierung . . . . .	44
3.4.2. Feldgekoppelter Übergang . . . . .	45
3.5. Toleranzanalyse . . . . .	49
<b>4. Integration von feldgekoppelten Übergängen in ein Filterdesign</b>	<b>55</b>
4.1. Ermitteln der Startwerte für ein Filterdesign mit Inline-Übergängen als Immitanzinverter . . . . .	56
4.1.1. Bestimmung des Filterprototypen und der benötigten Inverterkon- stanten . . . . .	56
4.1.2. Ermitteln der realen Filtergeometrie aus dem Filterprototypen . . . . .	57
4.2. Designbeispiele für Filter mit integrierten Übergängen . . . . .	62
4.2.1. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Parallelplattenlei- tung auf Rechteckhohlleiter . . . . .	62
4.2.2. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Mikrostreifenlei- tung auf Rechteck-Hohlleiter . . . . .	62
4.2.3. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Mikrostreifenlei- tung auf Steghohlleiter . . . . .	63
4.2.4. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang zur Oberflächenmontage	65
<b>5. Ergebnisse</b>	<b>69</b>
5.1. Untersuchung der erreichbaren Güte von Lasersintertechnik im Vergleich zu Fräsverfahren . . . . .	69
5.1.1. Voruntersuchung Bandpassfilter . . . . .	70
5.2. Messtechnische Verifikation der Übergänge von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter . . . . .	75
5.2.1. Galvanisch kontaktierter Einzelübergang . . . . .	75
5.2.2. Galvanisch kontaktierter Übergang im Systemverbund . . . . .	78
5.2.3. Feldgekoppelter Übergang . . . . .	81



---

5.2.4. Feldgekoppelter Übergang mit Anpassung . . . . .	86
5.3. Messtechnische Verifikation des Übergangs von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter . . . . .	86
5.4. Bandpassfilter mit integrierten Inline-Übergängen . . . . .	88
<b>6. Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>95</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>99</b>
<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>109</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>117</b>
<b>A. Weitere nützliche Beziehungen</b>	<b>119</b>
A.1. Äquivalenter charakteristischer Wellenwiderstand eines Hohlleiters . . . .	119
A.2. Ermittlung der Geometrie einer Mikrostreifenleitung bei gegebenem Wel- lenwiderstand . . . . .	119
A.3. Berechnung der Resonatorlängen bei Verwendung von Induktivitäten als Impedanzinverter . . . . .	120
A.4. Blindleitwert einer induktiven Blende im Hohlleiter . . . . .	120
<b>B. Messung eines Antennendemonstrators mit klemmbaren Übergängen</b>	<b>121</b>





# 1. Einleitung

Drahtlose Technologien sind heutzutage für viele Anwendungen unverzichtbar und werden für verschiedenste Sensorik- und Kommunikationsanwendungen eingesetzt. Durch die stetige Miniaturisierung von elektronischen Baugruppen können Systeme zur Abstandsregelung mittels Radar, Parkassistenten und Bremsassistenten seit einigen Jahren problemlos in Fahrzeuge integriert werden.

Für Kommunikationszwecke wird die drahtlose Übertragung schon seit Anfang des 20. Jahrhunderts kommerziell genutzt. Die übertragenen Informationen entwickelten sich dabei von Sprachsignalen über Videosignale hin zu digitalen Datenpaketen.

Der Bedarf an Bandbreite und die globale Verfügbarkeit steigt dabei stetig an. Neben der Datenmenge steigt auch die Zahl der Internetnutzer stetig. Laut einer Studie des IEEE [1] werden im Jahr 2015 drei Milliarden Nutzer weltweit erwartet, mit einem Datenaufkommen von 81 Exabyte pro Monat. Somit steigt das Datenaufkommen seit 2010 um etwa 32% jährlich an. Gleichzeitig steigt die zur Verfügung stehende Geschwindigkeit von Breitbandanschlüssen von 7 Mb/s auf 28 Mb/s an. Mit zukünftigen 5G-Anwendungen sollen sogar Übertragungsraten von bis zu 10 Gb/s möglich sein.

Dabei gibt es neben vielen gut angebundenen Gebieten weltweit immer noch viele Regionen, in denen keine Breitbandverbindungen über Kupferleitungen, Glasfaser oder terrestrisch aufgebautem Mobilfunknetz zur Verfügung stehen. Solche Regionen können zum Beispiel via Breitband-Satellitenverbindungen versorgt werden.

Eine Satellitenverbindung über einen geostationären Satelliten bietet den Vorteil, dass sie überall auf der Welt über ein korrekt ausgerichtetes Antennensystem erreichbar ist. Somit können Anschlüsse in strukturschwachen Regionen bereitgestellt werden. Die Firma Eutelsat bietet unter dem Namen Tooway bereits ein satellitenbasiertes System für einen Breitbandzugang an [2], der durchaus mit den sonstigen verfügbaren Breitbandanschlüssen konkurrieren kann [3]. Auch mit mobilen Terminals ist eine Verbindung zu einem geostationären Satelliten während der Fortbewegung möglich. Dabei muss das Antennensystem aber dauernd auf den Satelliten ausgerichtet sein. Die Nachführung der Antenne muss automatisch erfolgen.



Tabelle 1.1.: Transmissionsfaktor und Bandbreite eines fünfkreisigen Filters bei unterschiedlichen Resonatorgüten

Resonatorgüte	10000	1000	500	100
Transmissionsfaktor in dB	$-0.1^2$	$-0.4$	$-0.8$	$-4$
Relative Bandbreiteveränderung	-	$-7.4\%$	$-22.2\%$	$-51.9\%$

Solch eine Nachführung würde auch eine Kommunikation mit nicht-stationären Satelliten ermöglichen, die die Erde im Vergleich zu geostationären Satelliten in niedrigeren Umlaufbahnen umkreisen. Dies hat den Vorteil, dass Sendesignale mit weniger Leistung verwendet werden können.

Damit sich ein System möglichst adaptiv auf diese verschiedensten Bedingungen anpassen kann, werden verstärkt sogenannte Phased-Array-Antennen in den Markt eingeführt werden, da in Zukunft auch im mm-Wellenbereich immer mehr Schaltungen mit kostengünstigen planaren Schaltungen aufgebaut werden können. Dazu zählen unter anderem 5G-Systeme, die aufgrund der benötigten Bandbreite ebenso mm-Wellen nutzen sollen. Diese immer komplexeren Sende-/ Empfangssysteme erfordern oft analoge Filter, die gerade im mm-Wellenbereich in der Regel mit gekoppelten Resonatoren aufgebaut werden.

Denn im Gegensatz zu terrestrischen mobilen Endgeräten erfordern Satelliten Sende-/ Empfangsmodule eine deutlich höhere Systemgüte<sup>1</sup>, bedingt durch die sehr kleinen Empfangs- und großen Sendeleistungen. Für einen guten  $G/T$ -Wert benötigt ein Empfangssystem neben einer sehr guten Antenneneffizienz auch möglichst verlustarme Speiseleitungen und Filter. Alle Verluste vor dem ersten Verstärker führen sowohl zu einer Verminderung des Antennengewinns  $G$  als auch zu einer Erhöhung der Rauschtemperatur  $T$ . Dies hat für das Gesamtsystem eine Verminderung der maximal erreichbaren Bitrate zur Folge.

Dabei wirkt sich die Güte des Eingangsfilters besonders stark auf das System aus, da eine kleinere Güte zu größeren Transmissionsverlusten und zu flacheren Filterflanken und somit zur Verringerung der Bandbreite führt. In Tabelle 1.1 sind Berechnungen zur Auswirkung der Filtergüte auf Transmission und Bandbreite für ein fünfkreisiges Filter aus gekoppelten Resonatoren zusammengefasst. Die Güte eines Resonators hängt maßgeblich von der verwendeten Technologie ab. Güten größer als 200 lassen sich für Millimeterwellenschaltungen kaum in planarer Technologie realisieren [4], SAW Filter

---

<sup>1</sup>Im Englischen *figure of merit*,  $G/T$

<sup>2</sup>Im gesamten Dokument wird statt einem Komma ein Punkt als Dezimaltrennzeichen verwendet, um für eine konsistente Darstellung mit den verwendeten Grafen zu sorgen.

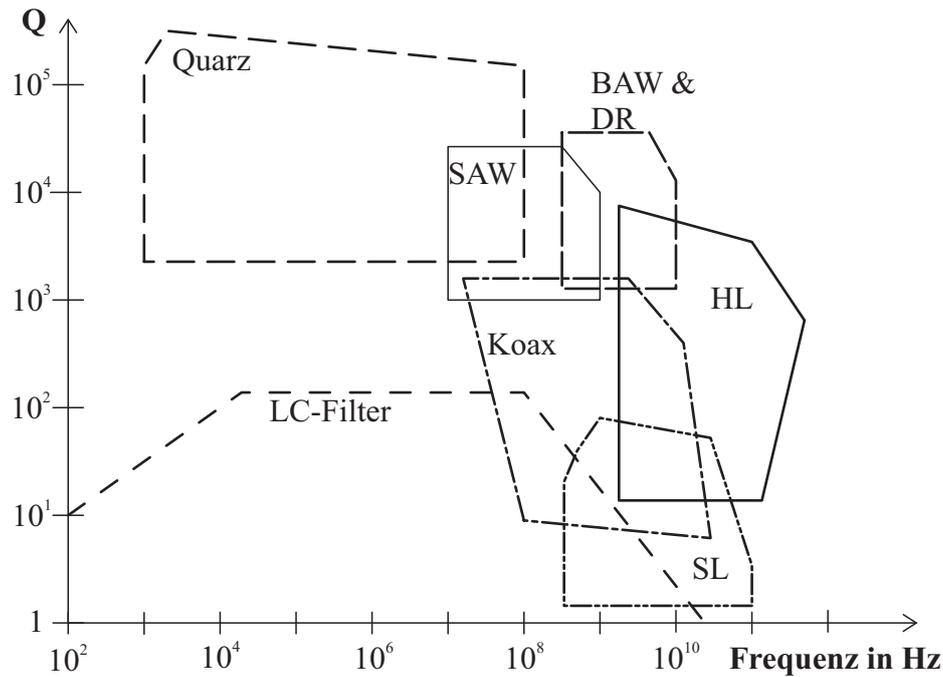


Abbildung 1.1.: Übersicht über Resonatorgüten unterschiedlicher Technologien in Abhängigkeit der Frequenz, nach [5]. Abkürzungen: SL - *Stripline*, Koax - Koaxialleitung, SAW - *Surface Acoustic Wave*, BAW - *Bulk Acoustic Wave*, DR - *Dielectric Resonator*, HL - Hohlleiter.

haben zwar hervorragende Güten, sind jedoch nur bis zu einer beschränkten Frequenz und Leistungsdichte einsetzbar. Abbildung 1.1 zeigt eine Übersicht über die erreichbaren Güten der verschiedenen Technologien. Daher sind Filter für Anwendungen mit hoher Systemgüte oft durch Hohlleiterresonatoren realisiert [6–8], obwohl die aktiven Elemente in planarer Technologie aufgebaut sind. Zwischen diesen beiden Leitungstechnologien sind deswegen möglichst verlustarme Wellenleitungsübergänge notwendig, um das G/T des Antennensystems nicht zu beeinflussen.

Wellenleitungsübergänge von Hohlleitern auf planare Strukturen können auf verschiedene Arten realisiert werden. Die Einkopplung kann orthogonal oder in Ausbreitungsrichtung sein, was auch oft als Inline-Übergang, *inline transition*, bezeichnet wird [9–11]. Die Wellenleiter können galvanisch oder nicht galvanisch miteinander verbunden sein. Dabei weisen feldgekoppelte Übergänge oft eine bessere Stabilität gegenüber Toleranzen auf [12]. Des Weiteren sind sie vorteilhaft bei Anwendungen, bei denen keine galvanische Verbindung durch Löten erfolgen kann, wie z.B. bei Filtern aus metallisiertem Kunststoff [13, 14]. Abbildung 1.2 zeigt eine Übersicht über die verschiedenen Möglichkeiten.

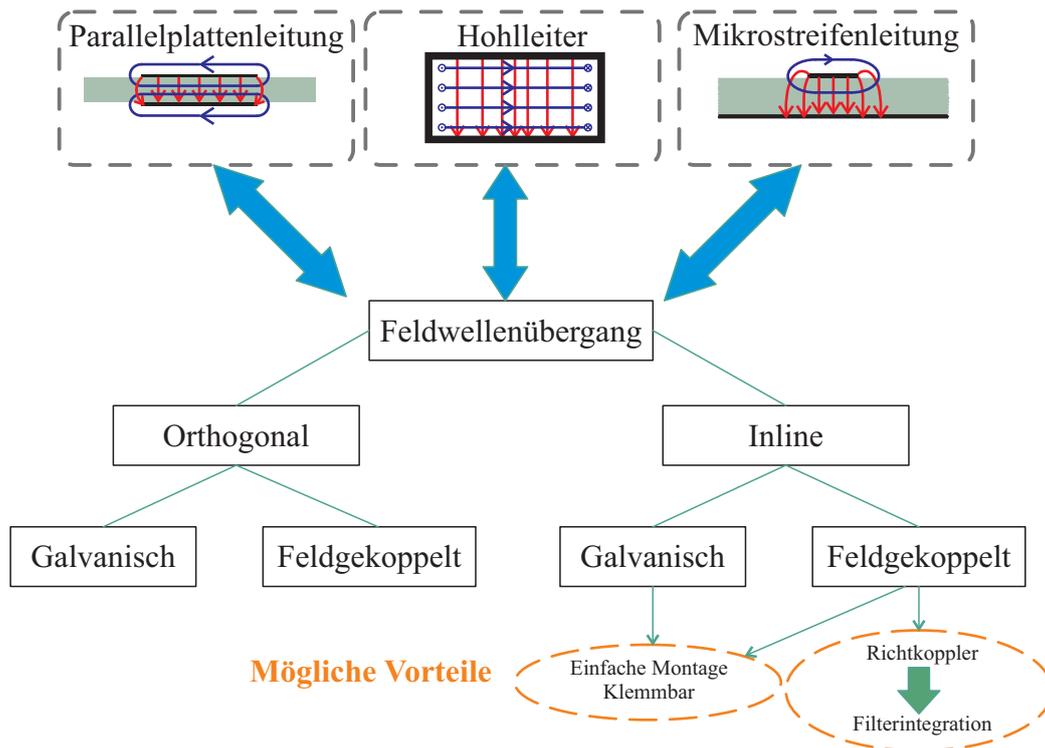


Abbildung 1.2.: Verschiedene Arten von Wellenleitungsübergängen

Eine sehr gängige Methode ist die Einkopplung über die Breitseite des Hohlleiters [15–23]. Bei diesen Übergängen ist ein kurzgeschlossenes Hohlleiterstück nötig, da ansonsten bis zu 50 % der Energie abgestrahlt werden kann. Dazu wird das Substrat galvanisch auf beiden Seiten mit dem Hohlleiter verbunden und in dessen Anschlussbereich durchgängig mit Vias versehen. Es gibt auch eine Möglichkeit ohne Vias [24], die Einkopplung erfolgt dabei über eine Patch-Antenne.

Des Weiteren ist die Einkopplung über die Stirnseite des Hohlleiters möglich. Auch hier gibt es galvanische Varianten [11, 25–29] oder nicht-galvanische Varianten mit Antennen [30–32].

Besonders interessant ist die direkte Integration von Hohlleiterfiltern in planare Schaltungen ähnlich einem Bauteil zur Oberflächenmontage [15, 33]. Auch die Nutzung der Wellenleitungsübergänge als Immitanzinverter im Filterdesign ist prinzipiell möglich [34]. Dabei wurden die S-Parameter einer zuvor berechneten Hohlleiterdiskontinuität mittels Simulation durch einen über einen Masseschlitz feldgekoppelten Übergang nachgebildet.

Die verfügbaren Konzepte für Übergänge haben zwar hinsichtlich Transmission und Reflexion gute Eigenschaften, jedoch ist der mechanische Aufbau dieser Übergänge auf-

wändig. Die bei vielen Konzepten benötigten Vias müssen galvanisch kontaktiert werden, was über Löt- oder Schraubverbindungen sichergestellt werden muss. Außerdem müssen die oft nötigen  $\lambda/4$ -Hohlleiterkurzschlüsse mit geeigneten Flanschflächen beim Platzbedarf berücksichtigt werden.

Zukünftige Anwendungen werden kompakte und flexible Aufbauten erfordern und zunehmend mit Phased-Array-Antennen ausgestattet werden, bei denen eine Vielzahl an Einzelstrahlern angeschlossen werden müssen. Neben planaren Antennentechnologien wie Patch-Antennen kommen auch Horn- und TEM-Hornantennen [35] dafür in Frage.

Deswegen werden in dieser Arbeit verlustarme und gleichzeitig einfach herzustellende Wellenleitungsübergänge zwischen planaren Schaltungen und Hohlleiterstrukturen vorgestellt. Für größtmögliche Flexibilität werden besonders einfache Kontaktiermöglichkeiten, z.B. klemm- oder steckbare Inline-Übergänge, untersucht und verifiziert.

Um eine noch größere Integrationsdichte im System zu erhalten, wird außerdem gezeigt, dass sich feldgekoppelte Übergänge methodisch in ein Filterdesign integrieren lassen.

Kapitel 2 zeigt durch einen neuen Ansatz basierend auf S-Parametern, wie sich Richtkoppler unter bestimmten Randbedingungen als Immitanzinverter darstellen lassen. Weiter wird gezeigt, dass sich die in dieser Arbeit vorgestellten feldgekoppelten Wellenleitungsübergänge als leerlaufende oder kurzgeschlossene Richtkoppler verstehen, die als Immitanzinverter durch eine Inverterkonstante beschrieben werden können. Ein feldgekoppelter Richtkoppler funktioniert immer dann, wenn innerhalb eines bestimmten Überlappungsbereichs zweier Leitungen zwei Feldwellentypen ausbreitungsfähig sind, und beide auch angeregt werden. Es wird ein direkter analytischer Zusammenhang zwischen den Leitungswellenwiderständen dieser Feldwellentypen und der Inverterkonstanten hergeleitet. Außerdem wird kurz auf das verwendete Simulationsverfahren für die Feldsimulationen eingegangen.

In Kapitel 3 werden dann Designs und Simulationen von verschiedenen verlustarmen Übergängen vorgestellt. Dabei werden neue, feldgekoppelte und galvanisch kontaktierte Varianten als Alternative zu den bekannten Übergängen vorgestellt. Es wird gezeigt, dass sich der Vorteil der einfachen Montage von steck- oder klemmbaren Übergängen auch positiv auf das Toleranzverhalten auswirkt.

Eine Methode, Übergänge mit einer noch höheren Integrationsdichte in Hohlleiterschaltungen einzubringen, wird in Kapitel 4 vorgestellt. Dabei werden die Richtkopplereigenschaften der in Kapitel 3 vorgestellten feldgekoppelten Übergänge genutzt um sie mit den neu vorgestellten Methoden aus Kapitel 2 als Inverter direkt in ein Hohllei-



terfilterdesign zu integrieren. Dabei können die äußeren Inverter durch feldgekoppelte Übergänge realisiert werden. Die dafür nötigen Schritte im Design und verschiedene Beispiele von Filtern mit integrierten Übergängen werden ebenfalls in diesem Kapitel gezeigt.

Die Verifikation der in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte wird in Kapitel 5 gezeigt. Dazu werden einige Übergänge als Prototypen aufgebaut und gemessen. Neben Aufbauten aus gefrästen Messingwerkstücken wurden auch Prototypen durch selektives Lasersintern hergestellt. Dieses Verfahren eignet sich gut zur für klemmbare Übergängen, deswegen wird kurz auf diese Fertigungstechnologie und dessen Eignung für hochintegrierte Hohlleiterschaltungen eingegangen. Anschließend werden die Ergebnisse verschiedener Testaufbauten mit den durchgeführten Simulationen verglichen. Außerdem wurde ein Prototyp eines Hohlleiterfilters mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen aufgebaut und gemessen.

Kapitel 6 gibt dann noch einen Überblick über die in dieser Arbeit vorgestellten Wellenleitungsübergänge, die eine wesentlich einfachere Integration und höhere Integrationsdichte bei guter Toleranzstabilität im Vergleich zu bisher vorgestellten Übergängen erlauben. Außerdem werden einige lohnende Punkte zur weiteren Untersuchung aufgeführt.

## 2. Grundlagen

Dieses Kapitel stellt die theoretischen Grundlagen für die in dieser Arbeit betrachteten Übergänge vor. Dazu wird insbesondere auf Richtkoppler und deren Verwendung als Immitanzinverter eingegangen. Die benötigten Beziehungen werden dabei im Gegensatz zur gängigen Beschreibung [36–38] mit S-Parametern hergeleitet. Damit kann eine bisher nicht beschriebene exakte Formulierung für den Gleich- und Gegentaktwellenwiderstand eines TEM-Kopplers in Abhängigkeit der Inverterkonstanten angegeben werden.

Außerdem werden die verwendeten Verfahren für die durchgeführten Feldsimulationen vorgestellt.

### 2.1. Richtkoppler als Immitanzinverter

In diesem Abschnitt soll gezeigt werden, dass im Prinzip jeder Richtkoppler zu einem Immitanzinverter abgewandelt werden kann.

Immitanzinverter sind ein häufiges und wichtiges Element in vielen Filterschaltungen, und sind deswegen auch stets in der einschlägigen Literatur behandelt [36] [37]. Durch den Einsatz von Invertern können die in den Filterschaltungen eingesetzten Resonatoren von Serien- in Parallelschaltungen umgewandelt werden und umgekehrt. Generell unterscheidet man bei Invertern zwischen Impedanz- und Admittanzinvertern. Die Inverterkonstanten  $K$  für den Impedanzinverter und  $J$  für den Admittanzinverter sind dabei durch den Kehrwert definiert

$$K = \frac{1}{J},$$

wobei  $K$  und  $J$  stets positive Werte sind. Mit einem solchen Zweitor kann eine beliebige Lastimpedanz  $Z_L$ , oder eine Lastadmittanz  $Y_L$  in

$$Z_{\text{in}} = \frac{K^2}{Z_L} \quad \text{bzw.} \quad Y_{\text{in}} = \frac{J^2}{Y_L} \quad (2.1)$$

invertiert werden.

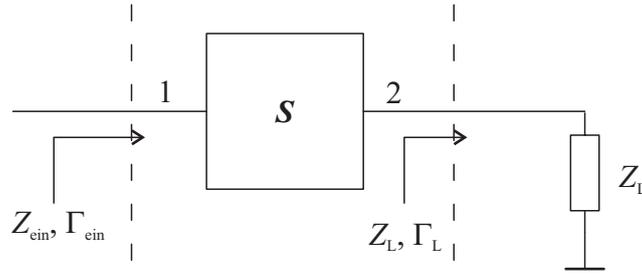


Abbildung 2.1.: Kaskadierung des verlustlosen reziproken Zweitors  $\mathbf{S}$  mit einer Lastimpedanz  $Z_L$ . Die Anordnung soll als Immitanzinverter dienen.

### 2.1.1. S-Parameter-Ansatz für die Modellierung eines Zweitors als Immitanzinverter

Zunächst soll in allgemeiner Form ein Zweitor in einen Inverter überführt werden. Dies geschieht in dieser Arbeit nicht wie in [38, 39] über die Transmissionsmatrix, sondern über S-Parameter. Beide Invertertypen können im Prinzip durch jedes beliebige verlustlose reziproke Zweitor beschrieben werden, das in der Transmission eine Phasenverzögerung von  $\pm 90^\circ$  aufweist [39]. Ein solches Zweitor kann durch die S-Matrix

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} a & \pm jb \\ \pm jb & a \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

mit dem Bezugswellenwiderstand  $Z_0$  und  $a, b \in [-1, 1]$  beschrieben werden. Dieses soll im Folgenden als Immitanzinverter eingesetzt werden, wie in Abbildung 2.1 dargestellt. Der Eingangsreflexionsfaktor  $\Gamma_{\text{ein}}$  der Kaskade aus dem Zweitor  $\mathbf{S}$  und dem Lastwiderstand  $Z_L$  kann mittels Signalfussgraph zu

$$\Gamma_{\text{ein}} = S_{11} + \frac{S_{21}\Gamma_L S_{12}}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad (2.3)$$

bestimmt werden. Mit den S-Parametern aus Gleichung (2.2) ergibt sich

$$\begin{aligned} \Gamma_{\text{ein}} &= a + \frac{-b^2\Gamma_L}{1 - \Gamma_L a} = a - \frac{b^2 \frac{z_L - 1}{z_L + 1}}{1 - a \frac{z_L - 1}{z_L + 1}} = a - \frac{b^2(z_L - 1)}{(z_L + 1) - a(z_L - 1)} \\ &= \frac{a(z_L + 1) - a^2(z_L - 1) - b^2(z_L - 1)}{(z_L + 1) - a(z_L - 1)} = \frac{a + a^2 + b^2 + z_L(a - a^2 - b^2)}{1 + a + z_L(1 - a)}. \end{aligned}$$



Dabei ist  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$  der normierte Lastwiderstand. Da die Matrix  $\mathbf{S}$  reziprok und unitär ist, gilt

$$a^2 + b^2 = 1.$$

Somit kann der Eingangsreflexionsfaktor zu

$$\Gamma_{\text{ein}} = \frac{1 + a - z_L(1 - a)}{1 + a + z_L(1 - a)} = \frac{\frac{1+a}{1-a} - z_L}{\frac{1+a}{1-a} + z_L} \quad (2.4)$$

vereinfacht werden.

Da die Schaltung in Abbildung 2.1 als Immitanzinverter eingesetzt werden soll, muss auch folgende Bedingung erfüllt sein:

$$Z_{\text{ein}} = \frac{K^2}{Z_L}. \quad (2.5)$$

Die Impedanzen können mit  $z_{\text{ein}} = \frac{Z_{\text{ein}}}{Z_0}$  und  $z_L = \frac{Z_L}{Z_0}$  noch auf die Systemimpedanz  $Z_0$  normiert werden. Damit ergibt sich für die Inverterkonstante

$$\begin{aligned} \tilde{K}^2 &= \frac{K^2}{Z_0^2}, \text{ bzw.} \\ z_{\text{ein}} &= \frac{\tilde{K}^2}{z_L}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Der Wert des Reflexionsfaktors  $\Gamma_{\text{ein}}$  kann somit nun auch über die Eingangsimpedanz  $Z_{\text{ein}}$  und Gleichung (2.6) bestimmt werden:

$$\Gamma_{\text{ein}} = \frac{z_{\text{ein}} - 1}{z_{\text{ein}} + 1} = \frac{\frac{\tilde{K}^2}{z_L} - 1}{\frac{\tilde{K}^2}{z_L} + 1} = \frac{\tilde{K}^2 - z_L}{\tilde{K}^2 + z_L}. \quad (2.7)$$

Durch einen Koeffizientenvergleich von (2.7) und (2.4) ergibt sich die Inverterkonstante  $k$  in Abhängigkeit von  $a$ :

$$\tilde{K}^2 = \frac{1}{\tilde{J}^2} = \frac{1 + a}{1 - a}. \quad (2.8)$$

Somit kann die Inverterkonstante über den Reflexionsfaktor eines reziproken verlustlosen Zweitors beschrieben werden, das auf die Matrix in Gleichung (2.2) zurückgeführt werden kann.

Darauf kann bekanntlich jedes allgemeine verlustlose Zweitor durch den Anschluss geeigneter Leitungslängen gebracht werden. In Abbildung 2.2 ist ein allgemeines verlustfreies reziprokes Zweitor mit Leitungen am Ein- und Ausgangstor abgebildet. Dieses

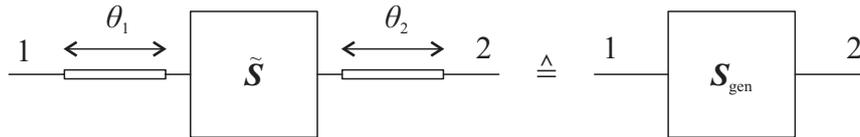


Abbildung 2.2.: Passives, verlustloses und reziprokes Zweitor, angeschlossen an Wellenleitungen mit der Systemimpedanz  $Z_0$  und Ersatzzweitor  $S_{\text{gen}}$ .

Zweitor hat die S-Parametermatrix

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} re^{j\phi_1} & te^{j\phi_3} \\ te^{j\phi_3} & re^{j\phi_2} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

mit  $r, t \in [-1, 1]$ . Daran sind zwei Wellenleitungen mit der Systemimpedanz  $Z_0$  und der Länge  $\theta_1$  und  $\theta_2$  angeschlossen. Für ein unitäres reziprokes Zweitor gilt

$$\phi_3 = \frac{\phi_1 + \phi_2}{2} \pm \frac{\pi}{2}.$$

Werden nun die Längen der beiden angeschlossenen Wellenleitungen zu

$$\theta_1 = \frac{\phi_1}{2} \quad \text{und} \quad \theta_2 = \frac{\phi_2}{2}$$

gewählt, ergibt sich

$$\mathbf{S}_{\text{gen}} = \begin{bmatrix} r & te^{j\pm\frac{\pi}{2}} \\ te^{j\pm\frac{\pi}{2}} & r \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Dadurch kann dieses Zweitor mit  $r = a$  und  $t = b$  auf die S-Matrix nach (2.2) zurückgeführt werden.

### 2.1.2. Zweitor-Modell eines idealen symmetrischen Richtkopplers

In diesem Abschnitt wird die Ähnlichkeit zwischen einem Immitanzinverter und einem an zwei Enden leerlaufenden oder kurzgeschlossenen Richtkoppler gezeigt. Ein idealer symmetrischer Richtkoppler ist ein Viertor mit der S-Matrix [40]

$$\mathbf{S}_{\text{RK}} = \begin{bmatrix} 0 & -j\alpha & \beta & 0 \\ -j\alpha & 0 & 0 & \beta \\ \beta & 0 & 0 & -j\alpha \\ 0 & \beta & -j\alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

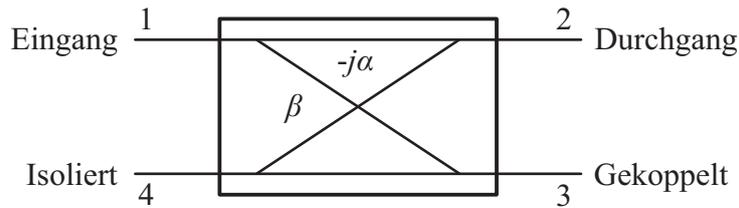


Abbildung 2.3.: Schaltbild eines idealen symmetrischen Richtkopplers. Die Tore 2 und 3 haben zueinander einen Phasenversatz von  $90^\circ$ , der Koeffizient für das Durchgangstor ist  $\alpha$ , der Koeffizient für das gekoppelte Tor ist  $\beta$ .

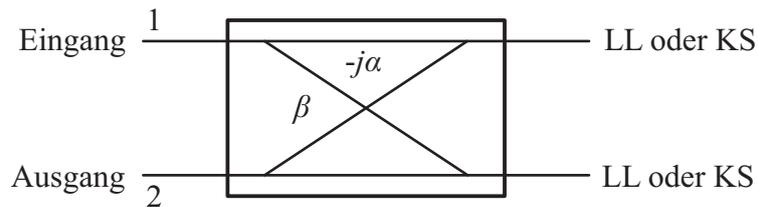


Abbildung 2.4.: Schaltbild eines idealen symmetrischen Richtkopplers mit zwei definiert terminierten Toren. Tor 2 und 3 werden gleichzeitig entweder mit einem Kurzschluss oder einem Leerlauf abgeschlossen.

Das Prinzipschaltbild für einen solchen Richtkoppler ist in Abbildung 2.3 zu sehen. Die Nomenklatur für die Bezeichnung der verschiedenen Tore lautet wie folgt: Tor 1 wird als Eingang, engl. *input*, Tor 2 als Durchgangstor, engl. *through*, Tor 3 als Kopplungstor, engl. *coupled*, und Tor 4 als isoliertes Tor, engl. *isolated*, bezeichnet. Der Koppelfaktor  $\beta$  wird auch oft mit  $C$  bezeichnet. Der symmetrische Richtkoppler zeichnet sich dadurch aus, dass die Phasendifferenz zwischen dem gekoppelten Tor und dem Durchgangstor  $\pm 90^\circ$  beträgt:

$$\arg(S_{21}) - \arg(S_{31}) = \pm 90^\circ.$$

Wird der Richtkoppler an den Toren zwei und drei mit einem Leerlauf oder einem Kurzschluss abgeschlossen, reduziert sich die Anordnung auf ein Zweitor. Abbildung 2.4 zeigt einen solchen Richtkoppler mit zwei Leerläufen bzw. zwei Kurzschlüssen.

### Richtkoppler an Tor 2 und 3 mit Leerlauf abgeschlossen

Die reduzierte S-Parameter-Matrix ergibt sich für diesen Fall mittels Signalflußanalyse zu

$$\mathbf{S}_{LL} = \begin{bmatrix} -\alpha^2 + \beta^2 & -j2\alpha\beta \\ -j2\alpha\beta & -\alpha^2 + \beta^2 \end{bmatrix}. \quad (2.12)$$



Da es sich um einen idealen Richtkoppler handelt, kann Reziprozität und Unitarität vorausgesetzt werden. Deswegen gilt auch

$$|S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = (\alpha^2 + \beta^2)^2 = 1. \quad (2.13)$$

Durch die Substitutionen

$$\begin{aligned} a_{LL} &= -\alpha^2 + \beta^2 \\ b_{LL} &= -2\alpha\beta \end{aligned} \quad (2.14)$$

kann der an zwei Toren abgeschlossene Richtkoppler auf die Matrix aus Gleichung (2.2) zurückgeführt werden:

$$\mathbf{S}_{LL} = \begin{bmatrix} a_{LL} & jb_{LL} \\ jb_{LL} & a_{LL} \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

### Richtkoppler an Tor 2 und 3 mit Kurzschluss abgeschlossen

Für den Fall dass die Tore mit einem Kurzschluss abgeschlossen sind ergibt sich für die S-Matrix analog

$$\mathbf{S}_{KS} = \begin{bmatrix} \alpha^2 - \beta^2 & j2\alpha\beta \\ j2\alpha\beta & \alpha^2 - \beta^2 \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Für diesen Fall kann durch die Substitutionen

$$\begin{aligned} a_{KS} &= \alpha^2 - \beta^2 \\ b_{KS} &= 2\alpha\beta \end{aligned} \quad (2.17)$$

die S-Matrix wieder auf die Form von Gleichung (2.2) zurückgeführt werden:

$$\mathbf{S}_{KS} = \begin{bmatrix} a_{KS} & jb_{KS} \\ jb_{KS} & a_{KS} \end{bmatrix}. \quad (2.18)$$

Somit ist ein symmetrischer Viertorrichtkoppler mit geeigneten Abschlüssen grundsätzlich als Immitanzinverter geeignet.

### 2.1.3. Berechnung der Inverterkonstanten für verschiedene Impedanzinverter mit dem S-Parametermodell

Mit dem vorgeschlagenen S-Parameter-Ansatz können nun die Inverterkonstanten von verschiedenen Zweitoren berechnet werden. In Abbildung 2.5 sind verschiedene Reali-

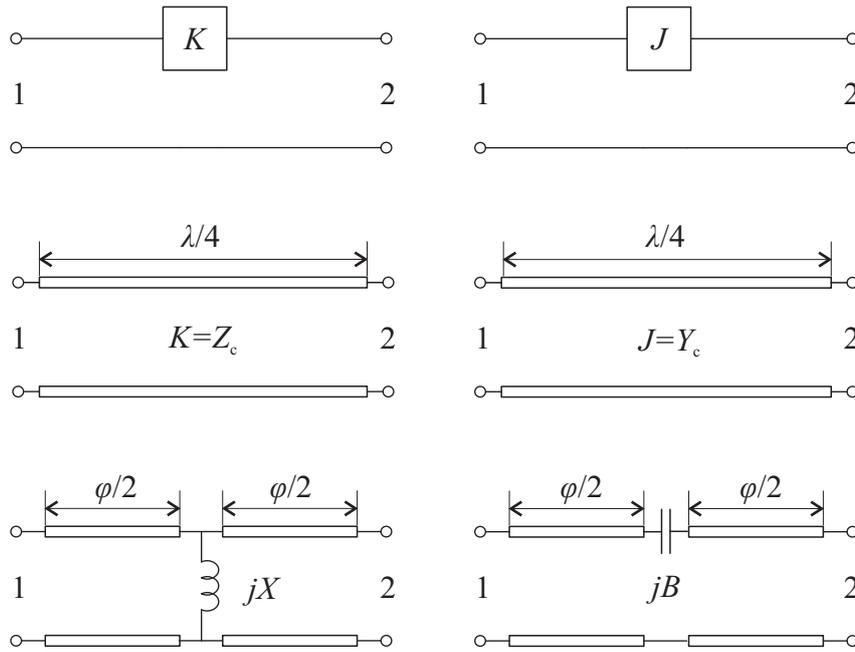


Abbildung 2.5.: Prinzipschaltbilder für Impedanz- und Admittanzinverter und Beispiele für Realisierungsmöglichkeiten durch eine  $\lambda/4$ -Leitung, sowie durch eine parallele Induktivität für den Impedanzinverter und eine serielle Kapazität für den Admittanzinverter mit jeweils zugehörigen Anschlusslängen  $\phi/2$ .

sierungsmöglichkeiten für Impedanz- und Admittanzinverter dargestellt, wie sie häufig in der Netzwerktheorie verwendet werden. Zunächst werden zwei bekannte und häufig verwendete Realisierungen mit der in dieser Arbeit vorgestellten Methode berechnet, die in [37] und [41] mit der Transmissionsmatrix hergeleitet werden. Neu vorgestellt wird die Berechnung der Inverterkonstante in Abhängigkeit des Koppelfaktors  $\beta$  mit der S-Parameter-Methode für einen leerlaufenden Richtkoppler.

#### $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung mit der Impedanz $Z_c$

Die wohl naheliegendste Realisierung eines Impedanzinverters ist eine  $\frac{\lambda}{4}$  lange Wellenleitung mit einer Leitungsimpedanz  $Z_c$ . Die S-Matrix für eine solche Leitung lautet

$$S_{\lambda/4} = \begin{bmatrix} \frac{Z_c - Z_0}{Z_0 + Z_c} & -2j \frac{Z_c - Z_0}{Z_0 + Z_c} \\ \frac{Z_c + Z_0}{Z_0 + Z_c} & \frac{Z_c + Z_0}{Z_0 + Z_c} \\ -2j \frac{Z_c + Z_0}{Z_0 + Z_c} & \frac{Z_c - Z_0}{Z_0 + Z_c} \\ \frac{Z_c + Z_0}{Z_0 + Z_c} & \frac{Z_c + Z_0}{Z_0 + Z_c} \end{bmatrix}.$$



Wenn man nun in (2.8) den Wert für  $a = S_{11,\lambda/4}$  einsetzt, ergibt sich

$$K_{\lambda/4} = Z_c.$$

Somit kann über den Wellenwiderstand einer  $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung die Inverterkonstante variiert werden.

### Parallele Induktivität mit zwei seriellen Leitungslängen

Ein weiteres und häufig bei Hohlleiterfiltern eingesetztes Modell eines Impedanzinverters ist eine parallele Induktivität mit der Reaktanz  $X$  mit zwei seriellen Leitungslängen  $\frac{\phi}{2}$ . Abbildung 2.5 zeigt das Prinzipschaltbild dieser Anordnung. Die S-Matrix dieses Zweitports lautet

$$\mathbf{S}_{\text{ind}} = \begin{bmatrix} \frac{-y}{2+y} e^{-j\phi} & \frac{2}{2+y} e^{-j\phi} \\ \frac{2}{2+y} e^{-j\phi} & \frac{-y}{2+y} e^{-j\phi} \end{bmatrix}.$$

Dabei ist  $y = \frac{Z_0}{X} = \frac{1}{x}$  die normierte Admittanz.  $a = S_{\text{ind},11}$  kann folgendermaßen umgestellt werden:

$$\begin{aligned} \frac{\frac{j}{x}}{2 - \frac{j}{x}} &= \frac{\frac{2j}{x} - \frac{1}{x^2}}{4 + \frac{1}{x^2}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{x^4} + \frac{4}{x^2}}}{4 + \frac{1}{x^2}} e^{j\psi} \\ &= \frac{\sqrt{1 + 4x^2}}{1 + 4x^2} e^{j\psi} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4x^2}} e^{j\psi}, \end{aligned}$$

mit

$$\tan \psi = -2x.$$

Da für den Vergleich mit der S-Matrix aus (2.2) ein rein reeller Wert benötigt wird, muss

$$\phi = -\tan^{-1} 2x \quad (2.19)$$

gelten. Damit kann die Reaktanz in Abhängigkeit der Inverterkonstanten mit (2.8) bestimmt werden:

$$\frac{\tilde{K}^2 - 1}{\tilde{K}^2 + 1} = \frac{1}{\sqrt{1 + 4x^2}} \Rightarrow x = \frac{\tilde{K}}{1 - \tilde{K}^2}. \quad (2.20)$$

Die alternative Lösung  $x = \frac{\tilde{K}}{\tilde{K}^2 - 1}$  würde für Werte von  $0 < \tilde{K} < 1$  negative Reaktanzen zur Folge haben und wird somit nicht weiter berücksichtigt.  $\tilde{K}$  kann in Abhängigkeit von  $x$  nun folgendermaßen berechnet werden:



$$\tilde{K} = \sqrt{\frac{1}{4x^2} + 1} - \frac{1}{2x}.$$

### Zweitor-Modell eines Richtkopplers mit zwei leerlaufenden oder kurzgeschlossenen Toren

Die zu Zweitoren reduzierten Richtkoppler können wie bereits gezeigt als Immitanzinverter eingesetzt werden. Dazu wird entweder der Wert des Reflexionskoeffizienten für den leerlaufenden Koppler aus (2.12) oder den kurzgeschlossenen Koppler aus (2.16) in (2.8) eingesetzt. Für den Fall des leerlaufenden Richtkopplers ergibt sich:

$$\tilde{K}_{LL}^2 = \frac{1 - \alpha^2 + \beta^2}{1 + \alpha^2 - \beta^2} = \frac{\beta^2}{\alpha^2} = \frac{\beta^2}{1 - \beta^2}. \quad (2.21)$$

Somit ergibt sich für eine gewünschte Inverterkonstante  $\tilde{K}_{LL}$  folgender Koppelfaktor:

$$\beta^2 = \frac{\tilde{K}_{LL}^2}{1 + \tilde{K}_{LL}^2}. \quad (2.22)$$

Bei kurzgeschlossenem Richtkoppler ergibt sich für die Inverterkonstante

$$\tilde{K}_{KS}^2 = \frac{1 + \alpha^2 - \beta^2}{1 - \alpha^2 + \beta^2} = \frac{\alpha^2}{\beta^2} = \frac{1 - \beta^2}{\beta^2}, \quad (2.23)$$

und somit für den Koppelfaktor in Abhängigkeit der Inverterkonstanten

$$\beta^2 = \frac{1}{1 + \tilde{K}_{KS}^2}. \quad (2.24)$$

Ein Vergleich von (2.21) und (2.23) zeigt, dass für die beiden Inverterkonstanten folgende Beziehung gilt:

$$\tilde{K}_{LL} = \frac{1}{\tilde{K}_{KS}} \quad (2.25)$$

und damit auch

$$\tilde{K}_{LL} = \tilde{J}_{KS}. \quad (2.26)$$

Somit kann durch Ersetzen des Abschlusses von Kurzschluss durch Leerlauf und umgekehrt ein Impedanz- in einen Admittanzinverter umgewandelt werden. Für  $\tilde{K}^2 = 1$  ergibt sich der häufig verwendete 3 dB-Koppler.



### 2.1.4. Berechnung der Even- und Odd-Impedanzen für gegebene Inverterkonstanten

In diesem Abschnitt wird vorgestellt, wie aus gegebenen Inverterkonstanten die Gleichtakt- und Gegentakt-Impedanzen, im Englischen mit *even* und *odd* bezeichnet, für einen reinen TEM-Koppler berechnet werden können. Dabei wird erstmals eine exakte Gleichung zur Ermittlung der Impedanzen vorgestellt. Außerdem wird gezeigt, dass sich mit diesen Gleichungen eine verbesserte Näherung der aus [38] bekannten Beziehungen ableiten lässt.

Die Even- und Odd-Impedanzen bestimmen den Koppelfaktor  $C$  eines TEM-Kopplers über

$$C = \beta = \frac{Z_e - Z_o}{Z_e + Z_o}. \quad (2.27)$$

Mit  $Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$  können die Impedanzen in Abhängigkeit des Koppelfaktors dargestellt werden:

$$\begin{aligned} Z_e &= Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} = Z_0 \sqrt{\frac{1+\beta}{1-\beta}} \\ Z_o &= Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} = Z_0 \sqrt{\frac{1-\beta}{1+\beta}} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Damit kann dann durch geeignete Verfahren die Geometrie für die gewünschte gekoppelte Leitungsstruktur berechnet werden. Für bestimmte Koppler wie z.B. Koppler in Mikrostreifenleitungstechnik gibt es dafür entsprechende Diagramme [36].

Bei der Synthese von Filtern aus gekoppelten Leitungen [36, 37] werden jedoch nur Werte für die Admittanz-Inverterkonstanten berechnet, es erfolgt keine Berechnung des benötigten Koppelfaktors.  $Z_e$  und  $Z_o$  werden dann durch Näherungen berechnet, die über die Modellierung der gekoppelten Leitungen als Inverter über die ABCD-Matrizen hergeleitet [38] werden.

Mit dem in dieser Arbeit vorgestellten S-Parameter-Ansatz kann nun im Gegensatz zu [38] eine exakte Formulierung für die beiden Impedanzen in Abhängigkeit der Inverterkonstanten angegeben werden. Damit beide Methoden verglichen werden können, muss jedoch die S-Matrix aus (2.12) noch modifiziert werden, da bei der hier vorgestellten Modellierung eines Richtkopplers als Inverter die beiden Leitungslängen bereits im Inverter enthalten sind, in der bekannten Modellierung aus [38] wird der Inverter jedoch durch die Kapazität zwischen den gekoppelten Leitungen realisiert.

Deswegen werden zu der S-Matrix aus (2.12) noch zwei Leitungen mit der negativen Leitungslänge von  $-90^\circ$  an den beiden Toren addiert. Dies entspricht einer Verschie-



bung der Bezugsebene, auf welche die S-Parameter referenziert werden, um eine Viertel Wellenlänge. Die modifizierte Matrix lautet dann

$$\mathbf{S}'_{LL} = \begin{bmatrix} \alpha^2 - \beta^2 & j2\alpha\beta \\ j2\alpha\beta & \alpha^2 - \beta^2 \end{bmatrix} = \mathbf{S}_{KS}.$$

Somit können nun die weiteren Gleichungen für den kurzgeschlossenen Richtkoppler verwendet werden. Damit gilt für den Koppelfaktor  $\beta$  in Abhängigkeit der Inverterkonstante

$$\beta^2 = \frac{1}{1 + \tilde{K}_{KS}^2} = \frac{\tilde{J}_{LL}^2}{1 + \tilde{J}_{LL}^2}. \quad (2.29)$$

Aus Gründen der besseren Lesbarkeit soll im folgenden

$$\tilde{J} = \tilde{J}_{LL}$$

gelten. Um nun eine Beziehung zwischen dem Koppelfaktor und der Inverterkonstanten herzustellen, muss zuerst Gleichung (2.27) umgestellt werden. Dazu wird die relative Impedanz

$$Z_r = \frac{Z_e}{Z_o}$$

eingeführt. Mit  $C = \beta$  erhält man somit

$$\beta = \frac{Z_r - 1}{Z_r + 1} \Rightarrow Z_r = \frac{1 + \beta}{1 - \beta}. \quad (2.30)$$

Wird Gleichung (2.29) in (2.30) eingesetzt, ergibt sich

$$Z_r = \frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2} + \tilde{J}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2} - \tilde{J}}. \quad (2.31)$$

Da die beiden Impedanzen für den Gleichtakt- und Gegentaktwellentyp über

$$Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$$

zusammenhängen, kann über  $Z_r$  ein exakter Zusammenhang zwischen Inverterkonstante und Even- bzw. Odd-Impedanz für den kurzgeschlossenen Richtkoppler hergestellt werden.



Es ergibt sich:

$$\begin{aligned}
 Z_e &= Z_0 \sqrt{Z_r} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 + \tilde{J}}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 - \tilde{J}}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 + 1}}{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 - 1}}} \\
 Z_o &= Z_0 \sqrt{Z_r}^{-1} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 - \tilde{J}}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 + \tilde{J}}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 - 1}}{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 + 1}}}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Analog gilt für den leerlaufenden Richtkoppler

$$\begin{aligned}
 Z_e|_{LL} &= Z_0 \sqrt{Z_r} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 + 1}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 - 1}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 + \tilde{K}}}{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 - \tilde{K}}}} \\
 Z_o|_{LL} &= Z_0 \sqrt{Z_r}^{-1} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 - 1}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 + 1}}} = Z_0 \sqrt{\frac{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 - \tilde{K}}}{\sqrt{1 + \tilde{K}^2 + \tilde{K}}}}
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

Für kleine Werte von  $\tilde{J}$  kann mit der Näherung  $\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{8}x^2$  Gleichung (2.31) wie folgt dargestellt werden:

$$\begin{aligned}
 Z_r &= \frac{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 + \tilde{J}}}{\sqrt{1 + \tilde{J}^2 - \tilde{J}}} \approx \frac{1 + \tilde{J} + \frac{\tilde{J}^2}{2}}{1 - \tilde{J} + \frac{\tilde{J}^2}{2}} = \frac{(1 + \frac{\tilde{J}^2}{2} + \tilde{J})^2}{(1 + \frac{\tilde{J}^2}{2})^2 - \tilde{J}^2} = \frac{(1 + \frac{\tilde{J}^2}{2})^2 + 2\tilde{J}(1 + \frac{\tilde{J}^2}{2}) + \tilde{J}^2}{1 + \tilde{J}^2 + \tilde{J}^4 - \tilde{J}^2} \\
 &\approx 1 + 2\tilde{J} + 2\tilde{J}^2.
 \end{aligned}$$

Die Wurzel der relativen Impedanz  $Z_r$  kann mit

$$\sqrt{Z_r} = \sqrt{1 + 2\tilde{J} + 2\tilde{J}^2} \approx 1 + \frac{2\tilde{J} + 2\tilde{J}^2}{2} - \frac{1}{8}(2\tilde{J} + 2\tilde{J}^2)^2 \approx 1 + \tilde{J} + \frac{1}{2}\tilde{J}^2 \tag{2.34}$$

angenähert werden. Mit Gleichung (2.32) ergibt sich also

$$\begin{aligned}
 Z_e &= Z_0 \sqrt{Z_r} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + \beta}{1 - \beta}} \approx Z_0 \left(1 + \tilde{J} + \frac{1}{2}\tilde{J}^2\right) \\
 Z_o &= Z_0 \sqrt{Z_r}^{-1} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - \beta}{1 + \beta}} \approx Z_0 \left(1 - \tilde{J} + \frac{1}{2}\tilde{J}^2\right)
 \end{aligned} \tag{2.35}$$

für den Gleich- bzw. Gegentaktwellenwiderstand.

Diese Näherung weicht beim Koeffizienten für das quadratische Glied von der gebräuchlichen Näherung [38]

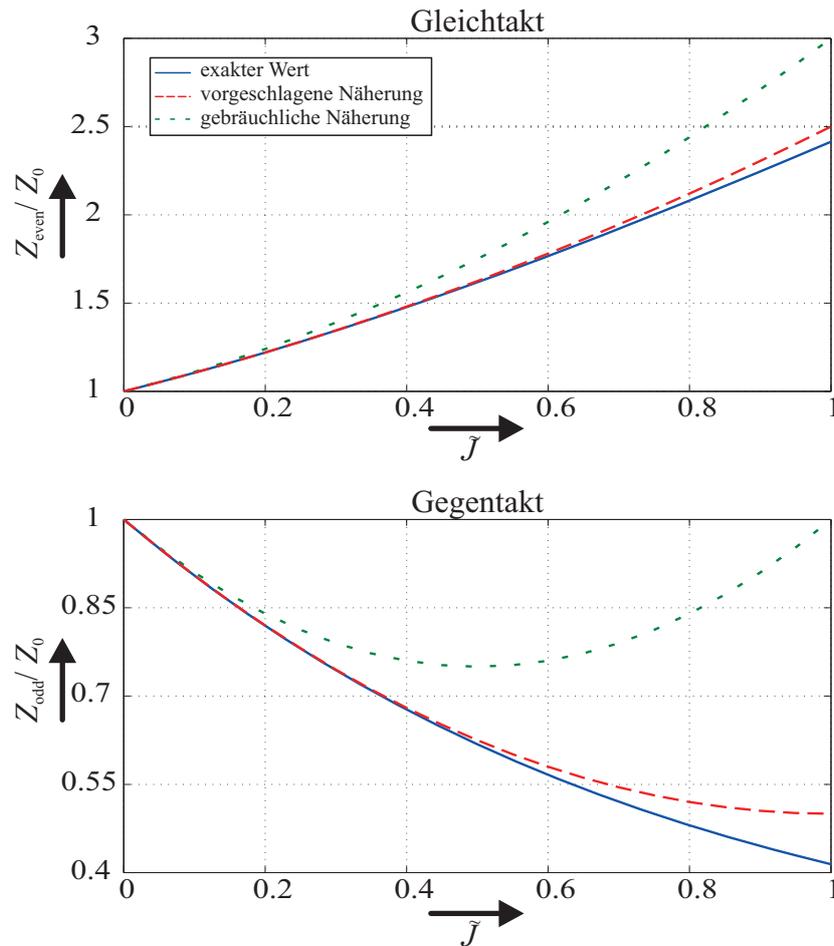


Abbildung 2.6.: Vergleich der verschiedenen Methoden zur Berechnung der Even- und Odd-Impedanzen in Abhängigkeit der Inverterkonstanten  $J = \tilde{J}Z_0$ , mit  $Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$ . Verglichen wurde die exakte Berechnung (2.32), die in dieser Arbeit vorgestellte Näherung (2.35) und die gebräuchliche Näherung (2.36).

$$\begin{aligned} Z_e &= Z_0(1 + JZ_0 + (JZ_0)^2) \\ Z_o &= Z_0(1 - JZ_0 + (JZ_0)^2) \end{aligned} \quad (2.36)$$

ab. Der Vergleich beider Näherungsformeln mit dem exakten Wert aus (2.32) zeigt, dass die hier vorgestellte Approximation deutlich näher am exakten Ergebnis liegt. Abbildung 2.6 zeigt eine grafische Auswertung der verschiedenen Berechnungen.

Der Vergleich zeigt, dass die neu vorgestellte Approximation deutlich weniger vom exakten Wert abweicht. Damit kann mit der in dieser Arbeit vorgestellten Methode

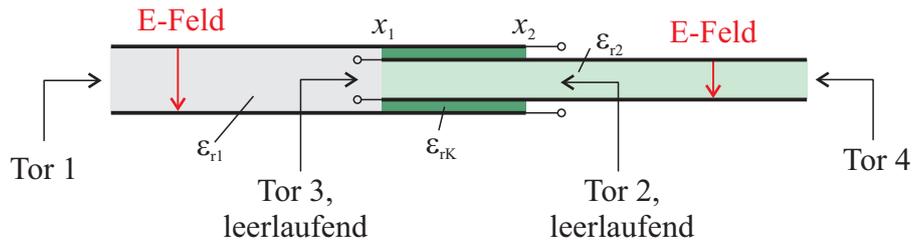


Abbildung 2.7.: Längsschnitt eines Inline-Übergangs mit schematischer Angabe der Tore. Wellenleitung 1 endet an  $x_1$  mit einem Leerlauf, Wellenleitung 2 endet an  $x_2$  mit einem Leerlauf.

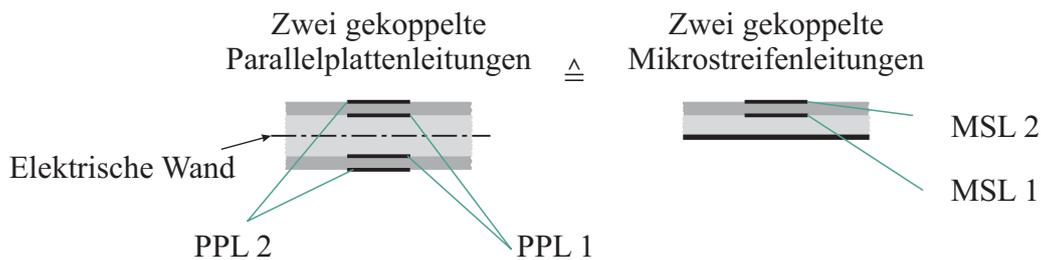


Abbildung 2.8.: Querschnitt durch den Koppelbereich eines Übergangs zwischen zwei Parallelplattenleitungen. Durch Forderung einer elektrischen Wand können diese durch zwei gekoppelte Mikrostreifenleitungen ersetzt werden.

sowohl die übliche Approximation verbessert als auch ein exaktes Ergebnis für Even- und Odd-Impedanzen in Abhängigkeit der Inverterkonstanten angegeben werden.

## 2.2. Inline-Übergänge als leerlaufende Richtkoppler

In dieser Arbeit werden auch Wellenleitungsübergänge vorgestellt, die auf einer Feldkopplung zwischen zwei benachbarten Wellenleitungen über eine definierte Länge beruhen. Diese Wellenleitungsübergänge haben Richtkopplereigenschaften, auf die im folgenden näher eingegangen wird.

In Abbildung 2.7 ist der prinzipielle Aufbau der in dieser Arbeit vorgestellten feldgekoppelten Übergänge zwischen zwei Wellenleitungen dargestellt. Beide Wellenleitungen sind mit einem Leerlauf an den jeweiligen Enden, Tor 2 und Tor 3, abgeschlossen. Im Bereich zwischen  $x_1$  und  $x_2$  findet die Feldkopplung zwischen den Leitungen statt. Abbildung 2.8 zeigt den Querschnitt durch diesen längshomogenen Koppelbereich zwischen zwei Parallelplattenleitungen. Durch Forderung einer elektrischen Wand als virtuelle Masse lässt sich die Anordnung auch durch zwei gekoppelte Mikrostreifenleitungen dar-



Abbildung 2.9.: Schematische Darstellung der Feldwellentypen für den Gleichtakt- und Gegentaktbetrieb eines Inline-Übergangs zwischen zwei Parallelplattenleitungen.

stellen. Darin sind zwei verschiedene Feldwellentypen ausbreitungsfähig, der Gleichtakt- und der Gegentaktfeldwellentyp. Diese beiden Wellentypen bestimmen über ihre Impedanzen  $Z_e$  und  $Z_o$  den Koppelfaktor  $C$  nach Gleichung (2.27). Abbildung 2.9 zeigt schematisch die Feldlinienbilder für die ausbreitungsfähigen Wellentypen im Koppelbereich des Übergangs.

Mit dem Koppelfaktor lassen sich die S-Parameter eines idealen TEM-Kopplers wie folgt bestimmen [40]:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= 0 \\
 \alpha(\theta) = S_{21} &= \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos \theta + j \sin \theta} \\
 \beta(\theta) = S_{31} &= \frac{jC \tan \theta}{j \tan \theta + \sqrt{1 - C^2}} \\
 S_{41} &= 0.
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Die Frequenzabhängigkeit wird dabei über die elektrische Länge  $\theta = 2\pi \left( \frac{f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{c_0} \right) l$  berücksichtigt, dabei ist  $\epsilon_{\text{eff}}$  die effektive Permittivität innerhalb des Überlappungsbereichs in dem die Feldkopplung stattfindet und  $l$  dessen physikalische Länge.

Um das Richtkopplerverhalten eines Inline-Übergangs zu zeigen, wurde ein Übergang zwischen zwei Parallelplattenleitungen gemäß Abbildung 2.10 feldtheoretisch simuliert und mit einem Leitungs-Modell eines TEM-Kopplers mit zwei leerlaufenden Enden verglichen. Die S-Parameter ergeben sich dabei durch einsetzen von  $\alpha(\theta)$  und  $\beta(\theta)$  aus (2.37) in (2.12).

Als Parameter für das Leitungsmodell müssen neben der Länge des Koppelabschnitts der Koppelfaktor  $C$  und damit die dazugehörigen Impedanzen,  $Z_e$  und  $Z_o$ , der ausbreitungsfähigen Wellentypen angegeben werden. Diese Werte können mit geeigneten Verfahren wie z.B. dem Spektralbereichsverfahren [42] für den Querschnitt der Koppelregion ermittelt werden. Für diesen Übergang wurden die Impedanzen mit den Formeln für Parallelplattenleitungen (3.1) und Mikrostreifenleitungen (3.4) abgeschätzt, die im

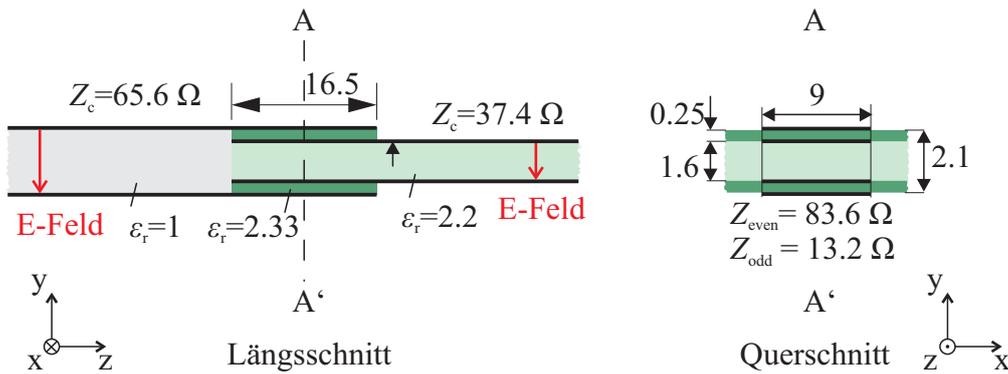


Abbildung 2.10.: Längs- und Querschnitt des feldtheoretisch simulierten Übergangs. Die angegebenen Maßeinheiten sind in mm.

nächsten Kapitel vorgestellt werden. Abbildung 2.11 zeigt sowohl die S-Parameter des Übergangs ermittelt über das Leitungsmodell nach (2.37) als auch die S-Parameter ermittelt durch eine Feldsimulation.

Der Vergleich der Kurven zeigt, dass der feldgekoppelte Übergang mit einer adäquaten Genauigkeit durch das Leitungsmodell beschrieben werden kann. Die Nullstellen der Transmissionsfaktoren liegen mit beiden Berechnungen bei den gleichen Frequenzen. Dass diese bei etwa 6 und 12 GHz liegen, spiegelt die gewählte Überlappungslänge von 16.5 mm wieder, bei der die elektrische Länge im Medium bei 6 GHz etwa eine halbe Wellenlänge beträgt. Für die Abweichungen im Betrag zwischen den beiden Simulationen gibt es verschiedene Gründe. Zum einen sind die Berechnungen für das Leitungsmodell für einen reinen TEM-Koppler ausgelegt, die ausbreitungsfähigen Wellentypen im Koppelbereich des Inline-Übergangs breiten sich jedoch mit unterschiedlichen Geschwindigkeiten aus. Dies führt natürlich zu einem anderen Verlauf des Koppelfaktors  $C = \beta$  in Leitungsmodell und Feldsimulation. Zum anderen wird in der feldtheoretischen Simulation auch Abstrahlung berücksichtigt. Dadurch kommt es an den offenen Leitungsenden der beiden Parallelplattenleitungen zu einer Abstrahlung in den Raum und in die Leitungsstruktur. Außerdem bilden sich an den in der Berechnung als ideal angenommen leerlaufenden Leitungsenden Streufelder, die parasitäre Elemente zum idealen Leerlauf hinzufügen.

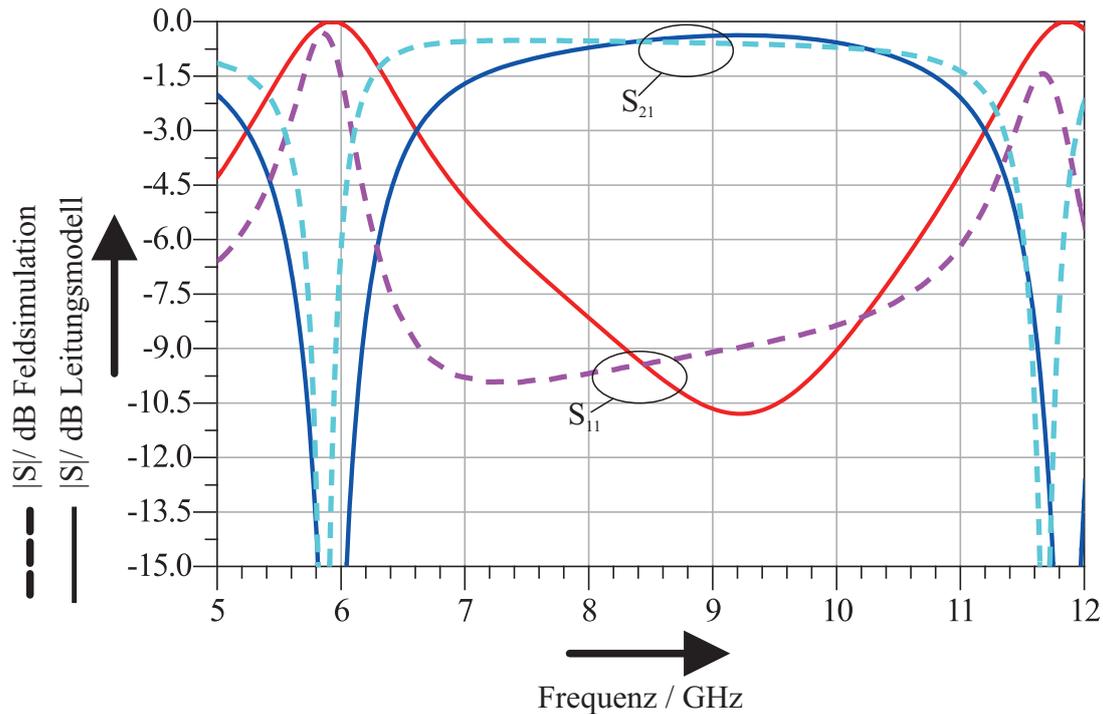


Abbildung 2.11.: Vergleich einer feldtheoretischen Simulation eines Übergangs von PPL auf PPL mit dem Leitungsmodell eines TEM-Kopplers.

## 2.3. Verwendetes Simulationsverfahren

Die im vorigen Abschnitt vorgestellten Methoden zur Analyse der Übergänge mittels Methoden der Leitungstheorie beruhen auf der Annahme, dass es sich bei den Leitungen um reine TEM-Leitungstypen handelt. Außerdem werden weder ohmsche oder dielektrische Verluste mit einbezogen noch wird die abgestrahlte Leistung berücksichtigt, die neben Verlusten zu zusätzlicher erwünschter oder unerwünschter elektrischer Verkopplung führen kann.

Aus diesem Grund ist neben der leitungstheoretischen Betrachtung eine Berechnung mittels feldtheoretischer Simulationsverfahren unerlässlich. In dieser Arbeit wurde dazu die kommerziell erhältliche Software *CST Microwave Studio* eingesetzt. Diese nutzt ein Verfahren basierend auf der *Finite Integration Technique* [43, 44], FIT. Dieses eignet sich sowohl für Berechnung im Zeit- wie im Frequenzbereich [45] und soll im Folgenden kurz beschrieben werden.



### 2.3.1. Finite Integration Technique, FIT

Die Ausbreitung des elektromagnetischen Felds im Raum wird durch die Maxwell'schen Gleichungen beschrieben. In integraler Form lauten diese:

$$\oint_{\partial A} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{s} = - \iint_A \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{a}, \quad (2.38)$$

$$\oint_{\partial A} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{s} = \iint_A \left( \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \right) \cdot d\mathbf{a}, \quad (2.39)$$

$$\oiint_{\partial V} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{a} = \iiint_V \rho dv, \quad (2.40)$$

$$\oiint_{\partial V} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{a} = 0. \quad (2.41)$$

$\mathbf{E}$  und  $\mathbf{H}$  sind die elektrische und magnetische Feldstärke,  $\mathbf{D}$  und  $\mathbf{B}$  die elektrische und magnetische Flussdichte.  $\mathbf{J}$  ist die elektrische Stromdichte,  $\rho$  ist die elektrische Raumladungsdichte. Für lineare Materialien gelten die beiden Materialgleichungen

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E}, \quad (2.42)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad (2.43)$$

mit der Permittivität  $\epsilon$  und der Permeabilität  $\mu$ . Für anisotrope Materialien sind  $\epsilon$  und  $\mu$  Tensoren, für isotrope Materialien gilt  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$  und  $\mu = \mu' - j\mu''$ . Die Verluste im jeweiligen Material werden dabei durch die imaginären Anteile beschrieben. Im verlustlosen Fall ist  $\epsilon = \epsilon' = \epsilon_0 \epsilon_r$  und  $\mu = \mu' = \mu_0 \mu_r$ . Außerdem kann die endliche Leitfähigkeit  $\sigma$  von Metallen mit

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} + \mathbf{J}_S \quad (2.44)$$

berücksichtigt werden,  $\mathbf{J}_S$  ist dabei die eingeprägte Stromdichte.

Für beliebige dreidimensionale Strukturen können diese Gleichungen in den meisten Fällen nicht analytisch gelöst werden. Mit numerischen Methoden kann jedoch eine Lösung angenähert werden. Dazu muss eine Diskretisierung des gewünschten Simulationsbereichs durchgeführt werden.

Für das hier verwendete FIT-Verfahren wird der Raum mittels eines Gitters, dem sogenannten *mesh*, diskretisiert. Dabei kann das Grundelement eines Gitters verschiedene Formen wie Tetraeder, Prisma oder Quader annehmen. Abbildung 2.12 zeigt eine solche Einzelzelle für ein quaderförmiges Gitter. Diese Zelle ist auch unter dem Namen Yee-Zelle [46] bekannt.

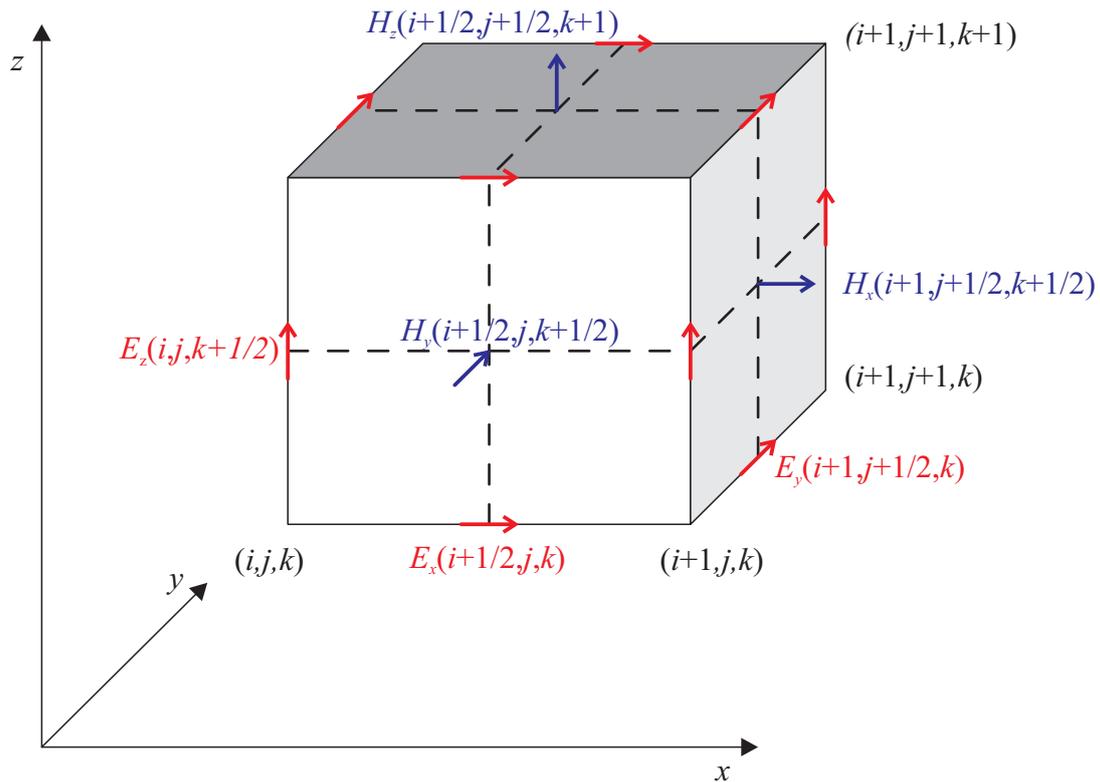


Abbildung 2.12.: Schematische Darstellung der Feldgrößen in einer Yee-Zelle, nach [47]. Die Feldgrößen mit Indizierung sind exemplarisch für je drei Feldkomponenten dargestellt.

Beim FIT-Verfahren werden die Maxwell-Gleichungen in integraler Form nun für die Einzelzellen durch folgende Gleichungen beschrieben:

$$\mathbf{C}\mathbf{e} = -\frac{\partial}{\partial t}\mathbf{b} \quad (2.45)$$

$$\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{h} = \frac{\partial}{\partial t}\mathbf{d} + \mathbf{j}, \quad (2.46)$$

$$\tilde{\mathbf{S}}\mathbf{d} = \mathbf{q}, \quad (2.47)$$

$$\mathbf{S}\mathbf{b} = 0. \quad (2.48)$$

Die Vektoren  $\mathbf{e}$  und  $\mathbf{h}$  enthalten die elektrischen bzw. die magnetischen Feldstärken an den Kanten der Gitterzellen, die Vektoren  $\mathbf{b}$  und  $\mathbf{d}$  enthalten die Flussdichten durch die Stirnflächen der Gitterzellen. Dabei werden die Linienintegrale über eine Stirnfläche einer Gitterzelle über die Matrizen  $\mathbf{C}$  und  $\tilde{\mathbf{C}}$  berechnet, indem die diskreten Feldstärken an den Kanten der jeweiligen Fläche aufsummiert werden. Die Matrizen  $\mathbf{S}$  und  $\tilde{\mathbf{S}}$  bilden



zusammen mit den entsprechenden Vektoren das Integral über die gesamte Mantelfläche einer Gitterzelle durch Aufsummieren der diskreten Flussdichten. Flussdichte und Feldstärke sind auch weiterhin über die Materialgleichungen verknüpft, diese werden nun auch in Matrixform mit

$$\mathbf{d} = \mathbf{M}_\epsilon \mathbf{e} \quad \mathbf{b} = \mathbf{M}_\mu \mathbf{h} \quad \mathbf{j} = \mathbf{M}_\sigma \mathbf{e} + \mathbf{j}_s \quad (2.49)$$

angegeben.

Diese Systematik kann mit bestimmten Erweiterungen neben dem hexahedralen Gitter auch auf andere Gitterstrukturen angewandt werden [44].

### 2.3.2. Lösung im Zeitbereich

Um die Gleichungssysteme im Zeitbereich zu lösen, wird an einer definierten Stelle im Simulationsmodell Energie in Form eines Pulses eingebracht. Anschließend wird die Ausbreitung des von der Energie eingespeisten Feldes in der gewählten Simulationsstruktur untersucht. Als Abbruchkriterium wird ein bestimmter Energiepegel definiert, der unterschritten werden muss.

Die Ableitung nach der Zeit lässt sich durch ein Zeitsignal mit genügend kleinen Zeitschritten  $\Delta t$  annähern. Die Gleichungen (2.45) - (2.49) können auf die zwei folgenden Gleichungen gebracht werden [45]:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}^{n+1/2} &= \mathbf{e}^{n-1/2} + \Delta t \mathbf{M}_\epsilon^{-1} \left[ \tilde{\mathbf{C}} \mathbf{M}_\mu^{-1} \mathbf{b}^n + \mathbf{j}_s^n \right] \\ \mathbf{b}^{n+1} &= \mathbf{b}^n - \Delta t \mathbf{C} \mathbf{e}^{n+1/2} \end{aligned} \quad (2.50)$$

Durch die Diskretisierung in Raum und Zeit ist es nun möglich, die Werte für E- und H-Feld an allen Gitterpunkten zu lösen. Für die Lösung der jeweiligen Feldkomponenten werden immer die zeitlich vorhergehenden anderen Feldkomponenten benötigt. Dieses Verfahren wird auch als Bocksprung-Verfahren, *leap-frog scheme*, bezeichnet. Der gewählte Zeitschritt  $\Delta t$  muss für die Konvergenz des Verfahrens klein genug gewählt werden. Weitere Details dazu sind auch in [47] zu finden.

Ein Vorteil der Lösung im Zeitbereich ist, dass mit nur einem Zeitschritt eine große Bandbreite an Frequenzen gelöst werden kann. Außerdem können auch elektrisch große Strukturen mit überschaubarem Rechenaufwand gelöst werden. Da das Abbruchkriterium jedoch die noch im System befindliche Energie ist, führen resonante Strukturen zu langen Rechenzeiten und unter Umständen zu wenig exakten Ergebnissen.



### 2.3.3. Lösung im Frequenzbereich

Besser geeignet für resonante Strukturen sind dagegen Verfahren im Frequenzbereich. Da in dieser Arbeit auch Filter mit integrierten Wellenleitungsübergängen untersucht wurden, wird deswegen auch kurz auf die Lösung der Gleichungen im Frequenzbereich eingegangen.

Im Gegensatz zum Zeitbereich werden hierbei die Gleichungen für einzelne Frequenzpunkte gelöst. Da die Frequenzen zeitharmonische Signale sind, kann die Ableitung nach der Zeit  $\frac{\partial}{\partial t}$  durch  $i\omega$  ersetzt werden. Um eine gewisse Bandbreite abzudecken, müssen mehrere Frequenzpunkte berechnet werden, wobei mit geeigneten Interpolationsverfahren die Anzahl der benötigten Frequenzpunkte verringert werden kann.

Die Gleichungen (2.38) können durch geeignete Umformung für den zeitharmonischen Fall in folgende partielle Differentialgleichung überführt werden [47]:

$$\nabla \times [\mu^{-1}(\nabla \times \mathbf{E})] - \omega^2 \epsilon \mathbf{E} = -j\omega \mathbf{J}. \quad (2.51)$$

Diese Gleichung kann unter Anwendung der FIT-Matrizen zu

$$(\tilde{\mathbf{C}}\mathbf{M}_{\mu^{-1}}\mathbf{C} - \omega^2\mathbf{M}_{\epsilon}) \mathbf{e} = -j\omega \mathbf{j} \quad (2.52)$$

umgeformt werden.

Der Raum wird wie beim Zeitbereichsverfahren diskretisiert, es kann ein tetrahedrales oder hexahedrales Gitter verwendet werden. Im Gegensatz zum Zeitbereich werden im Frequenzbereich die Maxwellgleichungen nicht direkt gelöst. Statt dessen wird mit Hilfe von geeigneten Basisfunktionen ein Matrixgleichungssystem der Form

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (2.53)$$

gelöst. Dabei ist  $\mathbf{A} = \tilde{\mathbf{C}}\mathbf{M}_{\mu^{-1}}\mathbf{C} - \omega^2\mathbf{M}_{\epsilon}$  die Matrix mit den Informationen über die zu simulierende Struktur,  $\mathbf{x} = \mathbf{e}$  ist der Vektor mit den gesuchten Feldgrößen und  $\mathbf{b} = -j\omega \mathbf{j}$  ist ein Vektor mit den Anregungsfunktionen für die jeweilige Frequenz. Eine weiterführende Beschreibung ist in [47, 48] angegeben.



### 3. Realisierungsmöglichkeiten von Wellenleitungsübergängen zwischen Planar- und Hohlleiterschaltungen

In einem HF- oder Antennensystem können verschiedene Funktionsblöcke, wie Antennenstrahler, Speisernetzwerk, Filter, etc., mit unterschiedlichen Leitungstechnologien realisiert werden. So kann die jeweils am besten geeignete Technologie für eine bestimmte Funktion im System gewählt werden. Dies bringt einen entscheidenden Flexibilitätsvorteil in das Design des Gesamtsystems ein. In Abbildung 3.1 sind als Beispiel die verschiedenen verwendeten Wellenleitungen in einem Phased-Array-Antennensystem [49] und die darin benötigten Wellenleitungsübergänge dargestellt.

Damit die verschiedenen Leitungstechnologien möglichst verlustarm miteinander verbunden werden können, sind geeignete Wellenleitungsübergänge unerlässlich. In kompakten Systemen werden neben guten HF-Eigenschaften außerdem noch verschiedene Anforderungen an die Geometrie der Übergänge gestellt. Deswegen ist es von Vorteil, verschiedene Konzepte für die Übergänge zwischen unterschiedlichen Wellenleitungen zu untersuchen, da dies einen erheblichen Beitrag zu einem flexibleren Systemdesign leistet.

In diesem Kapitel werden deswegen mehrere Varianten von Übergängen zwischen unterschiedlichen Wellenleitungen untersucht. Es werden verschiedene Lösungsmöglichkeiten für die benötigten Übergänge vorgestellt. Die elektrischen Eigenschaften werden mittels Feldsimulation untersucht, die messtechnische Verifizierung ausgewählter Übergänge wird in Kapitel 5 gezeigt.

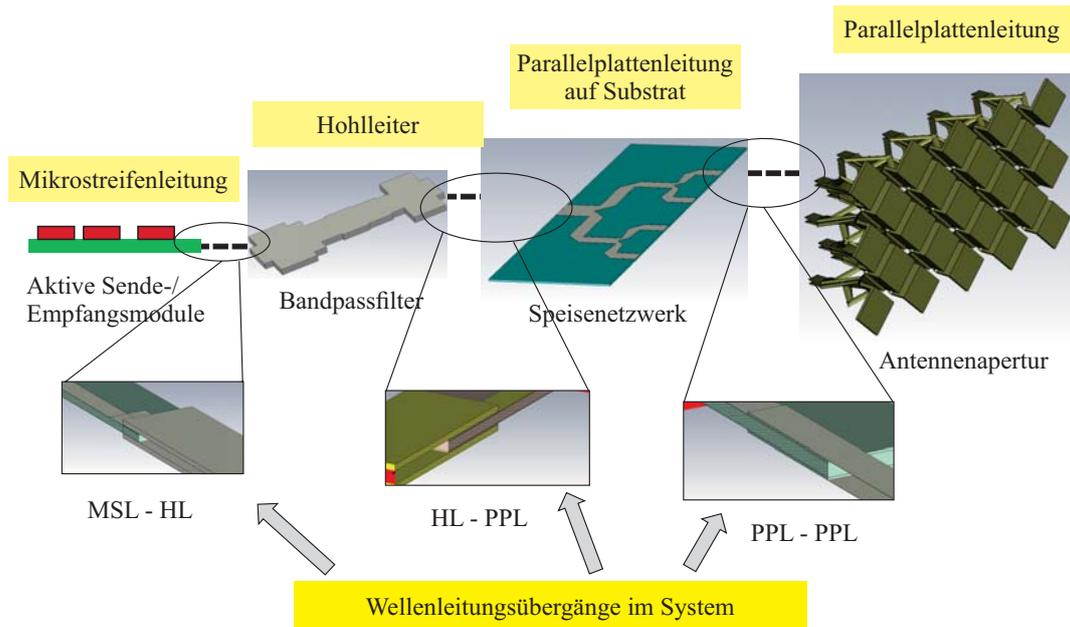


Abbildung 3.1.: Übergänge in einem Antennensystem für eine mögliche Systemkonfiguration.

## 3.1. Grundlegende Eigenschaften der verwendeten Wellenleitungen

In diesem Abschnitt werden grundlegende elektrische Eigenschaften der untersuchten Wellenleitungen behandelt, außerdem wird kurz auf die möglichen Einsatzgebiete der jeweiligen Wellenleitung eingegangen.

### 3.1.1. Parallelplattenleitung (PPL)

Eine Parallelplattenleitung besteht aus zwei zueinander parallelen Platten mit einer bestimmten Breite  $w$  und einer bestimmten Dicke  $d$ . Zwischen den Platten befindet sich ein Medium mit der Permittivität  $\epsilon_1$ , außerhalb der Platten kann sich ein anderes Medium mit der Permittivität  $\epsilon_2$  befinden. Abbildung 3.2 verdeutlicht den Aufbau und zeigt die Ausrichtung des elektrischen und magnetischen Feldes in der Leitung. Somit gibt es verschiedene Konfigurationen für eine Parallelplattenleitung, abhängig von den gewählten Dielektrika und der Plattengeometrie. Bei den in dieser Arbeit verwendeten Parallelplattenleitungen wurde als Medium 2 stets Luft verwendet. Für  $w \gg d$  kann näherungsweise davon ausgegangen werden, dass sich das E-Feld nur zwischen den beiden Platten im ersten Medium ausbildet. Der erste ausbreitungsfähige Wellentyp ist eine

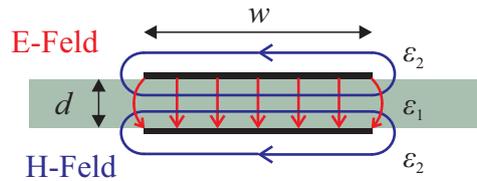


Abbildung 3.2.: Querschnitt einer Parallelplattenleitung mit Breite  $w$  und Plattenabstand  $d$  mit schematischer Darstellung der E- und H-Feldlinien. Zwischen den Platten befindet sich ein Medium mit der Permittivität  $\epsilon_1$ , außerhalb ein Medium mit  $\epsilon_2$ .

reine TEM-Welle, für die folgende Parameter ausgehend von Geometrie und Materialien berechnet werden können [37]:

$$\begin{aligned}
 k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \\
 \beta &= k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} \\
 \lambda_g &= \frac{2\pi}{\beta} \\
 v_{\text{ph}} &= \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon}} \\
 Z_c &= \eta \frac{d}{w}.
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Dabei ist die Wellenzahl  $k$  und die Phasenkonstante  $\beta$  für diesen Wellentyp gleich, ab bestimmten Grenzfrequenzen sind allerdings auch höherwertige Wellentypen ausbreitungsfähig für die sich dann unterschiedliche Werte für  $k$  und  $\beta$  ergeben. Diese sind jedoch keine reinen TEM-Typen mehr, sondern haben Komponenten von E- oder H-Feld in Ausbreitungsrichtung. Diese TE- und TM-Wellen sind für die Anwendungsfälle in dieser Arbeit unerwünscht, da diese Wellentypen im Gegensatz zur TEM-Welle dispersiv sind.

Parallelplattenleitung werden bei Speiseleitungen von Antennensystemen [35, 49–51] und auch für Anwendungen im THz-Bereich eingesetzt [52–54].

### 3.1.2. Hohlleiter (HL)

Bei Hohlleitern gibt es zwei verbreitete Typen: Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt und Hohlleiter mit rundem, oder auch elliptischen, Querschnitt. Für die Anwendungen in dieser Arbeit werden ausschließlich Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt<sup>1</sup> verwendet.

<sup>1</sup>Im Folgenden wird aufgrund der besseren Lesbarkeit statt „Hohlleiter mit rechteckigem Querschnitt“ nur der Begriff „Hohlleiter“ oder „Rechteck-Hohlleiter“ verwendet.

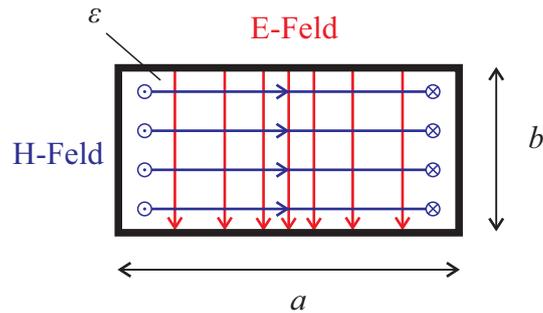


Abbildung 3.3.: Querschnitt eines Rechteck-Hohlleiters. Die lange Kante wird üblicherweise mit  $a$ , die kurze mit  $b$  bezeichnet. Das elektrische Feld ist schematisch durch die roten Feldlinien, das magnetische durch die blauen dargestellt.

Die Geometrie eines Rechteck-Hohlleiters mit den dazugehörigen Feldlinien ist in Abbildung 3.3 gezeigt. Darin können sich grundsätzlich zwei verschiedene Wellentypen ausbreiten. Beim TE-Wellentyp, engl. *TE-mode*, hat nur das elektrische Feld eine rein transversale Komponente, beim TM-Wellentyp, engl. *TM-mode*, hat nur das magnetische Feld eine rein transversale Komponente. Die TE-Welle wird auch oft als H-Welle, die TM-Welle als E-Welle bezeichnet. Zusätzlich zu den transversalen Komponenten gibt es im Gegensatz zu reinen TEM-Leitungen je nach Wellentyp immer entweder eine Komponente des H- oder des E-Feldes in Ausbreitungsrichtung. Die Welle breitet sich somit auch in Richtung der Seitenwände des Hohlleiters aus. Dort wird sie reflektiert und beschreibt dadurch eine Art „Zick-Zack“-Kurs. Dadurch vergrößert sich die Wellenlänge und Phasengeschwindigkeit im Hohlleiter im Vergleich zur Ausbreitung im Freiraum. Für eine  $TE_{mn}$ -Welle können verschiedene Wellenparameter anhand der Geometrie angegeben werden [37]:

$$\begin{aligned}
 k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \\
 k_c &= \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \\
 \beta &= \sqrt{k^2 - k_c^2} \\
 \lambda_c &= \frac{2\pi}{k_c} \\
 \lambda_g &= \frac{2\pi}{\beta} \\
 v_{\text{ph}} &= \frac{\omega}{\beta} \\
 Z_{\text{TE}} &= \frac{k\eta}{\beta}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$



Für Hohlleiter wird meist keine charakteristische Impedanz angegeben, da diese nur für TEM-Leitungen eindeutig definiert werden kann. Es gibt jedoch verschiedene Beziehungen, um einen äquivalenten Wellenwiderstand abzuschätzen, der dann z.B. für Leitungsmodelle verwendet werden kann. Die Leistung-Strom-Definition des Widerstands lautet [55]

$$Z_{c,PI} = \frac{\pi^2 b}{8a} Z_{TE}. \quad (3.3)$$

Die beiden anderen Definitionen für den äquivalenten Wellenwiderstand sind in Anhang A aufgeführt.

Im Gegensatz zu den anderen in dieser Arbeit verwendeten Wellenleitungen weist der Hohlleiter ein stark dispersives Verhalten auf. Außerdem können sich ab einer bestimmten Frequenz auch höherwertige Feldwellentypen ausbreiten. Für die in dieser Arbeit vorgestellten Übergänge wurden die Dimensionen des Hohlleiters stets so gewählt, dass sich nur der Grundwellentyp, der  $TE_{10}$ -Typ, ausbreiten kann.

Hohlleiterstrukturen zeichnen sich durch geringe Verluste aus und können große Leistungen übertragen. Deswegen werden sie für diverse Anwendungen eingesetzt. Dazu gehören neben reinen Speiseleitungen auch Polarisatoren [56, 57], Resonatoren, auch mit mehreren Resonanzfrequenzen [58, 59], und verschiedenste Kopplerstrukturen [60–62].

### 3.1.3. Mikrostreifenleitung (MSL)

Eine weit verbreitete Wellenleitung für Millimeter- und Mikrowellenanwendungen ist die Mikrostreifenleitung. Dieser Leitungstyp besteht aus einem signalführenden Streifenleiter der Breite  $W$  und einer Massefläche. Die Feldlinien breiten sich also im gewählten Substrat zwischen Streifenleiter und Massefläche, aber auch teilweise im darüberliegenden Medium, meist Luft, aus. In Abbildung 3.4 ist die Geometrie und das Feldlinienbild einer Mikrostreifenleitung dargestellt.

Da sich die Welle in einer Mikrostreifenleitung in zwei Medien mit unterschiedlichen dielektrischen Eigenschaften ausbreitet, ist es kein reiner TEM-Typ. Die verschiedenen Permittivitäten der Materialien führen zu unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten in den beiden Medien. Somit gibt es auch Feldkomponenten in Ausbreitungsrichtung. Da jedoch der Feldanteil im Bereich des Mediums 2 meist deutlich geringer ist als im Medium 1, können diese Komponenten vernachlässigt werden. Der Wellentyp einer Mikrostreifenleitung verhält sich folglich annähernd wie eine TEM-Welle. Dieser Wellentyp wird auch als quasi transversal elektromagnetische Welle, kurz QTEM-Welle, bezeichnet [63]. Abhängig von der Geometrie der Mikrostreifenleitung und dem verwendeten Substrat können die wichtigsten Parameter wie folgt berechnet werden [37]:

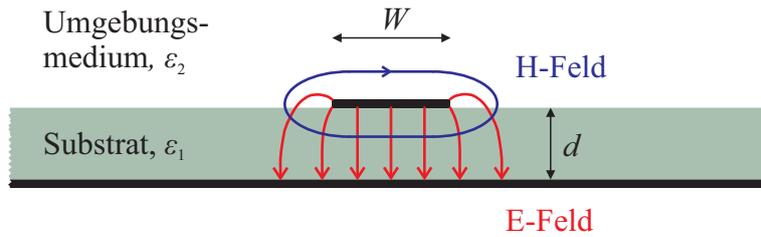


Abbildung 3.4.: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit schematischer Darstellung der E- und H-Feldlinien. Der überwiegende Teil des E-Feldes befindet sich im Substrat, ein kleiner Teil des Feldes befindet sich aber im Umgebungsmedium, meist Luft. Da sich die Welle in beiden Medien mit unterschiedlicher Geschwindigkeit ausbreitet, ist es keine reine TEM-Welle, sondern eine sogenannte QTEM-Welle.

$$\begin{aligned}
 k &= \omega \sqrt{\mu \epsilon} \\
 \beta &= k_0 \sqrt{\epsilon_e} \\
 \lambda &= \frac{2\pi}{\beta} \\
 v_{\text{ph}} &= \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \\
 Z_c &= \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{für } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \left[ \frac{W}{d} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{d} + 1,444 \right) \right]} & \text{für } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases}
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

Der Parameter  $\epsilon_e$  ist dabei die effektive Permittivität der Mikrostreifenleitung. Diese ergibt sich durch die unterschiedlichen Feldanteile in den beiden Medien. Da in den meisten Fällen Luft als Medium 1 verwendet wird, gilt für die effektive Permittivität:

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r$$

Der genaue Wert hängt dann von der genauen Feldverteilung im Querschnitt einer Mikrostreifenleitung ab. Über Streifenleiterbreite und Substrathöhe kann die effektive Permittivität näherungsweise berechnet werden [63]:

$$\epsilon_e = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} + 0,04 \left( 1 - \frac{W}{d} \right)^2 \right] & \text{für } \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{d}{W}}} & \text{für } \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases}$$



Für die Synthese des Verhältnisses  $\frac{W}{d}$  bei gegebenem Wellenwiderstand  $Z_c$  und relativer Permittivität  $\epsilon_r$  des Substrats gibt es ebenfalls geeignete Beziehungen. Diese sind im Anhang A angegeben.

Für die vorangegangenen Formulierungen wurde die Dicke des Streifenleiters stets als unendlich dünn angenommen. Für Substrate mit dicken Metallisierungen muss die Metalldicke zur genaueren Bestimmung der Leitungsparameter mit einbezogen werden [63–65].

Mit einer Mikrostreifenleitung können sowohl verschiedenste passive verteilte Elemente realisiert werden als auch aktive Elemente durch Oberflächenmontage aufgebracht und galvanisch verbunden werden. Dabei erfordert die Mikrostreifenleitung nur eine einseitige Strukturierung, was für die Herstellung einen Vorteil darstellt.

### 3.1.4. Kontaktierung und Ausrichtung der Wellenleitungen zueinander

Nachdem nun die Geometrien und Eigenschaften der verwendeten Wellenleitungen eingeführt werden, soll in diesem Abschnitt kurz auf die verschiedenen Möglichkeiten zur Kontaktierung und zur Ausrichtung der Übergänge eingegangen werden.

Generell kann man bei jeder Verbindung zwischen zwei Wellenleitungen zwischen einem galvanisch kontaktierten und einem feldgekoppelten Übergang unterscheiden.

Beim galvanisch kontaktierten Übergang ist jeder stromführende Leiter des ersten Wellenleiters galvanisch mit einem Leiter der zweiten Wellenleitung verbunden. Dies kann dabei durch Löt-, Schraub- oder Klemmvorgänge bewerkstelligt werden. Falls eine der beiden Wellenleitungen ein Hohlleiter ist, muss im Systemdesign darauf geachtet werden, dass durch die galvanische Kontaktierung für Gleichstrom oder sehr niedrige Frequenzen ein Kurzschluss erzeugt wird.

Bei einem feldgekoppelten Übergang ist mindestens einer der beiden stromführenden Leiter des ersten Wellenleiters nur über das E- bzw. H-Feld mit der Struktur des zweiten Wellenleiters gekoppelt. Das bedeutet für Gleichstrom oder sehr niedrige Frequenzen einen Leerlauf, der beim Systemdesign berücksichtigt werden muss.

Ein weiteres Klassifizierungsmerkmal von Wellenleitungsübergängen ist die Ausbreitungsrichtung. Haben beide Wellenleiter des Übergangs die gleiche Ausbreitungsrichtung, spricht man von so genannten Inline-Übergängen [9–11]. Ändert sich die Ausbreitungsrichtung beim Übergang vom einen auf den anderen Wellenleiter um  $90^\circ$ , spricht man von orthogonalen Übergängen. Abbildung 3.5 verdeutlicht den Unterschied durch

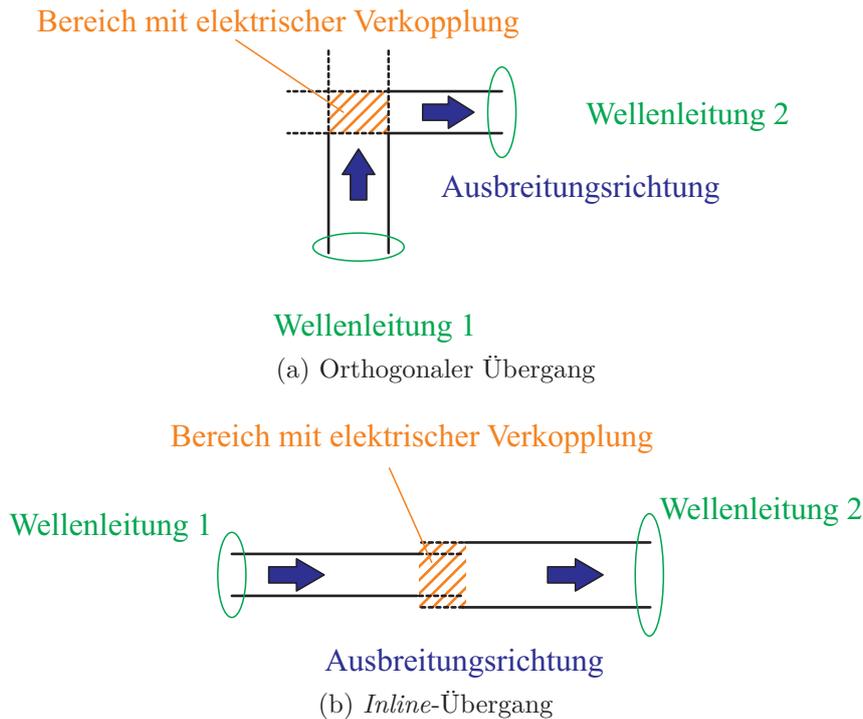


Abbildung 3.5.: Schematischer Aufbau eines orthogonalen und eines Inline-Übergangs. Die Ausbreitungsrichtung der Welle ist jeweils durch einen blauen Pfeil symbolisiert. Der Koppelabschnitt kann verschiedenste Geometrien enthalten. Bei orthogonalen Übergängen muss eine Leitung oftmals mit einem gewissen Überstand definierter Länge versehen werden.

schematische Zeichnungen beider Übergangsarten. Je nach Anwendungsgebiet und räumlichen Rahmenbedingungen bei der Systemintegration kann sich eine der beiden Übergangsarten als die günstigere erweisen.

## 3.2. Übergang von Parallelplattenleitung zu Parallelplattenleitung

Werden zwei Parallelplattenleitungen mit unterschiedlichen Technologien aufgebaut, ist auch dazu ein geeigneter Wellenleitungsübergang nötig. So kann eine Parallelplattenleitung zum Beispiel mit verschiedenen Trägersubstraten aufgebaut werden.

Parallelplattenleitungen ohne Trägersubstrat werden zwar selten eingesetzt, sind aber durchaus technisch realisierbar, wie in [35] erfolgreich gezeigt. Dort wurden die Leitungen aus Messing gefräst und an bestimmten Fixpunkten befestigt, zusätzlich wurden an definierten Stellen Abstandshalter mit günstigen dielektrischen Eigenschaften eingesetzt.



Dies führt jedoch zu einer sehr aufwändigen Montage und ist deshalb nur für spezielle Anwendungen zu empfehlen.

Technisch deutlich einfacher nutz- und herstellbar sind Parallelplattenleitungen auf einem Trägersubstrat. Damit können beliebige Leitungsstrukturen mit gängigen Verfahren auf das Substrat aufgebracht werden. Das Trägermaterial wird anhand der benötigten Spezifikationen für die Leitung ausgewählt.

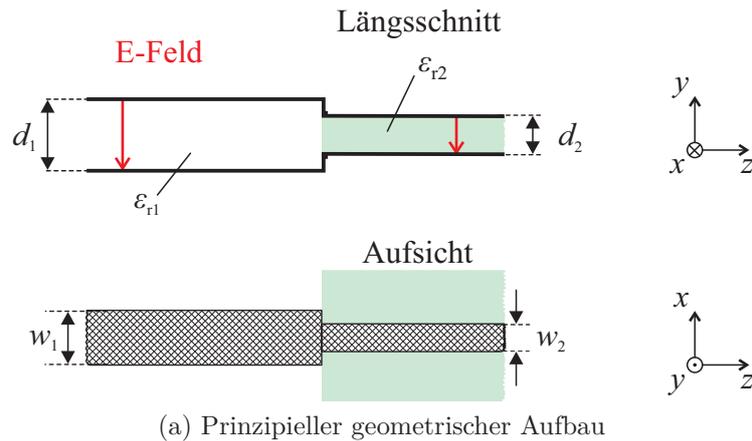
Die Verwendung von zwei unterschiedlichen Aufbautechnologien in einem System wird zum Beispiel erfolgreich in [49] gezeigt, wo eine Antennenstruktur mit Parallelplatten-speisung durch ein planares Parallelplatten-Speisenetzwerk versorgt wird. Des Weiteren kann durch einen feldgekoppelten Übergang zwischen zwei Parallelplattenleitungen auch ein Richtkoppler realisiert werden, wie in Abschnitt 2.1 gezeigt.

### 3.2.1. Galvanische Kontaktierung

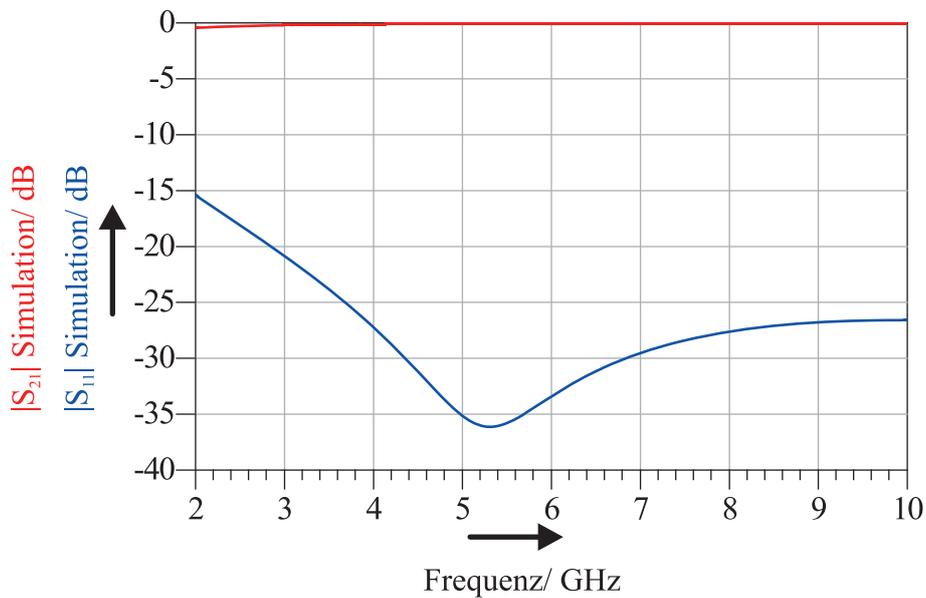
Der galvanisch kontaktierte Übergang zwischen zwei Parallelplattenleitungen ist ein naheliegender Ansatz, da sich ja die prinzipielle Struktur der Leitung nicht ändert. Allerdings muss beachtet werden, dass verschiedene Höhen, Breiten und unterschiedliche Dielektrika möglich sind.

Ein entscheidender Punkt für diesen Übergang ist die Betrachtung der Wellenwiderstände,  $Z_c$  aus Gleichung (3.1), der Leitungen auf dem jeweiligen Substrat. Wird der Wellenwiderstand bei beiden Leitungen gleich gewählt, ergibt sich keine Reflexion aufgrund des Impedanzunterschiedes; dennoch genügt es nicht, nur die Impedanz für den Übergang zu betrachten, da sich bei zu starken Änderungen der Leitungsgeometrie große Diskontinuitäten herausbilden, die zu Streufeldern, Abstrahlung und Reflexionen führen können. Deswegen sollten sich die Abmessungen der beiden Leitungen nicht zu stark unterscheiden. Bei großen Geometrieunterschieden können durch stufenweise oder kontinuierliche Anpassungen die Eigenschaften des Übergangs verbessert werden.

Abbildung 3.6a zeigt die Geometrie eines möglichen Übergangs. Die Breite  $w$  und der Abstand  $d$  der jeweiligen Parallelplattenleitung sind so gewählt, dass sich für beide Leitungen der gleiche Wellenwiderstand  $Z_c$  ergibt. Die Simulationsergebnisse für diesen Übergang sind in Abbildung 3.6b gezeigt. Durch die Beibehaltung des konstanten Wellenwiderstandes wird ein sehr breitbandiger Übergang mit einer Anpassung von mehr als 15 dB über mehrere Oktaven erreicht.



(a) Prinzipieller geometrischer Aufbau

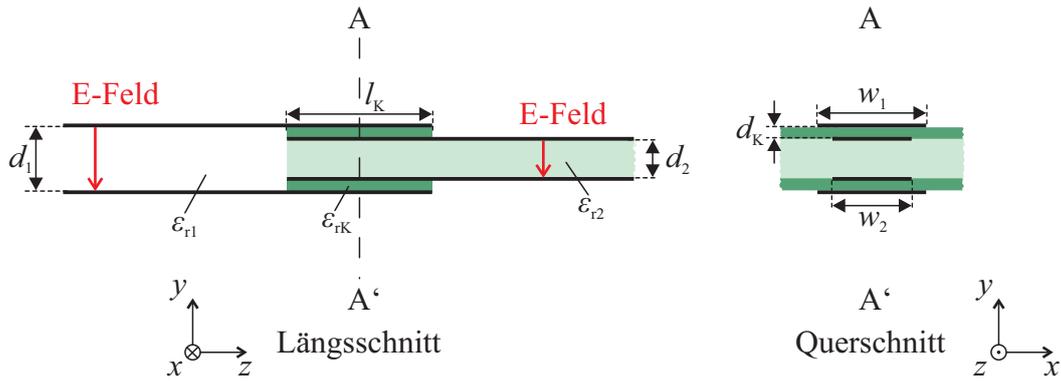


(b) Simulationsergebnisse des Übergangs

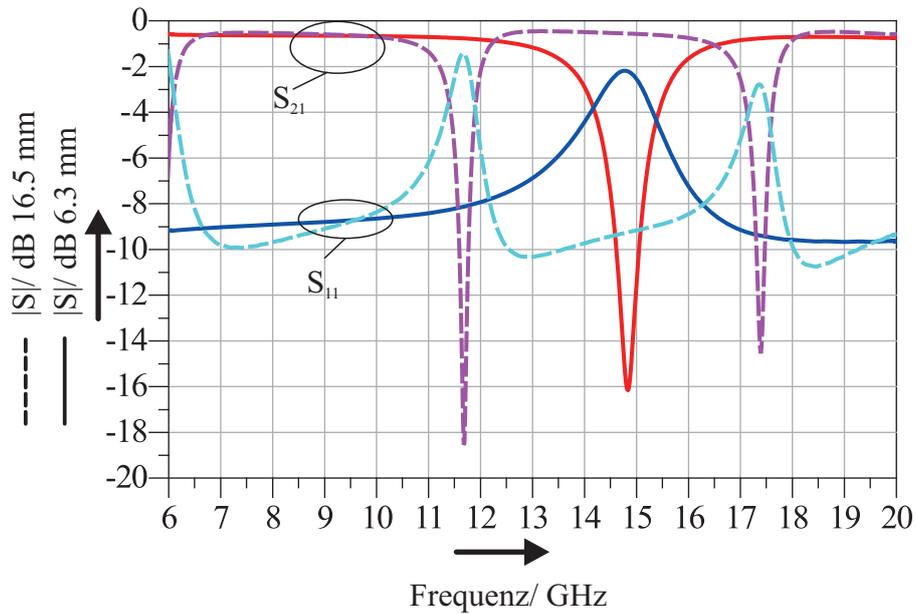
Abbildung 3.6.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von PPL auf PPL. Für eine optimale Anpassung müssen die Wellenwiderstände der beiden Leitungen gleich sein, also  $\frac{d_1}{w_1\sqrt{\epsilon_{r1}}} = \frac{d_2}{w_2\sqrt{\epsilon_{r2}}}$ . Für die Simulation wurden folgende Parameter verwendet:  $d_1 = 0.5$  mm,  $d_2 = 0.25$  mm,  $w_1 = w_2 = 4$  mm,  $\epsilon_{r1} = 4$ ,  $\epsilon_{r2} = 1$ .

### 3.2.2. Feldgekoppelter Übergang

Bei der feldgekoppelten Variante wird zwischen die beiden Parallelplattenleitungen ein Koppelsubstrat eingebracht. Dieses Substrat sorgt zum einen für einen definierten Abstand, zum anderen kann es als Designparameter benutzt werden, da das Dielektrikum in einem bestimmten Bereich frei gewählt werden kann. Dabei wirkt sich besonders die Permittivität des gewählten Substrats auf die elektrischen Eigenschaften des Übergangs



(a) Prinzipieller geometrischer Aufbau



(b) Simulationsergebnisse des Übergangs

Abbildung 3.7.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von PPL auf PPL für zwei verschiedene Längen des Koppelbereichs. Für eine gute Anpassung ist neben der Geometrie der einzelnen Parallelplattenleitungen auch die Länge  $l_K$  entscheidend. Verwendete Längen  $l_{K1} = 6.3 \text{ mm}$  bzw.  $l_{K2} = 16.5 \text{ mm}$ . Gemeinsame Parameter des Übergangs:  $d_1 = 2.15 \text{ mm}$ ,  $d_K = 0.254 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 1.6 \text{ mm}$ ,  $w_1 = w_2 = 9 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{rK} = 2.33$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ .

aus. Der geometrische Aufbau des Übergangs ist wie bei der galvanisch gekoppelten Variante ein Inline-Übergang. In Abbildung 3.7a ist die grundlegende Geometrie eines solchen Übergangs dargestellt.



Dabei ist bei diesem Ansatz vor allem die Länge des Koppelabschnitts  $l_K$  entscheidend; sie muss ein ungeradzahliges Vielfaches einer viertel Wellenlänge sein, wobei die Wellenlänge innerhalb des Koppelsubstrats berechnet wird. Wird die Länge des Koppelabschnitts zu groß gewählt, treten Nullstellen in der Übertragungsfunktion auf. In Abbildung 3.7b sind Simulationsergebnisse der S-Parameter eines Übergangs mit zwei unterschiedlichen Überlappungslängen gezeigt. Deutlich zu erkennen ist die Nullstelle in der Transmission bei der Frequenz 14.9 GHz für die Länge  $l_{K1} = 6.3$  mm, was in etwa der halben Wellenlänge im Koppelsubstrat entspricht. Für den größeren Wert des Koppelabschnitts  $l_{K2} = 16.5$  mm erkennt man mehrere Nullstellen in der Transmission. Wie im Abschnitt 2.1 beschrieben, verhält sich dieser Übergang somit wie ein Richtkoppler mit leerlaufenden Enden.

### 3.3. Übergang von Parallelplattenleitung zu Hohlleiter

Hohlleiter sind vor allem ab dem Millimeterwellenbereich häufig verwendete Wellenleitungen, da sie keine Abstrahlungsverluste und sehr geringe Dämpfung aufweisen. Außerdem können verschiedenste passive Elemente mit Hohlleitern realisiert werden: Dazu gehören Richtkoppler, Leistungsteiler und Resonatoren, die durch eine Verkettung mit induktiven oder kapazitiven Hohlleiterblenden häufig zur Realisierung von Filterstrukturen verwendet werden.

Ein weiterer Vorteil ist, dass mit Hohlleitern sehr hohe Signalleistungen übertragen werden können, weswegen auch für Radar-Anwendungen häufig Hohlleiterspeisungen zum Einsatz kommen.

Da Hohlleiter und Parallelplattenleitungen ein ähnliches Feldlinienbild aufweisen, eignen sich planare Parallelplattenleitungen sehr gut für Übergänge von Hohlleiter- zu Planarschaltungen.

#### 3.3.1. Galvanische Kontaktierung

Parallelplattenleitungen und Rechteck-Hohlleiter haben ähnliche Eigenschaften. Im Prinzip unterscheidet sich die Parallelplattenleitung vom Hohlleiter nur durch die beiden Seitenwände. Diese Seitenwände erzwingen beim Hohlleiter eine Randbedingung für das elektromagnetische Feld. Eine ideale Parallelplattenleitung hat ein magnetische Seitenwände als Randbedingung. In beide Wellenleitungen sind ab bestimmten Grenzfrequenzen TE- und TM-Wellentypen ausbreitungsfähig.



Da durch die fehlenden Seitenwände bei der Parallelplattenleitung zwei Leiter vorhanden sind, kann auch eine reine TEM-Welle übertragen werden. Eine untere Grenzfrequenz wie beim Hohlleiter gibt es somit nicht. Der TEM-Wellentyp wird in der Parallelplattenleitung bevorzugt genutzt, da dieser im Gegensatz zu TE- und TM-Wellentypen keine dispersiven Eigenschaften aufweist.

Für die galvanische Kontaktierung zwischen Hohlleiter und Parallelplattenleitung ist es vorteilhaft, wenn Hohlleiterhöhe und -breite der Parallelplattenleitung entsprechen, wobei die Höhe das Äquivalent zum Plattenabstand ist. Da sich das Verhältnis von Breite zur Höhe beim Hohlleiter meist stark vom Verhältnis der Breite zum Plattenabstand unterscheidet, muss eine Anpasstruktur eingesetzt werden. Diese Anpasstruktur kann einen kontinuierlichen oder diskreten Verlauf haben.

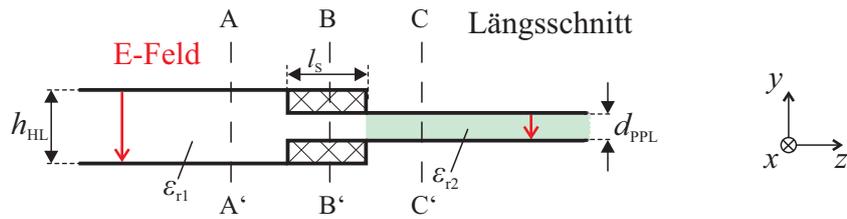
In Abbildung 3.8a ist die prinzipielle Struktur eines galvanisch kontaktierten Übergangs gezeigt, Abbildung 3.8b zeigt die simulierten S-Parameter des Übergangs.

Der Übergang mit einer Stufe zeigt bereits gute elektrische Eigenschaften, die Anpassung ist besser 10 dB innerhalb einer Bandbreite von fast 20 %. Durch hinzufügen von weiteren Stufen könnte die Bandbreite noch weiter gesteigert werden.

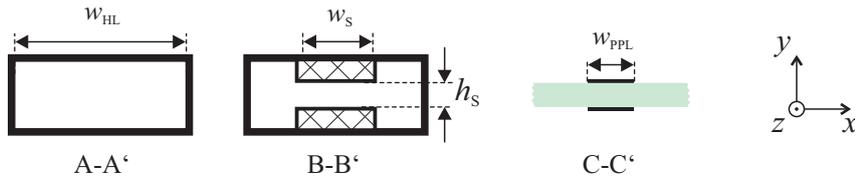
### 3.3.2. Feldgekoppelter Übergang

Da sich die Feldlinienbilder von Hohlleiter und Parallelplattenleitung stark gleichen, ist ein feldgekoppelter Inline-Übergang eine naheliegende Wahl. Ähnlich wie beim feldgekoppelten Übergang zwischen zwei Parallelplattenleitungen wird bei diesem Übergang ein geeignetes Koppelsubstrat verwendet. Die Überlappungslänge sollte wieder das ungerade Vielfache einer viertel Wellenlänge im Koppelsubstrat betragen, da ansonsten Nullstellen in der Transmission auftreten können. In Abbildung 3.9a ist der prinzipielle geometrische Aufbau des Übergangs gezeigt [66].

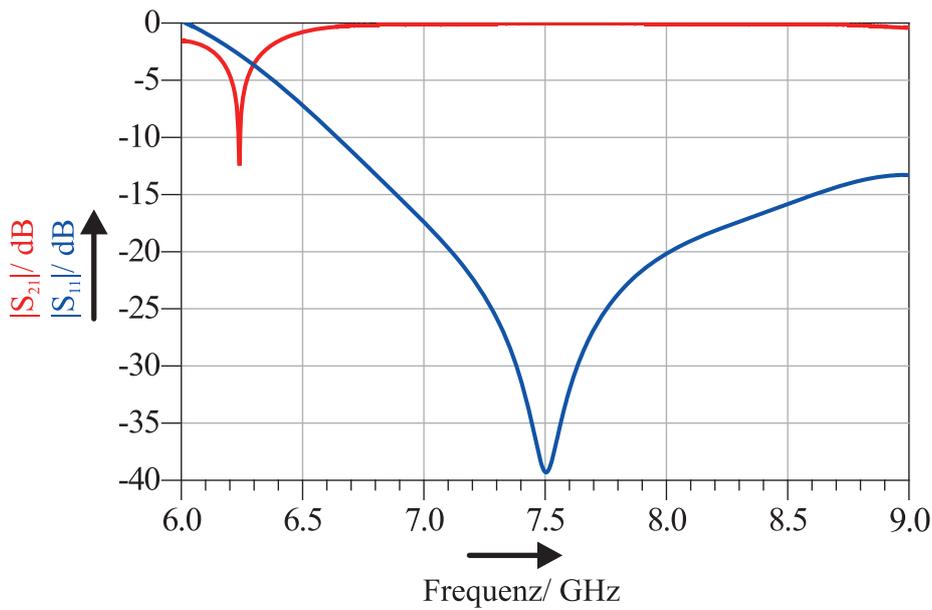
Falls die Hohlleiterhöhe im Bereich des Plattenabstands liegt, kann durch die Wahl eines Dielektrikums mit geeigneter Permittivität eine genügend starke Kopplung erreicht werden. Ist die Hohlleiterhöhe deutlich größer als der Plattenabstand, muss neben der eigentlichen Koppelstruktur auch eine schrittweise Anpassung der Geometrie erfolgen, was mit einer schrittweisen Anpassung des Wellenwiderstands einhergeht. Diese Methode wird auch für Übergänge von Koaxialleitungen oder Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter verwendet [55, 67]. In Abbildung 3.9b ist das Simulationsergebnis für einen feldgekoppelten Übergang gezeigt. Dieser Übergang erreicht bereits ohne zusätzliche Anpassstrukturen eine Einfügedämpfung besser 0.5 dB über eine relative Bandbreite von 25 %.



Querschnitte längshomogener Wellenleitungsabschnitte



(a) Prinzipieller geometrischer Aufbau



(b) Simulationsergebnisse des Übergangs

Abbildung 3.8.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von PPL auf HL. Für eine breitbandige Anpassung müssen eine oder mehrere Anpassstufen verwendet werden. Es kann auch ein kontinuierlicher Übergang verwendet werden. Parameter des Übergangs:  $h_{HL} = 1.5 \text{ mm}$ ,  $h_S = 0.95 \text{ mm}$ ,  $d_{PPL} = 0.5 \text{ mm}$ ,  $l_S = 13.05 \text{ mm}$ ,  $w_{HL} = 24 \text{ mm}$ ,  $w_S = 7.42 \text{ mm}$ ,  $w_{PPL} = 6 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1$ .

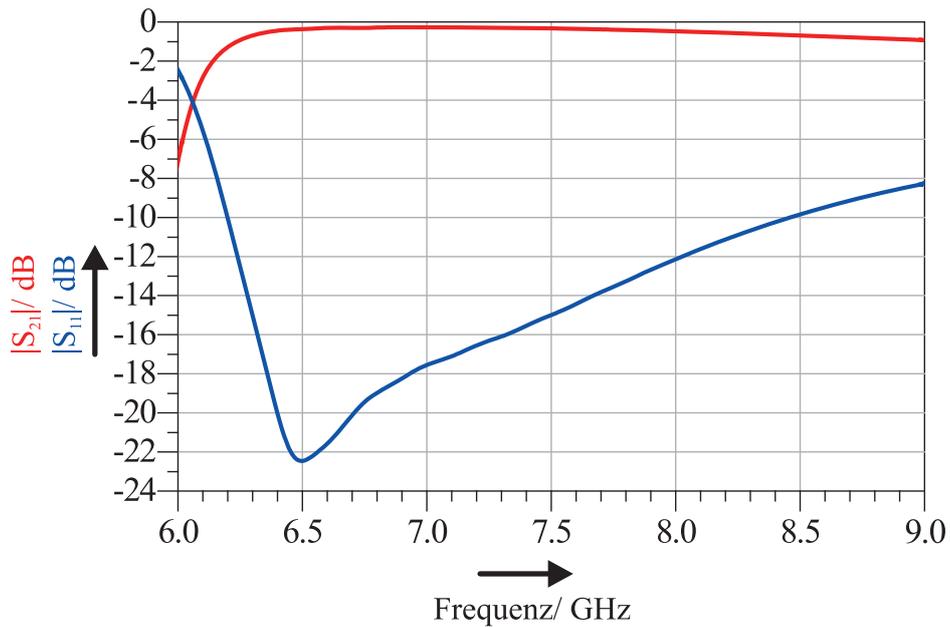
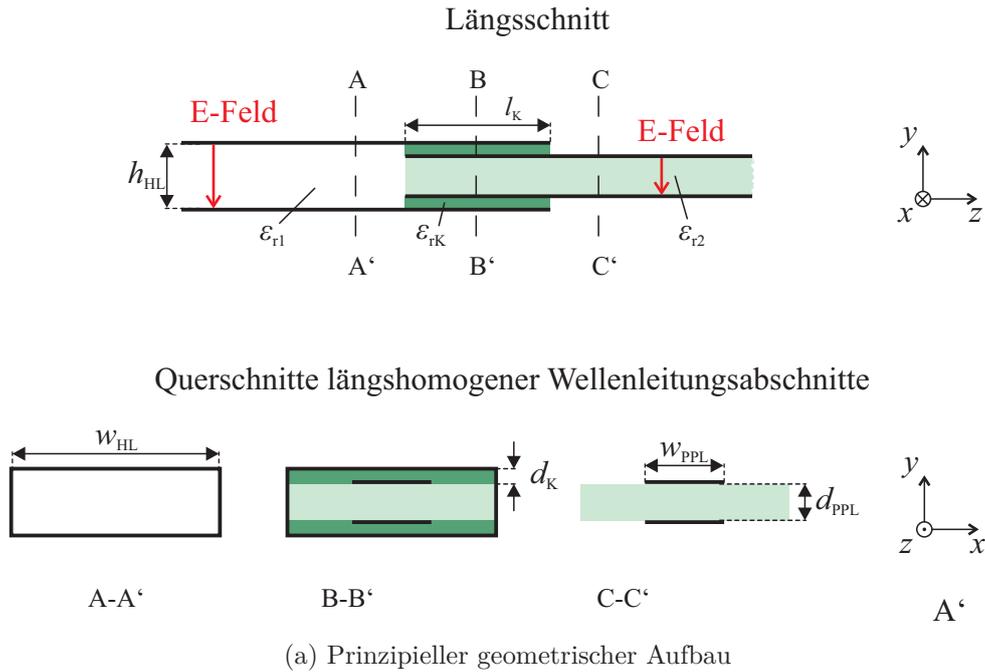


Abbildung 3.9.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf PPL. Die Länge des Koppelbereichs bestimmt das Frequenzverhalten des Übergangs. Parameter des Übergangs:  $h_{HL} = 2.1 \text{ mm}$ ,  $d_K = 0.20 \text{ mm}$ ,  $d_{PPL} = 1.57 \text{ mm}$ ,  $l_H = 16.5 \text{ mm}$ ,  $w_{HL} = 28.5 \text{ mm}$ ,  $w_{PPL} = 9 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{rK} = 2.33$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ .



## 3.4. Übergang von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung

Durch die große Verbreitung der Mikrostreifenleitung werden Übergänge von dieser auf Hohlleiter in verschiedenen Ausführungen eingesetzt [68–70]. Diese können jedoch meist nicht den Erfordernissen an hochintegrierte Systemen gerecht werden oder erfordern eine komplizierte Montage. Deswegen ist auch hier eine Untersuchung von weiteren Realisierungsmöglichkeiten für Wellenleitungsübergänge notwendig, die auch eine einfache Montage und Integration in ein HF-System gewährleisten.

### 3.4.1. Galvanische Kontaktierung

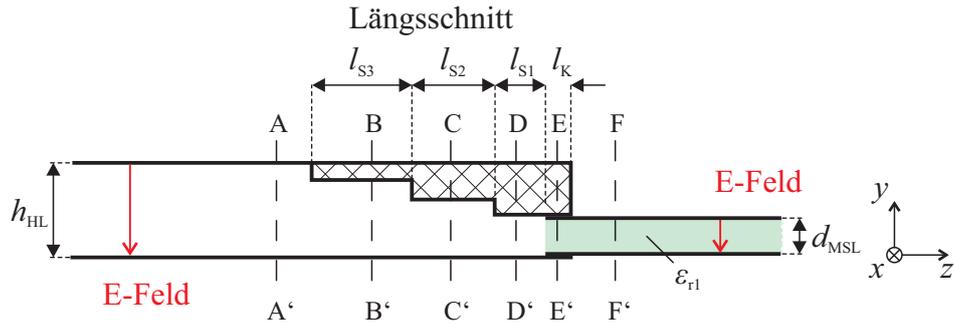
Bei der galvanischen Kontaktierung muss das QTEM-Feldlinienbild der Mikrostreifenleitung schrittweise in das Feldlinienbild einer  $TE_{10}$ -Welle überführt werden. Damit werden auch die unterschiedlichen Impedanzen von Hohlleiter und Mikrostreifenleitung schrittweise angepasst. Eine mögliche Konfiguration ist an einen Übergang von Koaxialleitung auf Mikrostreifenleitung angelehnt [55]. Der prinzipielle Aufbau eines solchen Übergangs ist in Abbildung 3.10 zu sehen.

Die Streifenleitung ist dabei galvanisch mit einem geeigneten Steg im Hohlleiter verbunden. Die Massefläche wird ebenfalls galvanisch mit dem Hohlleiter verbunden. Dieser Übergang ermöglicht bei mehreren Stufen den Betrieb über den gesamten Frequenzbereich des Hohlleiters. Die Simulation in Abbildung 3.11 erreicht bereits eine gute Anpassung, die durch das Hinzufügen einer weiteren Stufe auch noch im unteren Frequenzbereich verbessert werden könnte.

Zum Vergleich wurde eine weitere Möglichkeit mit galvanischer Kopplung untersucht. In [71] ist eine orthogonale Einkopplung vorgeschlagen, die über die Seitenwände des Hohlleiters erfolgen kann. Dabei wird jedoch von einer balancierten Leitung ausgegangen, die im Hohlleiter ein geeignetes E-Feld erzeugen kann. Dieses E-Feld regt wiederum die  $TE_{10}$ -Welle im Hohlleiter an, die sich dann ausbreitet. Abbildung 3.12 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines solchen Übergangs.

Die Simulationsergebnisse des orthogonal galvanisch gekoppelten Übergangs sind in Abbildung 3.13 zu sehen.

Beide vorgestellten Übergänge erreichen fast über die gesamte Bandbreite eine zufriedenstellende Anpassung. Jedoch ist der zuerst vorgestellte Übergang aus Abbildung 3.10 in der Montage deutlich einfacher, da diese z.B. über eine Klemmmechanik bewerkstelligt werden kann. Der Vergleichsübergang erfordert eine präzise Positionierung der planaren Struktur und eine stabile großflächige galvanische Kontaktierung von zwei



Querschnitte längshomogener Wellenleitungsabschnitte

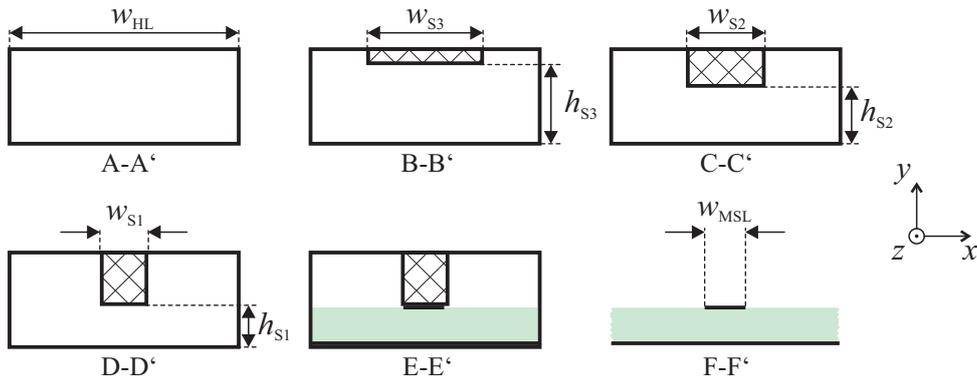


Abbildung 3.10.: Aufbau eines galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Der Aufbau ermöglicht einen breitbandigen Übergang, die stufenweise Anpassung kann auch kontinuierlich ausgeführt werden.

Hohlleitern, dem Hohlleiter-Kurzschluss und dem eigentlichen Hohlleiteranschluss. Dies macht die Montage deutlich komplizierter.

### 3.4.2. Feldgekoppelter Übergang

Wie im Kapitel 2 behandelt, kann eine Mikrostreifenleitung wie eine Parallelplattenleitung mit einer elektrischen Wand in der Symmetrieebene zwischen den beiden Platten gesehen werden. Somit kann der feldgekoppelte Übergang einer Mikrostreifenleitung ähnlich dem vorgestellten Übergang zwischen Parallelplatten und Hohlleiter aufgebaut werden, indem durch die Mitte eine elektrische Wand gelegt wird. Dabei wird die Massefläche der Mikrostreifenleitung galvanisch mit dem Hohlleiter verbunden. Die eigentliche Feldkopplung findet dann zwischen dem Streifenleiter und dem Hohlleiter statt. Abbildung 3.14 zeigt die schematische Struktur dieses Übergangs.

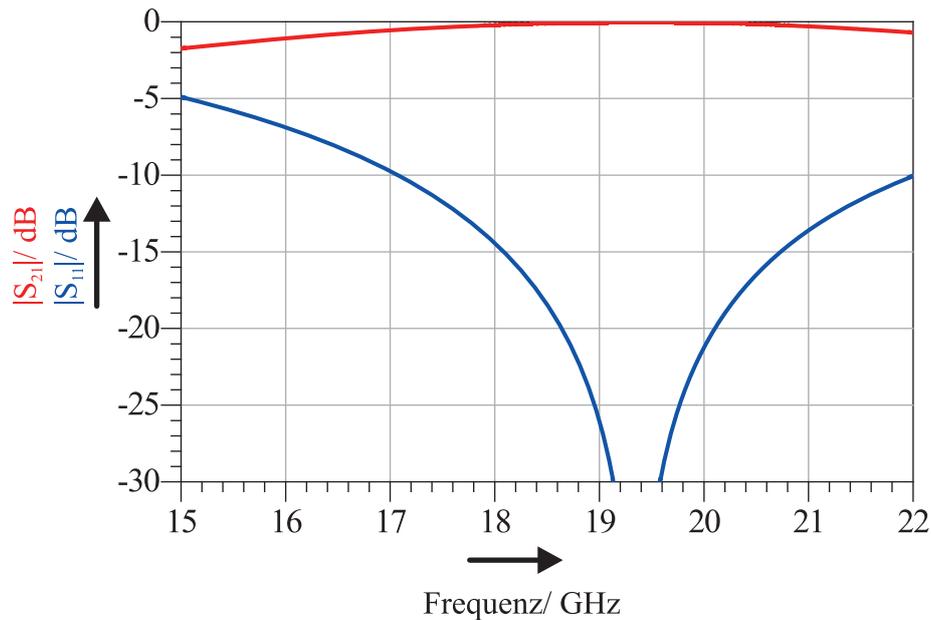


Abbildung 3.11.: Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.10. Parameter des Übergangs:  $d_{\text{MSL}} = 0.508 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S1}} = 0.55 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S1}} = 2.04 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S2}} = 4.44 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{HL}} = 6.45 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S1}} = 2.02 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S2}} = 2.26 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S3}} = 1.85 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{MSL}} = 1.6 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{HL}} = 12.95 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.2$ .

Die Länge der Streifenleitung ist dabei wieder entscheidend für die Koppeleigenschaften bei gegebener Frequenz. Da die maximal mögliche Kopplung vom Abstand der Mikrostreifenleitung zur oberen Hohlleiterwand abhängt, darf die Hohlleiterhöhe nicht zu stark von der gewählten Substratdicke abweichen. Soll dennoch ein Hohlleiter mit größerer Höhe gespeist werden, muss nach dem Übergang eine entsprechende Anpassung der Hohlleiterhöhe stattfinden. Alternativ kann ein Steghohlleiter im Übergangsbereich verwendet werden. Der Steghohlleiter kann dann in einen Hohlleiter mit gleicher Höhe mit bekannten Methoden [55] transformiert werden. Abbildung 3.15 zeigt die Struktur dieses Übergangs mit einem Steghohlleiter im Koppelbereich.

Die Simulationsergebnisse dieses Übergangs sind in Abbildung 3.16 dargestellt. Durch die mehrstufige Anpassung wird der gesamte Betriebsbereich des Hohlleiters abgedeckt. Die Einfügedämpfung ist ab etwa 16.5 GHz besser als 0.2 dB. Lediglich im unteren Frequenzbereich bei 15 GHz vergrößert sich wegen der höheren Reflexionen die Einfügedämpfung. Da dieser Übergang aber für einen Frequenzbereich ab 17.7 GHz optimiert wurde, kann davon ausgegangen werden, dass mit weiteren Iterationsschleifen die Anpassung auch an der unteren Bandkante verbessert werden kann.

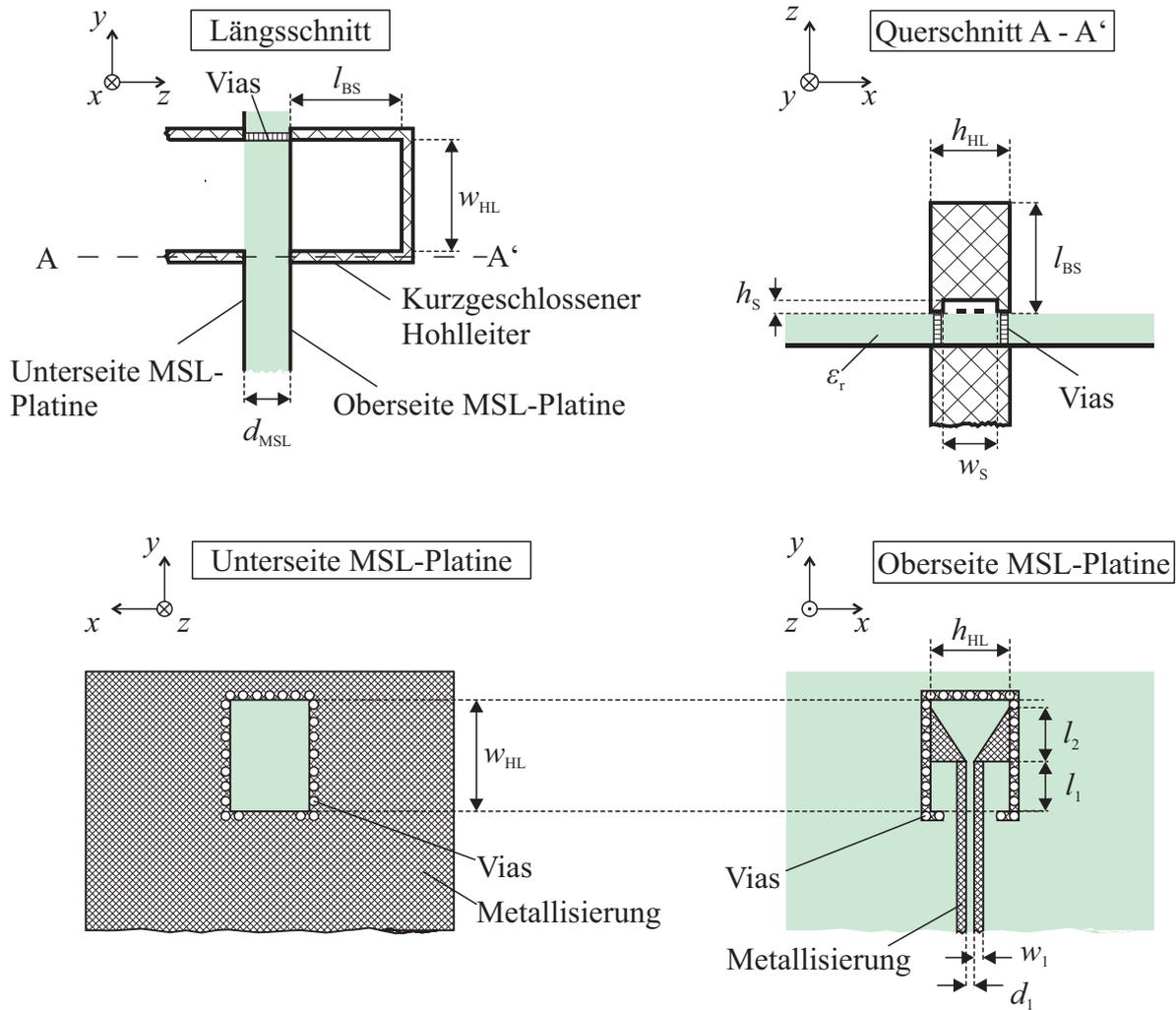


Abbildung 3.12.: Aufbau eines orthogonalen galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Dieser Übergang benötigt eine differentielle Mikrostreifenleitung.

Da bei diesem Übergang die Massefläche mit der Innenseite des Hohlleiters galvanisch kontaktiert ist, ist eine mechanisch stabile Verbindung nötig. Abhängig vom gewählten Substratmaterial können Verformungen bei dünnen Substraten dazu führen, dass das Substrat sich an der Kontaktfläche vom Hohlleiter abhebt. Damit ändert sich die ganze Innengeometrie des Hohlleiters und somit auch das elektrische Verhalten. Um dies zu verhindern, muss ein guter Kontakt sichergestellt werden. Dazu kann am Hohlleiter eine mechanische Änderung vorgenommen werden, die eine mechanisch stabilen und reproduzierbaren Übergang sicherstellt. Dazu wird an der Hohlleiterseitenwand eine Führungsschiene realisiert, mit der der Abstand zwischen Substrat und Hohlleiter konstant gehalten werden kann. Abbildung 3.17 zeigt die Struktur einer solchen Anordnung.

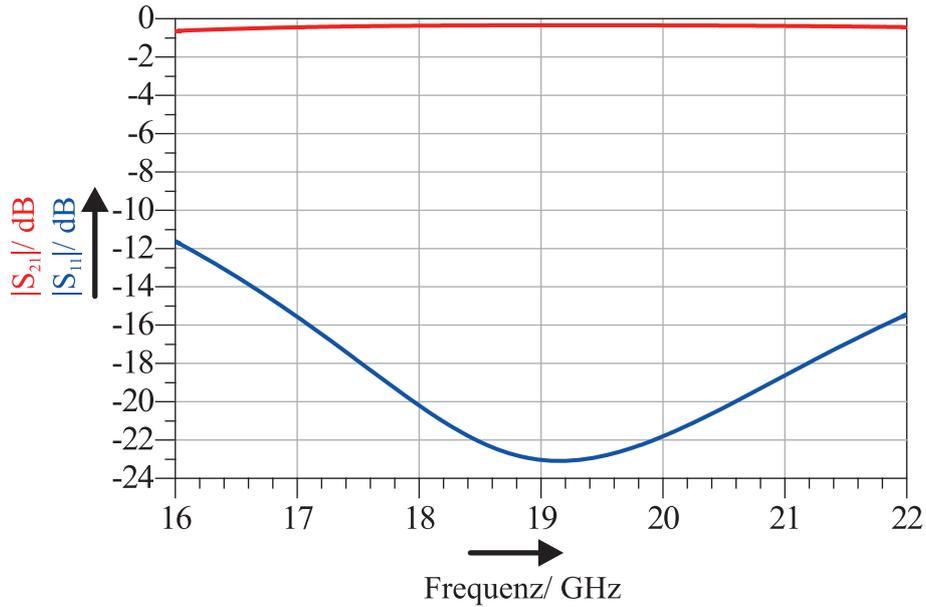


Abbildung 3.13.: Simulationsergebnisse eines orthogonalen galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.12 Parameter des Übergangs:  $d_1 = 0.1 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{DMSL}} = 0.2 \text{ mm}$ ,  $l_1 = 5.89 \text{ mm}$ ,  $l_2 = 6.80 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{HL}} = 2 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{HL}} = 12.95 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{BS}} = 2.97 \text{ mm}$ ,  $d_{\text{MSL}} = 0.79 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S}} = 1.85 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{S}} = 1.35 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_r = 2.2$ .

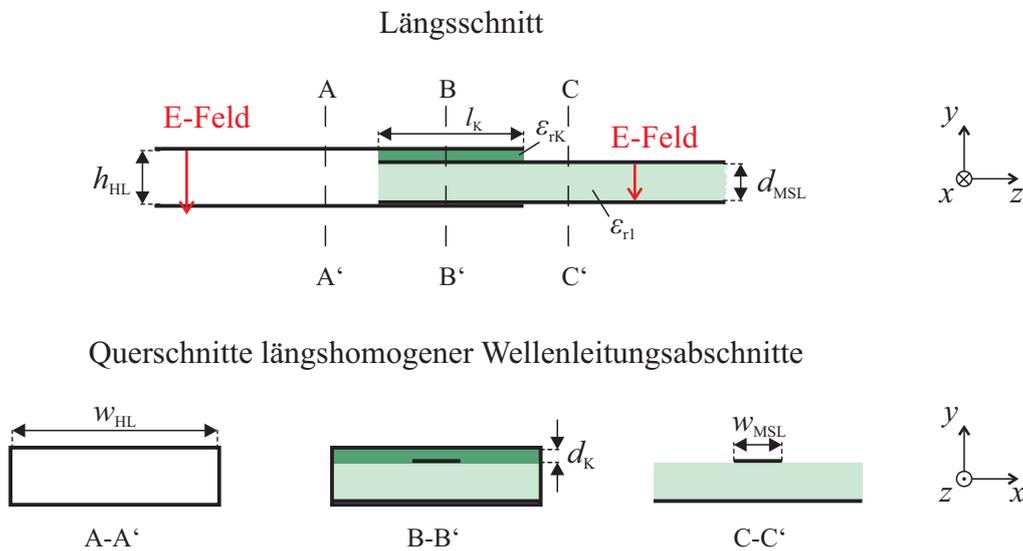
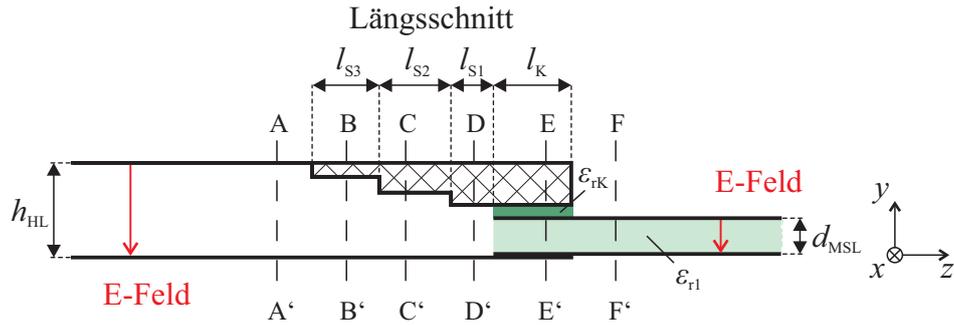


Abbildung 3.14.: Prinzipieller geometrischer Aufbau eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Der Streifenleiter ist über die Länge  $l_K$  mit dem Hohlleiter gekoppelt, die Massefläche ist galvanisch kontaktiert.



Querschnitte längshomogener Wellenleitungsabschnitte

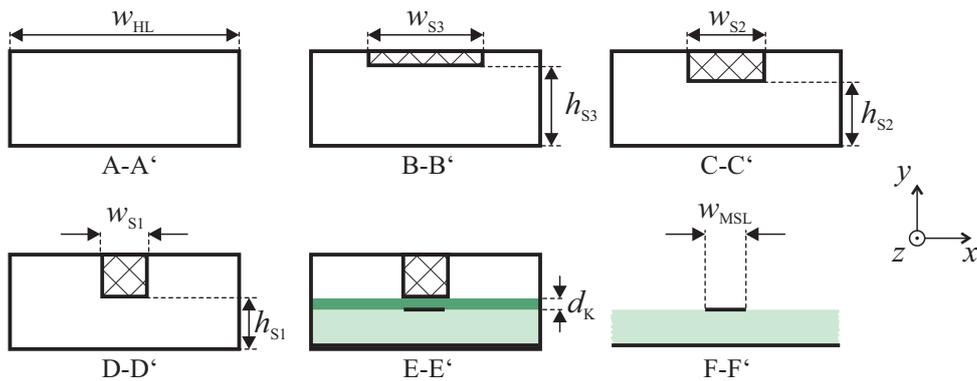


Abbildung 3.15.: Aufbau eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL mit einem Steghohlleiter im Koppelbereich. Durch diese Anordnung können auch Hohlleiter mit größerer Bauhöhe verwendet werden. Der Steghohlleiter wird anschließend über eine stufenweise Impedanztransformation auf einen Rechteck-Hohlleiter überführt.

Diese Struktur erfüllt rein mechanische Zwecke, und soll deswegen keine Auswirkungen auf die elektrischen Eigenschaften haben. Da sich in dem Koppelabschnitt fast keine Felder an den Rändern des Hohlleiters befinden, ist kein Einfluss auf das elektrische Verhalten des Übergangs feststellbar, wie durch die Simulationsergebnisse in Abbildung 3.18 deutlich wird.

### 3.5. Toleranzanalyse

Ein Vorteil der feldgekoppelten Übergänge ist, dass sie, bei Verwendung von flexiblen Koppeldielektrika, durch einfaches Aufstecken auf das Hohlleiterende mit der Hohlleiterstruktur verbunden werden können und gleichzeitig sehr gute HF-Eigenschaften ha-

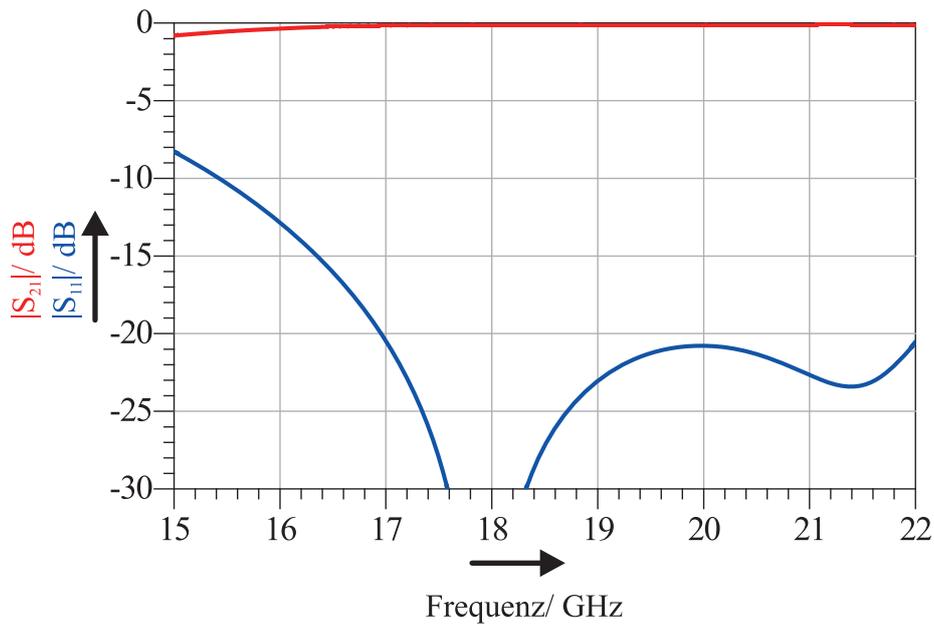


Abbildung 3.16.: Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.15. Parameter des Übergangs:  $d_{\text{MSL}} = 0.508 \text{ mm}$ ,  $d_{\text{K}} = 0.127 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S1}} = 0.67 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S2}} = 3.55 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{S3}} = 4.84 \text{ mm}$ ,  $h_{\text{HL}} = 6.477 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{MSL}} = 1.6 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{K}} = 1.85 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{S1}} = 5.14 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{S2}} = 5.13 \text{ mm}$ ,  $w_{\text{HL}} = 12.954 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{K}} = 1.3 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S1}} = 3.70 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S2}} = 1.86 \text{ mm}$ ,  $l_{\text{S3}} = 1.77 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_{r1} = 2.2$ ,  $\epsilon_{rK} = 10.2$ .

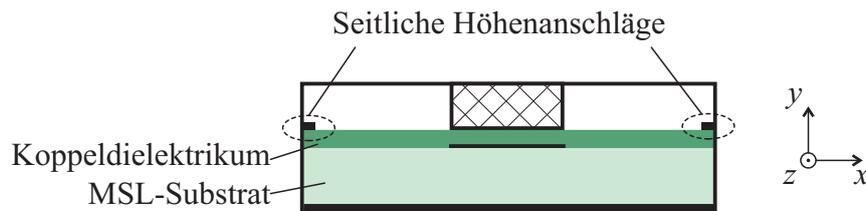


Abbildung 3.17.: Querschnitt durch den Koppelbereich mit mechanischer Anschlagschne. Zwei seitlich angebrachte Anschläge verbessern den gleichmäßigen Kontakt über die gesamte Länge des Koppelbereichs. Bei Bedarf können sowohl die Anschläge als auch der eigentliche Hohlleiterübergang mit einer Abfasung versehen werden, um das Einbringen des Substrats in den Hohlleiter zu erleichtern.

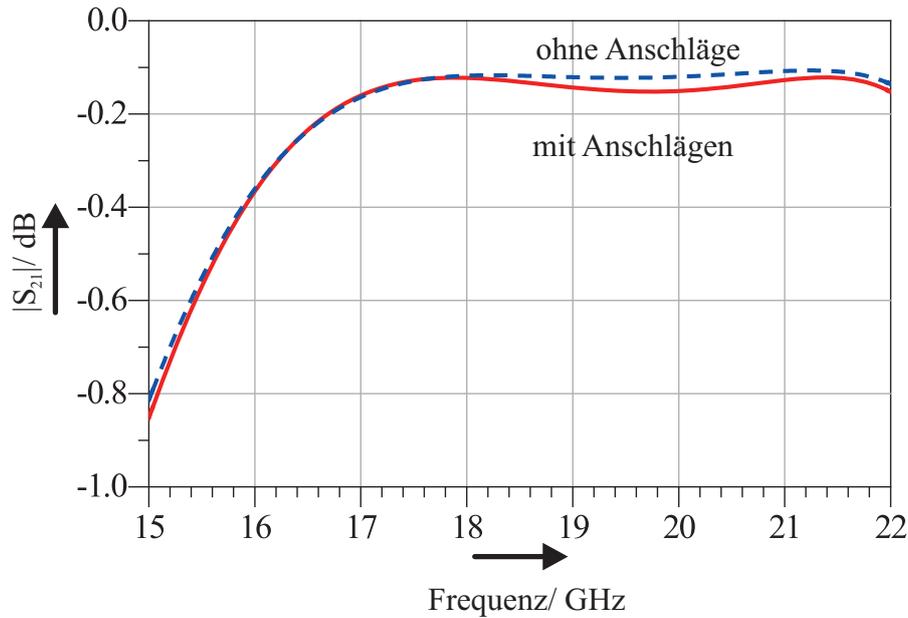


Abbildung 3.18.: Simulierte S-Parameter des Übergangs mit den Parametern aus Abbildung 3.16 mit zusätzlichen mechanischen Anschlägen. Diese hatten eine Höhe von 0.5 mm, eine Breite von 1 mm und eine Länge von 1.3 mm.

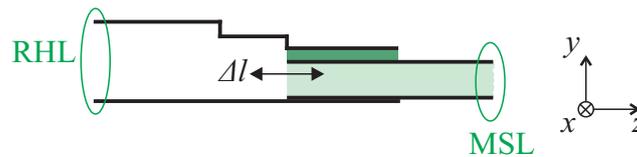


Abbildung 3.19.: Für die Toleranzanalyse wurde die planare Struktur, Mikrostreifenleitung inklusive Koppelsubstrat, innerhalb eines Bereiches  $\pm\Delta l$  verschoben.

ben. Durch geeignete mechanische Maßnahmen, wie das Einbringen eines mechanischen Anschlags in das Design des Übergangs, kann dabei auch die Reproduzierbarkeit und Toleranzstabilität der Steckverbindung sichergestellt werden.

Dennoch wurde für die Überlappungslänge  $l_K$  eine Toleranzanalyse mittels Simulation durchgeführt. Dafür wurde die gesamte planare Struktur innerhalb eines bestimmten Toleranzbereichs in Richtung der Ausbreitungsrichtung verschoben. Abbildung 3.19 verdeutlicht die Bewegungsrichtung. Die Simulation wurde für einen Übergang von Mikrostreifenleitung auf Rechteckhohlleiter durchgeführt. Der Übergang wurde für einen nicht-standard Hohlleiter der Höhe  $h = 2$  mm im Ku-Band optimiert. Abbildung 3.20 zeigt Geometrieparameter und Simulationsergebnisse dieses Übergangs für verschiedene Werte von  $\Delta l$ . Es zeigen sich selbst für Toleranzen von bis zu  $\pm 0.4$  mm nur geringe Abweichungen in der Transmission.

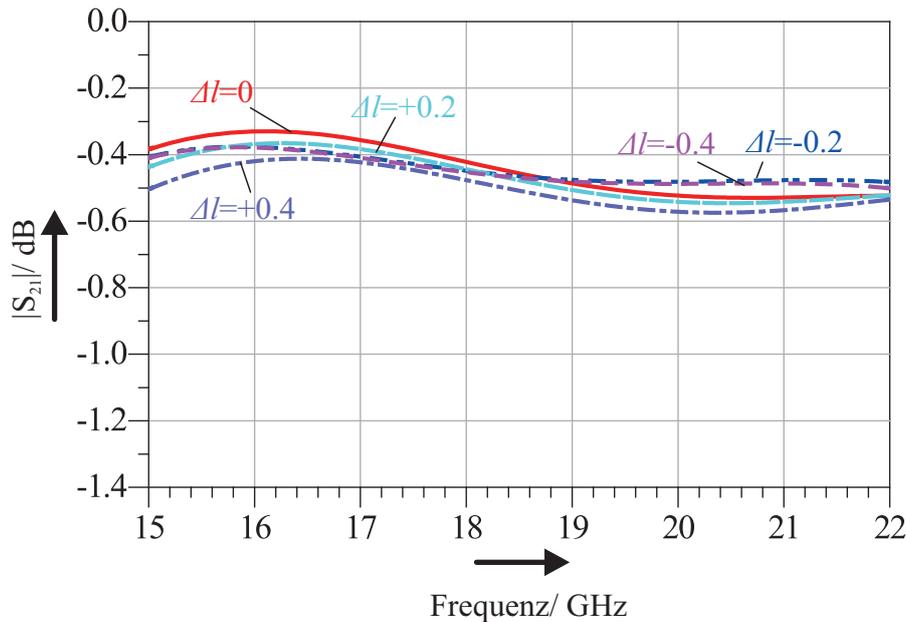


Abbildung 3.20.: Toleranzanalyse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL mit einem Steghohlleiter im Koppelbereich nach Abbildung 3.15. Toleranzwerte für Verschiebung  $\pm\Delta l$  nach Abbildung 3.19 von  $-0.4$  mm bis  $0.4$  mm. Parameter des Übergangs:  $d_{\text{MSL}} = 0.508$  mm,  $d_K = 0.127$  mm,  $h_{S1} = 0.67$  mm,  $h_{S2} = 1.67$  mm,  $h_{S3} = 1.46$  mm,  $h_{\text{HL}} = 2$  mm,  $w_{\text{MSL}} = 1.6$  mm,  $w_K = 1.7$  mm,  $w_{S1} = 3.95$  mm,  $w_{S2} = 4.61$  mm,  $w_{\text{HL}} = 12.954$  mm,  $l_K = 0.6$  mm,  $l_{S1} = 4.84$  mm,  $l_{S2} = 2.16$  mm,  $l_{S3} = 1.45$  mm,  $\epsilon_{r1} = 2.2$ ,  $\epsilon_{rK} = 10.2$ .

Um die Toleranzstabilität mit einem konventionellen Übergang zu vergleichen, wurde deswegen auch ein sehr häufig verwendeter feldgekoppelter Übergang zwischen Mikrostreifenleitung und Hohlleiter untersucht [72]. Bei diesem orthogonalen Übergang wird der Streifenleiter mittig durch die breite Hohlleiterseite in den Hohlleiter eingeführt, wie in Abbildung 3.21 dargestellt.

Der Abstand  $d$  vom Ende der Streifenleitung bis zur Hohlleiterwand stellt dabei eine Kapazität dar, mit der die elektrische Kopplung des Übergangs beeinflusst werden kann. Durch das Verändern dieser Kapazität kann das Verhalten bei gleichbleibendem Abstand modifiziert werden. Dies kann durch die Variation der Breite  $w_1$  des Stifts erreicht werden. Diese Methode ist besonders für Hohlleiter mit geringer Höhe, die aus Platzgründen oft in hochintegrierten Systemen verwendet werden, geeignet. Eine geringe Hohlleiterhöhe führt nämlich bei einem Übergang ohne Endkapazität zu einem sehr geringen Abstand von Stift und Hohlleiterwand und wäre somit sehr toleranzkritisch, da

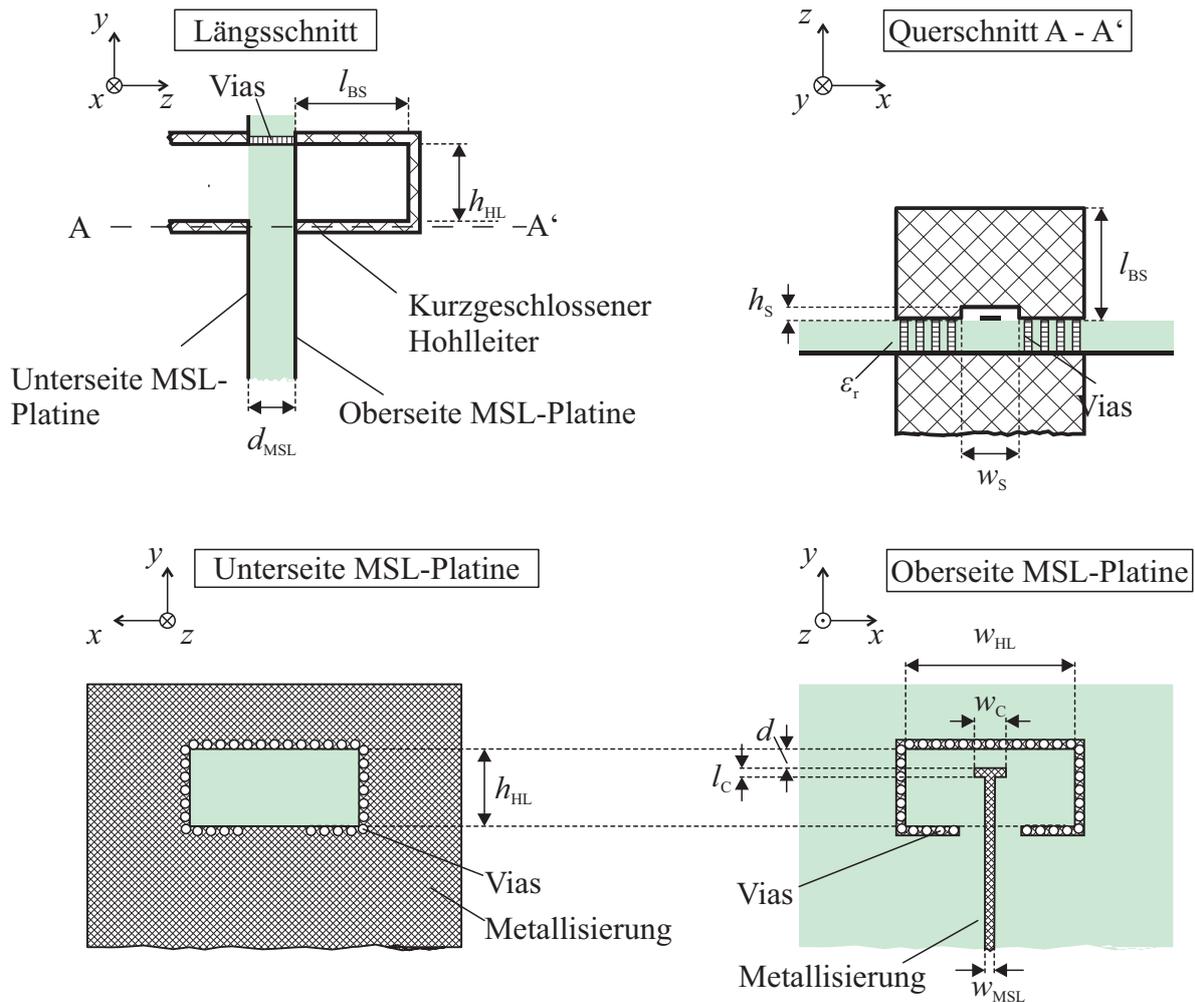


Abbildung 3.21.: Aufbau eines konventionellen, orthogonalen, feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL.

sich das HF-Verhalten bei einem ungewollten galvanischen Kontakt zwischen Stift und Hohlleiterwand sehr stark ändert.

Dieser Abstand wurde für die Toleranzanalyse des feldgekoppelten orthogonalen Übergangs untersucht. Hierbei wurde der Abstand  $d$  aus Abbildung 3.21 um den Wert  $\pm\Delta l$  verändert.

Wie aus den durchgeführten Simulationen in Abbildung 3.22 hervorgeht, ist der konventionelle Übergang deutlich empfindlicher hinsichtlich einer Verschiebung der planaren Struktur. Eine Verschiebung von mehr als  $+0.1$  mm führt zu einem Kurzschluss des ansonsten feldgekoppelten Übergangs und wird deswegen nicht in der Simulation aufgeführt. Die Verschiebung im negativen Bereich zeigt eine deutliche Verschlechterung

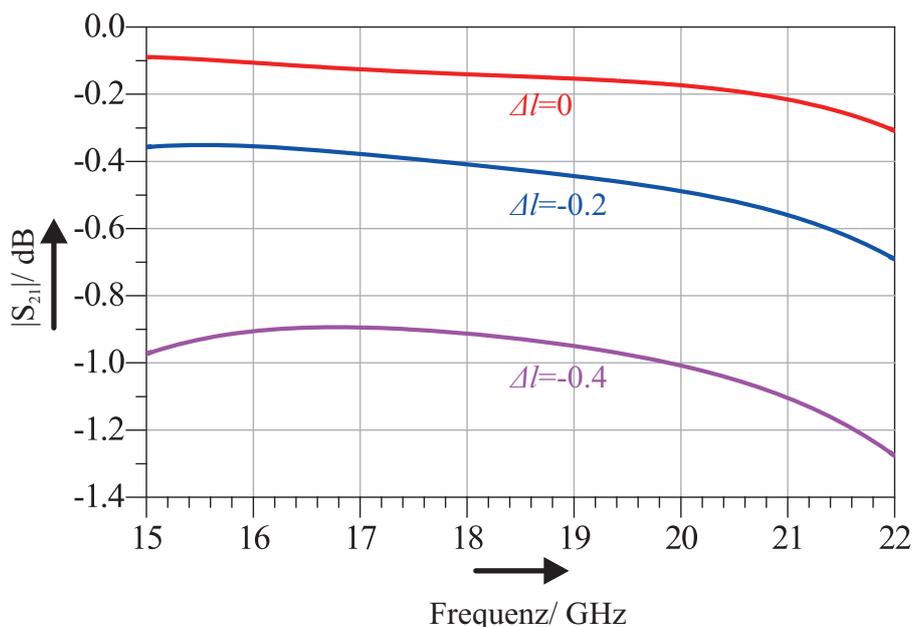


Abbildung 3.22.: Toleranzanalyse eines konventionellen, orthogonalen, feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.21 für Toleranzwerte  $\pm\Delta l$  von  $-0.4$  mm bis  $0$  mm. Die Parameter des Übergangs waren:  $d = 0.1$  mm,  $w_C = 1.46$  mm,  $l_C = 0.33$  mm,  $h_{HL} = 2$  mm,  $w_{HL} = 12.954$  mm,  $l_{BS} = 3.86$  mm,  $w_{MSL} = 0.4$  mm,  $d_{MSL} = 0.79$  mm,  $h_S = 1$  mm,  $w_S = 6.84$  mm,  $\epsilon_r = 2.2$ .

des ansonsten guten Transmissionsverhaltens. Ein konventioneller Übergang müsste bei diesen Größenverhältnissen folglich immer noch mit Hilfe von Abstimmsschrauben bezüglich der Übertragungseigenschaften justiert werden, falls keine exakte Positionierung garantiert werden kann.

## 4. Integration von feldgekoppelten Übergängen in ein Filterdesign

In Kapitel 3 wurden die Wellenleitungsübergänge als separate Bestandteile eines HF-Systems behandelt, welche zwei verschiedene Wellenleitungen möglichst verlustarm verbinden sollen. Deswegen wurden die elektrischen Eigenschaften der Übergänge auf geringe Einfügedämpfung im gewünschten Frequenzbereich optimiert. Dieses Vorgehen wird in den meisten Hochfrequenz- und Antennensystemen verwendet. Dadurch wird dem jeweiligen System jedoch eine zusätzliche „Komponente“ hinzugefügt. Ein kompakteres System kann dadurch erreicht werden, dass man die ohnehin benötigten Übergänge in die Funktion einer bereits bestehenden Komponente integriert.

In den meisten HF-Systemen sind analoge Filter ein wichtiger Bestandteil. Für verlustarme Filter sind Resonatoren mit hohen Güten erforderlich. Im Millimeterwellenbereich werden deswegen oft Hohlleiterfilter verwendet. Für die Synthese dieser Filter werden Resonatoren verbunden durch Immitanzinverter verwendet [36, 41], die durch Blenden oder andere Diskontinuitäten realisiert werden.

Wie in Kapitel 2 gezeigt, können leerlaufende Richtkoppler stets als Immitanzinverter verwendet werden. Da sich die in dieser Arbeit vorgestellten feldgekoppelten Übergänge wie leerlaufende Richtkoppler verhalten, wird deswegen in diesem Kapitel die Möglichkeit untersucht, diese in ein Filterdesign zu integrieren.

Bereits in [34] wurde erfolgreich gezeigt, dass ein orthogonaler Übergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter in ein Filterdesign integriert werden kann. Dazu wurden mittels Feldsimulation die S-Parameter einer induktiven Iris extrahiert. Anschließend wurde ein über einen Masseschlitz elektrisch gekoppelter Übergang entworfen, der eine betragsgleiche Transmission aufwies. Die benötigte Phase wurde dann mit einer entsprechend gewählten Länge der Zuleitung zum Resonator erreicht.

Die in dieser Arbeit vorgestellten Beispiele beruhen auf einer Modellierung des Übergangs als Richtkoppler. Somit kann mit dieser Methode ein Design-Flow entworfen werden, der es ermöglicht, die Startwerte für ein Filterdesign mit integriertem Übergang vorab anhand der benötigten Inverterkonstante zu wählen.

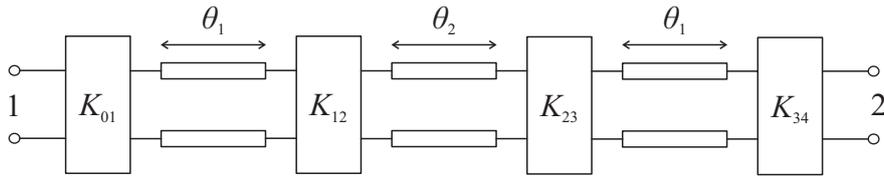


Abbildung 4.1.: Schaltbild eines dreikreisigen Filters, bestehend aus drei Resonatoren und vier Impedanzinvertern. Für ein symmetrisches Filter muss  $K_{01} = K_{34}$  und  $K_{12} = K_{23}$  gelten.

## 4.1. Ermitteln der Startwerte für ein Filterdesign mit Inline-Übergängen als Immitanzinverter

In Abschnitt 2.1 wurde gezeigt, dass jeder symmetrische Richtkoppler als Immitanzinverter eingesetzt werden kann, und dass sich außerdem die feldgekoppelten Inline-Übergänge aus Kapitel 3 als Richtkoppler mit zwei leerlaufenden Toren modellieren lassen. Mit diesen zwei Voraussetzungen ist es nun möglich, Filterdesigns mit verschiedenen integrierten Übergängen zu synthetisieren und zu simulieren. Die dazu nötigen Design-Schritte für den Entwurf eines dreikreisigen Bandpassfilters werden in diesem Abschnitt vorgestellt. Die Grundstruktur des Filters besteht dabei aus idealen Invertern und Resonatoren wie in Abbildung 4.1 gezeigt.

### 4.1.1. Bestimmung des Filterprototypen und der benötigten Inverterkonstanten

Für einen Filterentwurf mit den Eckfrequenzen  $\omega_1$  und  $\omega_2$  und der Mittenfrequenz  $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$  nach der *Insertion-Loss-Methode* [37] müssen als Erstes die normierten Blindleitwerte für einen Tiefpassprototypen aus entsprechenden Filtertabellen, z.B in [36] oder [37], entnommen werden. Dazu wird eine Frequenztransformation von Tiefpass auf Bandpass in dem gewünschten Frequenzbereich benötigt:

$$\omega \leftarrow \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right). \quad (4.1)$$

$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$  ist dabei die relative Bandbreite. Nun können über die geforderten Werte für Welligkeit im Durchlassbereich und benötigte Unterdrückung in den Sperrbereichen die



normierten Elementwerte entnommen werden. Daraus können die Werte für die Impedanzinverter berechnet werden.

Für Hohlleiterfilter mit induktiven Blenden werden Inverterkonstanten für Impedanzinverter ermittelt, wobei auch die frequenzabhängigen Eigenschaften des Hohlleiters in Betracht gezogen werden müssen. Die Inverterkonstanten ergeben sich zu [41]

$$\begin{aligned}\tilde{K}_{01} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta_{\text{HL}}}{2g_1}}, \\ \tilde{K}_{n,n+1} &= \frac{\pi \Delta_{\text{HL}}}{2\sqrt{g_{n-1}g_n}}, \quad \text{für } n = 1, 2, \dots, N-1 \\ \tilde{K}_{N,N+1} &= \sqrt{\frac{\pi \Delta_{\text{HL}}}{2g_N g_{N+1}}}.\end{aligned}\tag{4.2}$$

Die relative Bandbreite  $\Delta_{\text{HL}} = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}$  berücksichtigt dabei die dispersiven Eigenschaften des Hohlleiters über die Hohlleiterwellenlänge.

Die Resonatorenlänge wird auf eine halbe Wellenlänge bei der Mittenfrequenz festgelegt. Somit stehen die Anfangswerte für ein Filterdesign aus  $\frac{\lambda}{2}$ -Resonatoren und idealen Impedanzinvertern fest.

### 4.1.2. Ermitteln der realen Filtergeometrie aus dem Filterprototypen

Die ermittelten Werte werden nun für ein Filter aus gekoppelten Hohlleiterresonatoren umgesetzt. Die äußeren Impedanzinverter werden in einem dritten Schritt durch integrierte Übergänge realisiert. Abbildung 4.2 zeigt die verschiedenen Geometrien für den jeweiligen Designschritt.

Die Inverterkonstanten werden in einem ersten Schritt durch induktive Blenden im Hohlleiter realisiert. Der entsprechende Blindleitwert dieser Blenden kann mit Gleichung (2.20) bestimmt werden, die benötigte Phasenverschiebung kann mit Gleichung (2.19) berechnet werden. Der Wert der Blendenöffnung  $w_{\text{Bl}}$  kann für einen Hohlleiter der Breite  $a$  über eine Näherung [41] bestimmt werden, der benötigte negative Wert für die Phasenverschiebung kann durch eine Verkürzung der Hohlleiterresonatoren erreicht werden. Die dazu nötigen Beziehungen sind im Anhang A zu finden, die Länge  $l_{\text{b}}$  der Hohlleiterblenden wird dabei stets als unendlich kurz angenommen. Für die Simulationen werden reale Längenwerte verwendet.

Mit diesem Vorgehen erhält man ein Startdesign für eine reines Hohlleiter-Filter mit einer Geometrie wie in Abbildung 4.2b gezeigt.



Ausgehend von diesem Filterdesign können nun die äußeren Impedanzinverter durch feldgekoppelte Übergänge ersetzt werden, wie in Abbildung 4.2c angedeutet. Dazu müssen als erstes die Materialstärken für das Leitungs- und das Koppelsubstrat festgelegt werden. Um eine ausreichend große Kopplung zwischen der planaren Struktur und dem Hohlleiter zu ermöglichen, sollte die Dicke des Koppeldielektrikums nicht größer als die des planaren Substrats gewählt werden.

Danach muss die Permittivität für das Leitungssubstrat und eine geeignete Parallelplattenbreite für den Koppelbereich ermittelt werden. Die Werte müssen so gewählt werden, dass sich daraus die richtigen Gleichtakt- und Gegentakt-Wellenwiderstände für die benötigte Inverterkonstante  $k$  ergeben. Die gesuchten Widerstände können mit Gleichung (2.33) berechnet werden.

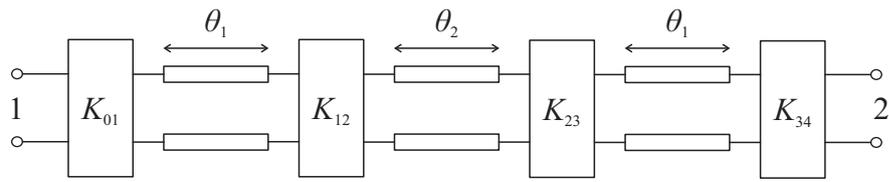
Über die Breite und die Permittivität wird der Gleichtakt-Wellenwiderstand festgelegt. Dieser kann für eine gewünschte Struktur mit den Beziehungen (3.1) abgeschätzt werden, indem die Impedanz im Koppelbereich durch die Impedanz einer äquivalenten Parallelplattenleitung angenähert wird. Die Geometrie dieser Leitung kann dabei folgendermaßen angenähert werden: Die Leiterbreite ist der Mittelwert aus der Leiterbreite der PPL auf dem Substrat und der Breite des Hohlleiters, der Plattenabstand der Mittelwert aus der Dicke des PPL-Substrats und der Hohlleiterhöhe. Da es sich um zwei überlappende Leitungen handelt, muss der ermittelte Wert für die Leitungsimpedanz verdoppelt werden.

Die Permittivität des Koppelsubstrats bestimmt dann die Impedanz des Gegentaktwellentyps welcher durch eine Mikrostreifenleitung angenähert werden kann. Die Streifenleiterbreite dieser Leitung entspricht hierbei der Breite der Parallelplattenleitung, die MSL-Dicke entspricht der Stärke des Koppelsubstrats. Da diese Leitungsstruktur zweimal im Koppelabschnitt auftritt, muss die ermittelte Impedanz auch hier verdoppelt werden. Als Bezugsimpedanz für Gleich- und Gegentakt-Impedanz wird der äquivalente Leitungswellenwiderstand des verwendeten Hohlleiters mit Gleichung (3.3) verwendet.

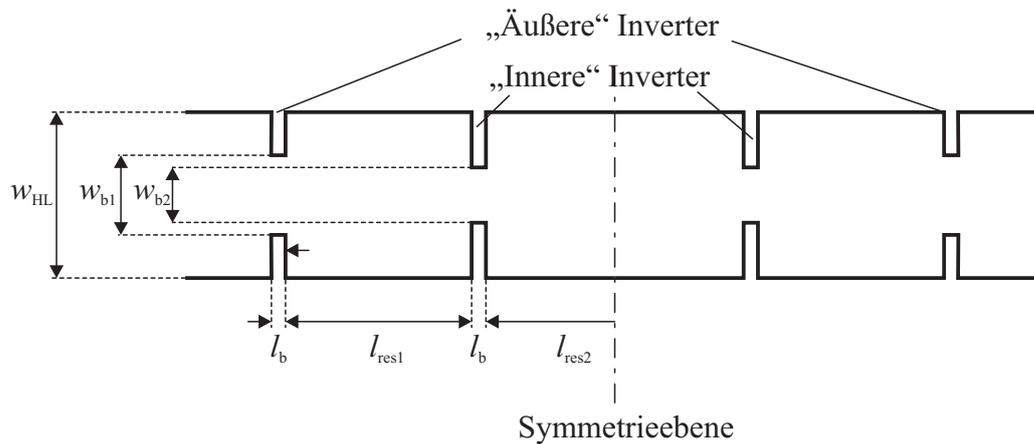
Eine weitere Möglichkeit ist eine Suche der entsprechenden S-Parameter über Gleichung (2.8). Dabei muss der Wert  $a$  für die Übergangsstruktur mittels Vollwellenanalyse ermittelt werden.

Die vorgeschlagene Design-Methode wurde mit einem Simulationsbeispiel verifiziert. Dazu wurde ein dreikreisiges Filter im X-Band entworfen, die Spezifikationen und gewählten Abmessungen für Hohlleiter und Substrate sind in Tabelle 4.1 zu finden.

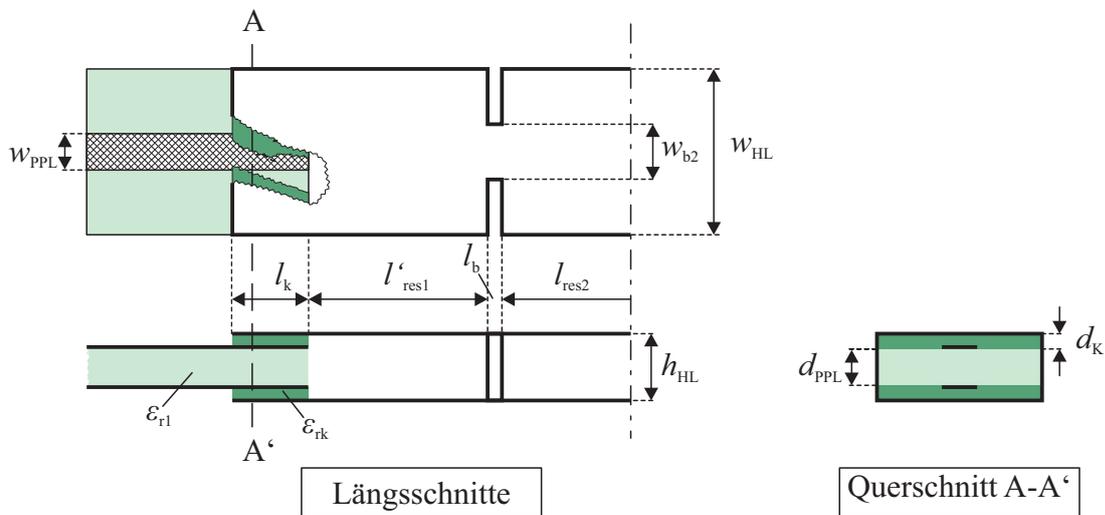
Mit dem oben beschriebenen Vorgehen wurden dann Startwerte für eine weitere Optimierung gefunden. Zum Vergleich wurden sowohl Werte für ein reines Hohlleiterfilter



(a) Schaltbild aus idealen Elementen



(b) Realisierung durch gekoppelte Hohlleiterresonatoren, Längsschnitt



(c) Realisierung mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen

Abbildung 4.2.: Verschiedene Schritte im Design eines Hohlleiterfilters mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen. Aus dem idealen Filterentwurf 4.2a wird zuerst die Hohlleitergeometrie 4.2b entworfen. Zuletzt werden die Übergänge als Inverter integriert.

Tabelle 4.1.: Gewünschte Spezifikationen des Filters und gewählte Abmessungen für Hohlleiter und Substrate

Frequenzbereich	7.5 – 8.0 GHz	
Welligkeit im Durchlassbereich	0.5 dB	
Anzahl der Kreise	3	
Hohlleitergeometrie	$w_{\text{HL}} = 28.5 \text{ mm}$	$h_{\text{HL}} = 5 \text{ mm}$
Blendenlänge	$l_{\text{b}} = 0.1 \text{ mm}$	
Substratgeometrie	$d_{\text{PPL}} = 2.2 \text{ mm}$	$d_{\text{k}} = 1.4 \text{ mm}$

als auch für ein Filter mit als Inverter integrierten Übergängen berechnet. Die ermittelten Startwerte für beide Varianten sind in Tabelle 4.2 zusammengefasst. Die simulierten

Tabelle 4.2.: Ermittelte Werte für Filterprototypen und Realisierungen durch HL-Filter und HL-Filter mit integrierten Übergängen

<b>Werte der Tiefpassprototypen und resultierende Inverterkonstanten</b>		
Tiefpass-Prototypen	$g_1 = g_4 = 1$	$g_2 = g_3 = 1.5963$
Inverterkonstanten	$\tilde{K}_{01} = \tilde{K}_{34} = 0.343$	$\tilde{K}_{12} = \tilde{K}_{23} = 0.142$
<b>Realisierung durch Hohlleiterfilter</b>		
Blendenöffnungen	$w_{\text{b1}} = 12.5 \text{ mm}$	$w_{\text{b2}} = 8.5 \text{ mm}$
Resonatorlängen	$l_{\text{res1}} = 22.4 \text{ mm}$	$l_{\text{res2}} = 24.0 \text{ mm}$
<b>Realisierung durch HL-Filter mit als Inverter integrierten Übergängen</b>		
Blendenöffnung innere Inverter		$w_{\text{b2}} = 8.5 \text{ mm}$
Even- und Odd-Impedanzen	$Z_{\text{e}} \approx 148.5 \Omega$ $Z_{\text{o}} \approx 75 \Omega$	
Geometrie des Inline-Übergangs	$w_{\text{PPL}} = 5.5 \text{ mm}$ $\epsilon_{\text{rk}} = 2.33, \epsilon_{\text{r1}} = 2.2$ $l_{\text{k}} \approx 6.3 \text{ mm}$	
Resonatorlängen	$l'_{\text{res1}} = 25.2 \text{ mm}$	$l_{\text{res2}} = 24.0 \text{ mm}$

S-Parameter für das reine Hohlleiter-Filter sind in Abbildung 4.3 dargestellt. Die mittels Simulation ermittelten S-Parameter für das Filter mit den integrierten Übergängen sind in Abbildung 4.4 gezeigt. Die Startwerte für das Filter mit integrierten Übergängen liefern ein gutes Ergebnis mit zufriedenstellender Anpassung und Bandbreite. Da in der Simulation keine Verluste berücksichtigt wurden, muss die zur Unitarität fehlende Leistung abgestrahlt werden. Der Anteil der abgestrahlten Energie hängt mit der Größe der Hohlleiterapertur zusammen. Durch Anpassungen dieser Aperturfläche oder der Parallelplattenbreite kann die Abstrahlung beeinflusst werden.

Das Filter kann nun durch weitere Optimierungen verbessert und auf eine gewünschte Spezifikation gebracht werden.

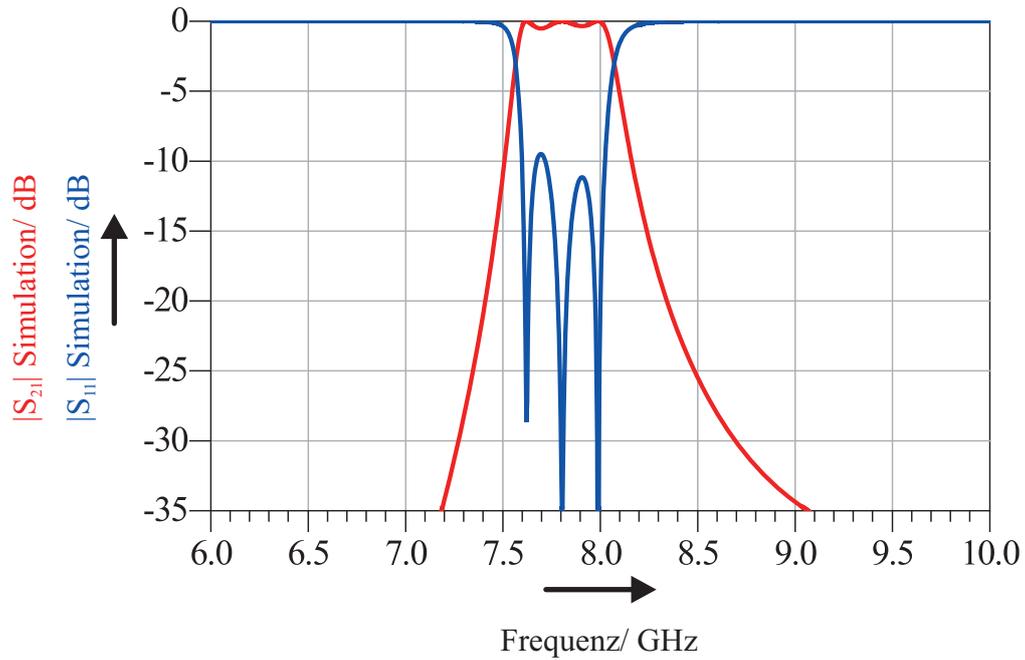


Abbildung 4.3.: Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Hohlleiterfilters mit den ermittelten Startwerten.

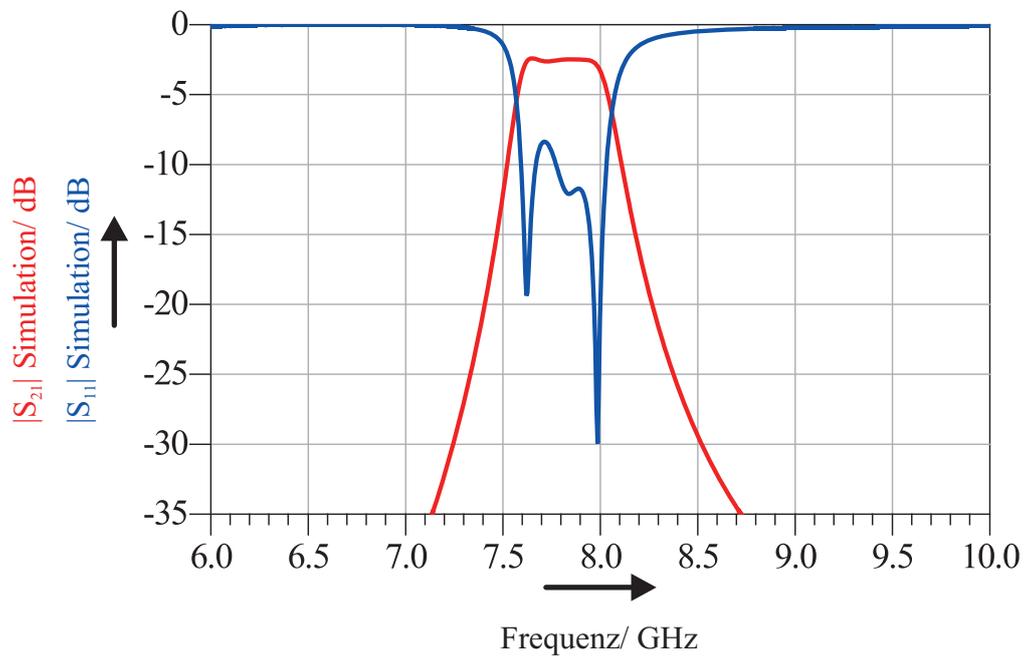


Abbildung 4.4.: Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Hohlleiterfilters mit integrierten Übergängen von PPL auf Hohlleiter für die ermittelten Startwerte.



## 4.2. Designbeispiele für Filter mit integrierten Übergängen

In diesem Abschnitt werden verschiedene Designbeispiele für das dreikreisige Filter mit unterschiedlichen Wellenleitungsübergängen gezeigt. Dabei wurden auf Basis der Startwerte die geometrischen Werte mit Hilfe einer feldtheoretischen Simulation und Optimierung ermittelt.

### 4.2.1. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Parallelplattenleitung auf Rechteckhohlleiter

Das erste Beispiel für einen integrierten Filter wurde aus dem vorgestellten Startdesign aus 4.1 entwickelt. Die Geometrie des Filters ist wie in Abbildung 4.2c gezeigt.

Die simulierten S-Parameter für dieses Filter mit integriertem Übergang sind in Abbildung 4.5 gezeigt. Das Filter hat innerhalb des Frequenzbereichs von 7.5 bis 8 GHz eine Anpassung von besser als 16 dB und eine maximale Einfügedämpfung von 0.5 dB. In der Simulation wurden keine Verluste durch Dielektrika oder nicht ideal leitende Strukturen mit einbezogen. Die Transmission hat sich im Vergleich zur Simulation mit den Startwerten deutlich verbessert. Der Grund dafür liegt bei der durch die Optimierung vergrößerten Plattenbreite. Diese verkleinert die offene Apertur des Hohlleiters und führt somit zu weniger Abstrahlverlusten.

### 4.2.2. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Mikrostreifenleitung auf Rechteck-Hohlleiter

Das zweite Filterdesign wurde für einen Übergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter entworfen. Als Hohlleiterhöhe wurde diesmal 3 mm gewählt, das Substrat der Mikrostreifenleitung hat eine Dicke von 2.2 mm. Aus Startwerten konnte durch Optimierung mittels Feldsimulation die Geometrie nach Abbildung 4.6a bestimmt werden. Für mehr Flexibilität bei der Optimierung wurde die Streifenleiterbreite im Übergangsbereich verschieden von der Breite der Zuleitung gewählt.

Die Simulationsergebnisse für dieses Filter sind in Abbildung 4.6b dargestellt.

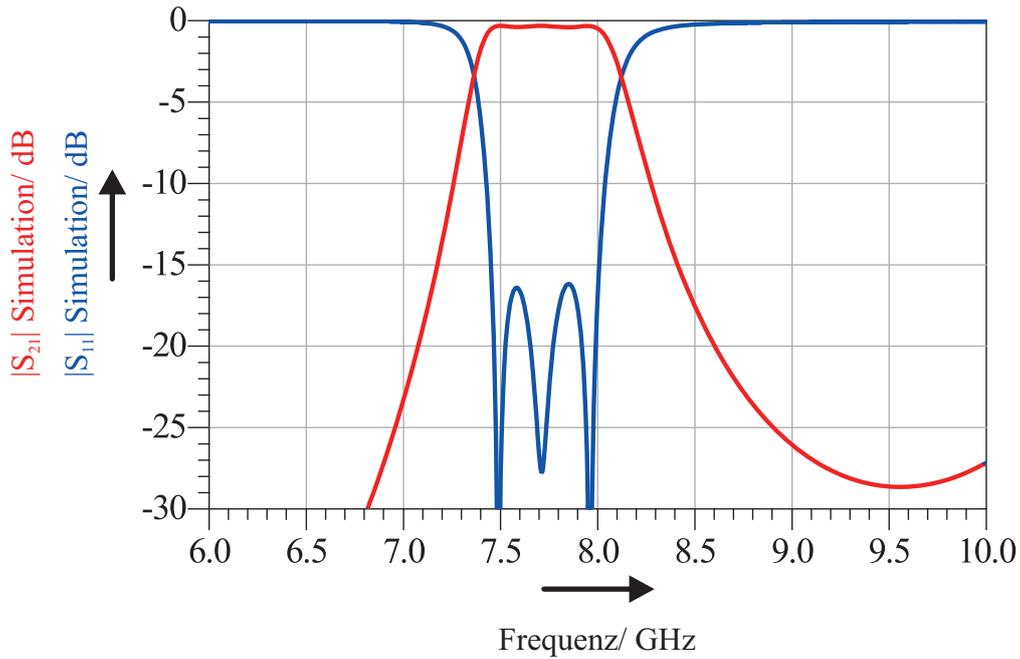
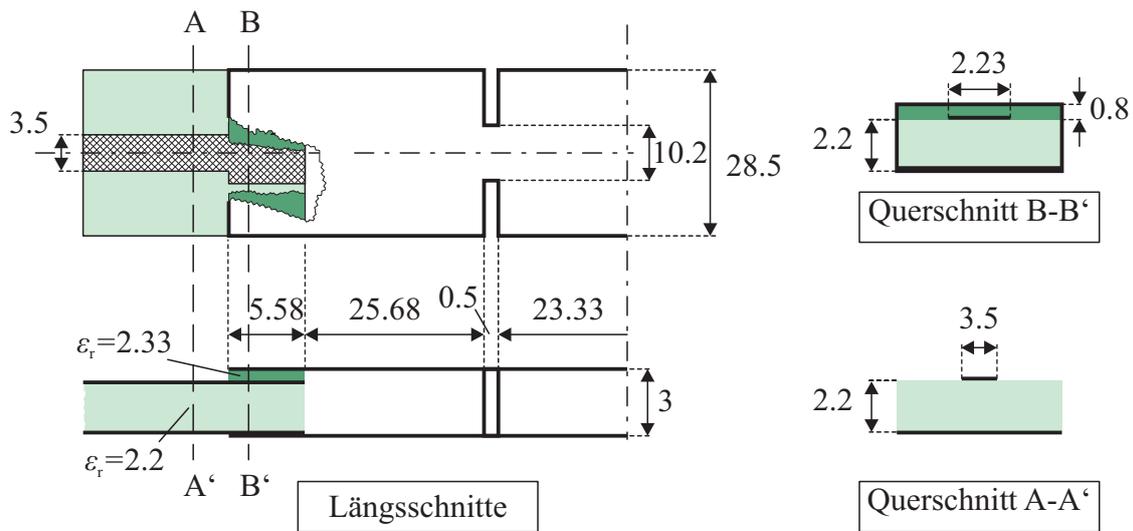


Abbildung 4.5.: Simulierte S-Parameter eines dreikreisigen Filters mit zwei integrierten Übergängen von PPL auf HL nach Abbildung 4.2c. Folgende Geometrie-Parameter wurden verwendet:  $l'_{\text{res1}} = 26.13$  mm,  $l_{\text{res2}} = 23.23$  mm,  $w_{b2} = 10.29$  mm,  $l_b = 0.1$  mm,  $w_{\text{HL}} = 28.5$  mm,  $h_{\text{HL}} = 5$  mm,  $w_{\text{PPL}} = 13,2$  mm,  $l_k = 5.4$  mm,  $d_k = 1.4$  mm,  $d_{\text{PPL}} = 2.2$  mm,  $\epsilon_{r,1} = 2.2$ ,  $\epsilon_{r,k} = 2.33$ .

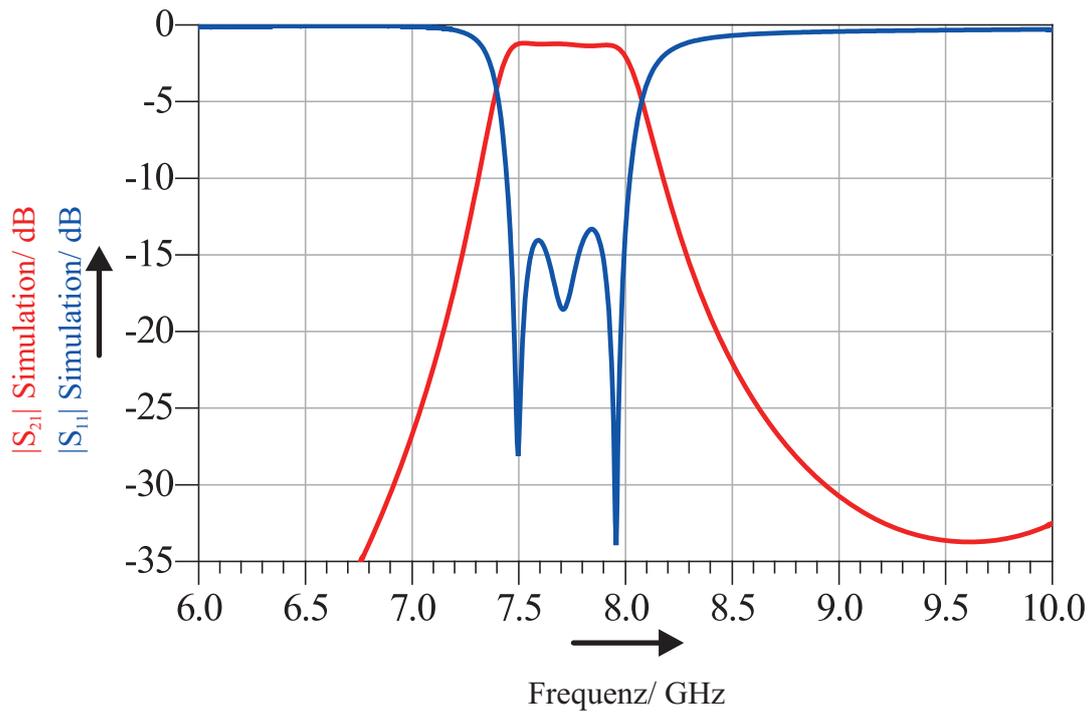
Das Filter hat im Bereich von 7.5 bis 8 GHz eine Anpassung besser als 13 dB und eine Einfügedämpfung besser als 1.3 dB. Obwohl eine Mikrostreifenleitung an sich keine starke Abstrahlung aufweist [73], kommt es durch die geringe Breite der Mikrostreifenleitung zu Verlusten durch Abstrahlung. Diese wird jedoch durch die strahlende Hohlleiterapertur verursacht, die bei kleinen Leiterbreiten größer wird. Für noch kleinere Leiterbreiten kann die wirksame Aperturfläche durch Verwendung eines Steghohlleiters reduziert werden.

### 4.2.3. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang von Mikrostreifenleitung auf Steghohlleiter

Bei diesem Filter wird für den Übergangsbereich ein Steghohlleiter verwendet. Die Resonatoren sind weiterhin mit Rechteck-Hohlleitern aufgebaut. Denkbar wären auch Filterstrukturen mit Resonatoren aus Steghohlleitern [74, 75], in dieser Arbeit werden aber lediglich Rechteck-Hohlleiter als Resonatoren benutzt, da für den Nachweis der Invertfunktion die Wahl der anschließenden Resonatoren nicht entscheidend ist. Es muss



(a) Geometrie und Abmessungen, alle Maßeinheiten in mm.



(b) Simulationsergebnisse S-Parameter

Abbildung 4.6.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines dreikreisigen Filters mit zwei als Impedanzinverter integrierten Übergängen von MSL auf HL.



allerdings wegen der größeren Änderung der Impedanz und der entstehenden Diskontinuität eine Leitungstransformation von Steghohlleiter auf Rechteckhohlleiter verwendet werden, die mit einem sogenannten *stepped-impedance-transformer* [27, 55] realisiert wird.

Der Aufbau des Filters mit Abmessungen ist in Abbildung 4.7a gezeigt, die Werte wurden durch eine Optimierung aus einer Startgeometrie ermittelt.

Abbildung 4.7b zeigt die Simulationsergebnisse für das Filter mit integriertem Steghohlleiterübergang.

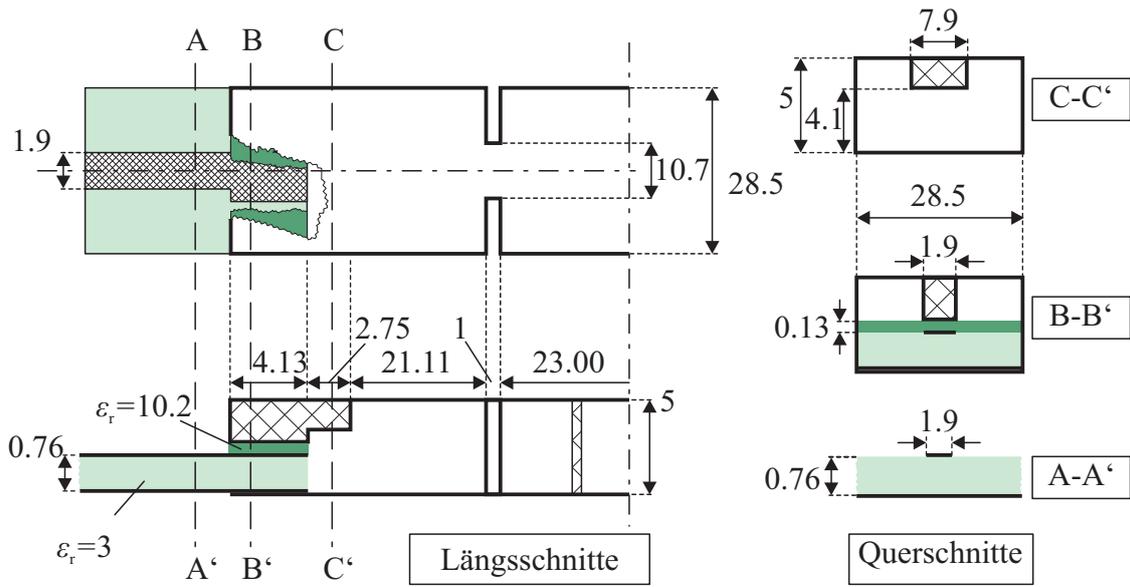
Es wird eine gute Anpassung von mehr als 16 dB im Bereich von 7.5 bis 8.0 GHz erreicht, die Einfügedämpfung liegt in dem gleichen Bereich bei weniger als 1 dB. Die zur Unitarität fehlende Leistung wird auch hier wieder abgestrahlt, da bei der Simulation keine Verluste durch ein Dielektrikum oder endliche Leitfähigkeit des Metalls berücksichtigt wurden.

Durch den Steghohlleiter im Koppelbereich kann trotz kleinerer Streifenbreite und größerer Hohlleiterabmessungen eine geringere Abstrahlung im Vergleich zum Übergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter erreicht werden.

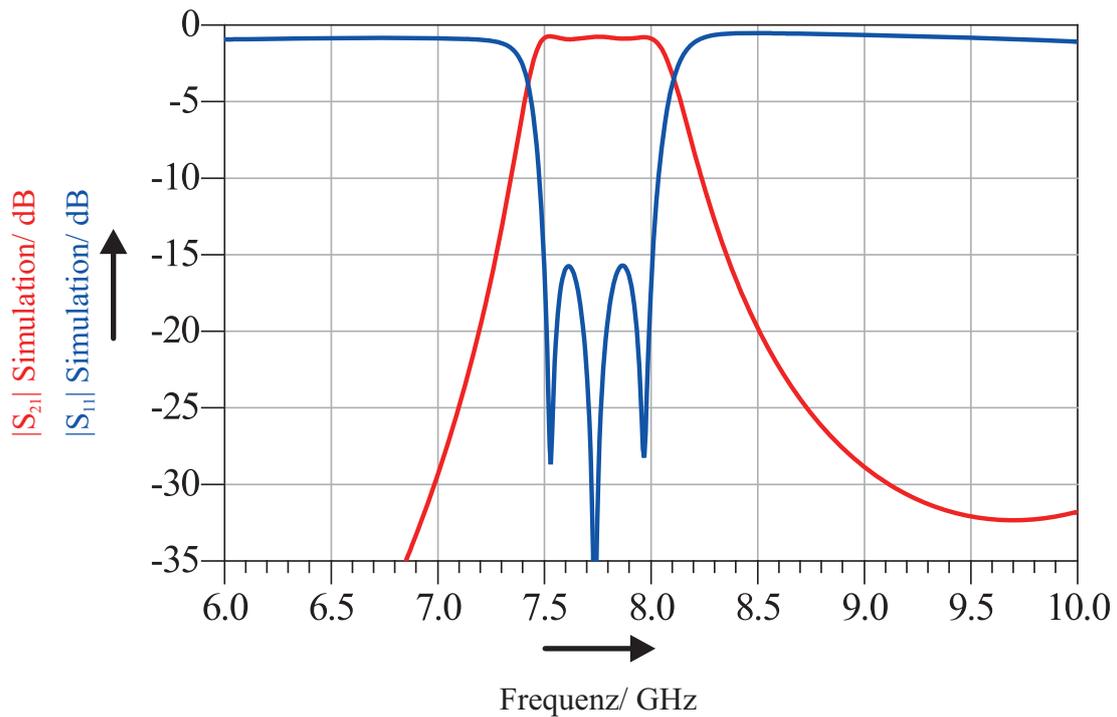
#### 4.2.4. Hohlleiterfilter mit integriertem Übergang zur Oberflächenmontage

Als abschließendes Beispiel wird die Integration eines feldgekoppelten Übergangs in einen Hohlleiterfilter zur Oberflächenmontage gezeigt. Dies ermöglicht es, ein hochgütiges Hohlleiterfilter ähnlich einem diskreten Bauteil direkt auf eine planare Schaltungsstruktur aufzubringen. Die mechanische Befestigung kann dabei durch löten, schrauben oder leitfähiges kleben erfolgen. Mit geeigneten Fertigungsverfahren ließen sich so auch für die Massenfertigung geeignete Filterelemente herstellen.

In der Literatur finden sich bereits einige Vorschläge zur Realisierung solcher Filter. In [15] wurde ein Hohlleiterfilter mit einer metallisierten Schaumstruktur entworfen. Die Enden des Filters wurden dabei mit E-Ebenen-Knicken versehen und mit orthogonalen Hohlleiter-Mikrostreifenleitungsübergängen mit der planaren Struktur auf der Oberfläche verbunden. In [67] und [33] wurde ein Hohlleiterfilter mit einem galvanisch kontaktierten *stepped-impedance-transformer* direkt auf die planare Struktur aufgebracht. Eine Struktur, die bereits den Übergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter als Inverter nutzt, wurde in [34] vorgestellt. Der Übergang wurde hierbei durch eine über einen Masseschlitz elektrisch gekoppelte Mikrostreifenleitung realisiert. Die S-Parameter dieses



(a) Geometrie und Abmessungen, alle Maßeinheiten in mm.



(b) Simulationsergebnisse S-Parameter

Abbildung 4.7.: Aufbau und Simulationsergebnisse eines dreikreisigen Filters mit zwei als Impedanzinverter integrierten Übergängen von MSL auf HL. Im Koppelbereich wird ein Steghohlleiter verwendet.

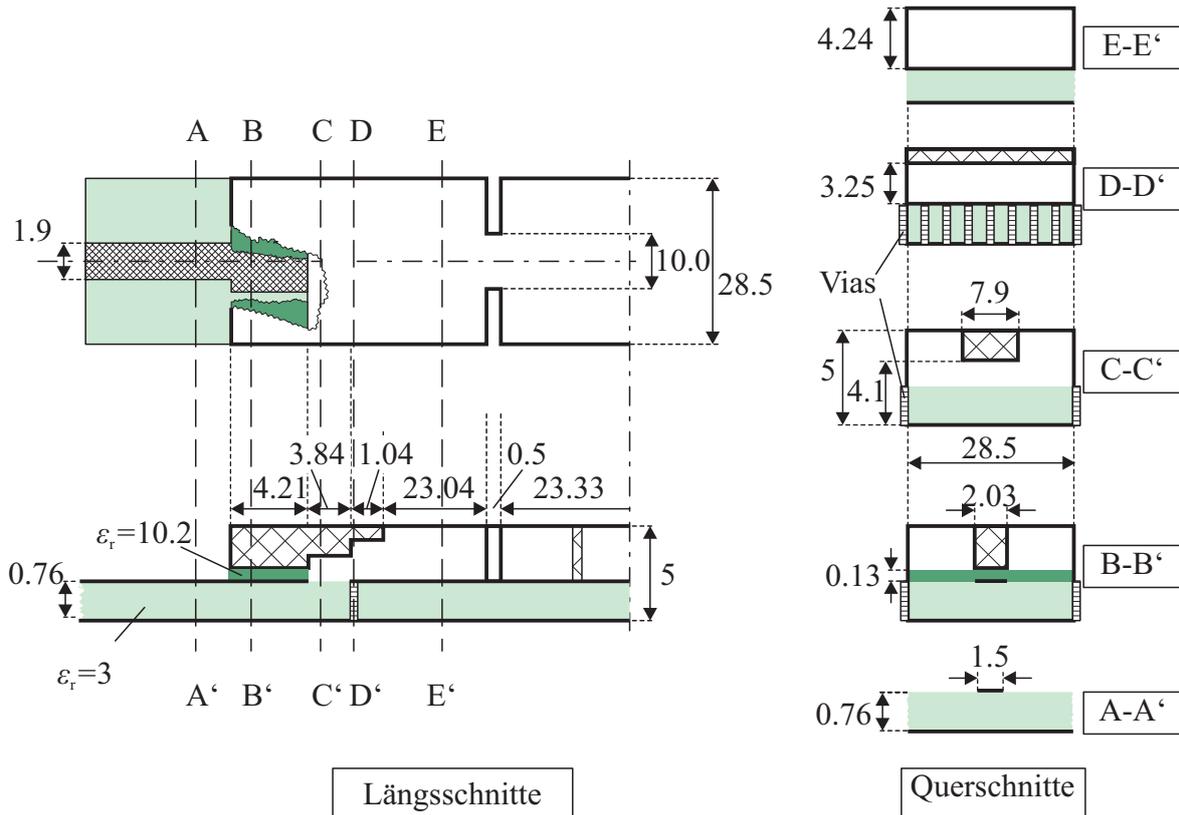


Abbildung 4.8.: Aufbau und Abmessungen eines oberflächenmontierbaren Hohlleiterfilters mit als Impedanzinverter integrierten feldgekoppelten Übergängen von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter. Alle Maße in mm.

Übergangs wurden dabei durch eine Veränderung der Schlitzgeometrie an den Betrag der S-Parameter einer zuvor berechneten Hohlleiterblende angenähert, die benötigte Phasenverschiebung wurde durch Variation der Leitungslänge erreicht.

Für die in dieser Arbeit vorgestellte Realisierung kann dagegen eine geeignete Startgeometrie durch die in Abschnitt 4.1 vorgestellten Schritte gefunden werden. Der Koppelbereich für diese Variante ähnelt dem Übergang von Mikrostreifenleitung auf Steghohlleiter. Jedoch wurde der *stepped-impedance-transformer* in der Art modifiziert, dass nun ein Teilbereich des Hohlleiters eine Stufe in y-Richtung des Hohlleiters aufweist. Diese Hohlleiterstufe kann in einer planaren Schaltung dann durch dicht aneinanderliegende Durchkontaktierungen mittels Vias angenähert werden. Der anschließende untere Teil des Hohlleiterfilters kann nun durch die Metallisierung auf dem Substrat realisiert werden. Für das Hohlleiterfilter ist somit lediglich ein strukturiertes Oberteil erforderlich. In Abbildung 4.8 ist der Aufbau mit Abmessungen eines dreikreisigen Filters mit integrierten Übergängen dargestellt.

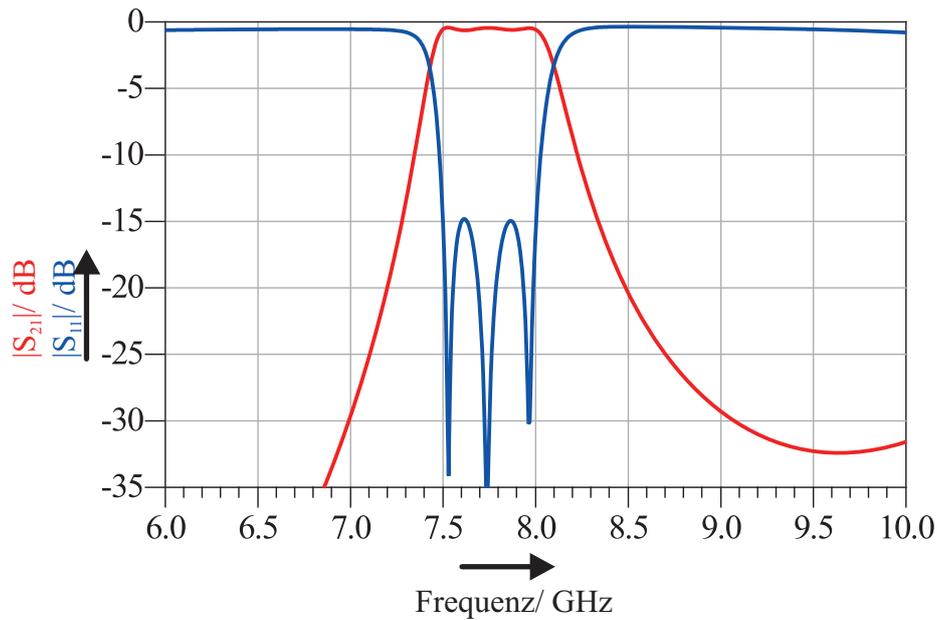


Abbildung 4.9.: Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Filters zur Oberflächenmontage.

Die simulierten S-Parameter dieses Filters sind in Abbildung 4.9 gezeigt. Das Filter erreicht eine Anpassung von besser als 15 dB und eine maximale Einfügedämpfung von 0.5 dB im gesamten Durchgangsbereich. Damit ist beim oberflächenmontierbaren Filter die Abstrahlung im Vergleich zu den anderen vorgestellten Filtern am geringsten. Damit ist dieses neu vorgestellte Integrationsprinzip sehr gut für hochgütige und hochselektive Filteranwendungen geeignet.

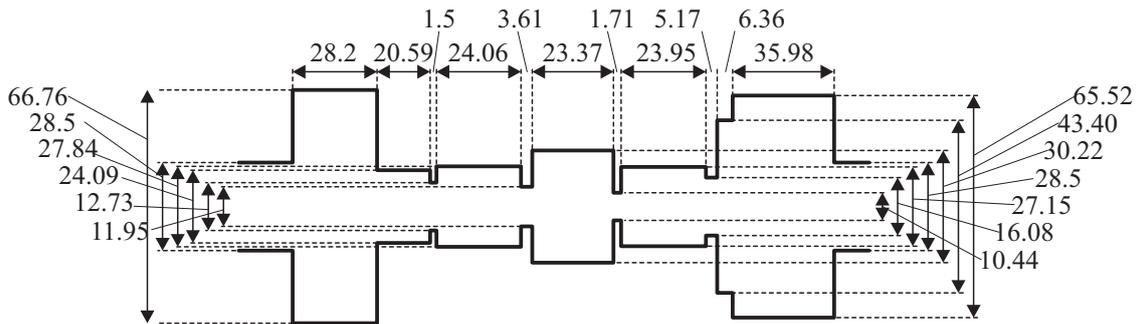
## 5. Ergebnisse

Um die in dieser Arbeit vorgeschlagenen Wellenleitungsübergänge und Filterstrukturen auch messtechnisch zu verifizieren, wurden verschiedene Testaufbauten angefertigt. Für die Herstellung der planaren Strukturen wurden Standardprozesse eingesetzt, Hohlleiterstrukturen wurden überwiegend durch Fräs- und Erodierverfahren gefertigt. Des Weiteren wurden einige Metallstrukturen mittels selektivem Lasersintern mit dem Fertigungssystem EOS M 400 [76] hergestellt. Damit können auch komplexere Strukturen in einem Stück aufgebaut werden. Um die Eignung dieses Herstellungsverfahrens für die Übergänge zu verifizieren, wurden dafür einige Teststrukturen hergestellt, messtechnisch erfasst und bewertet.

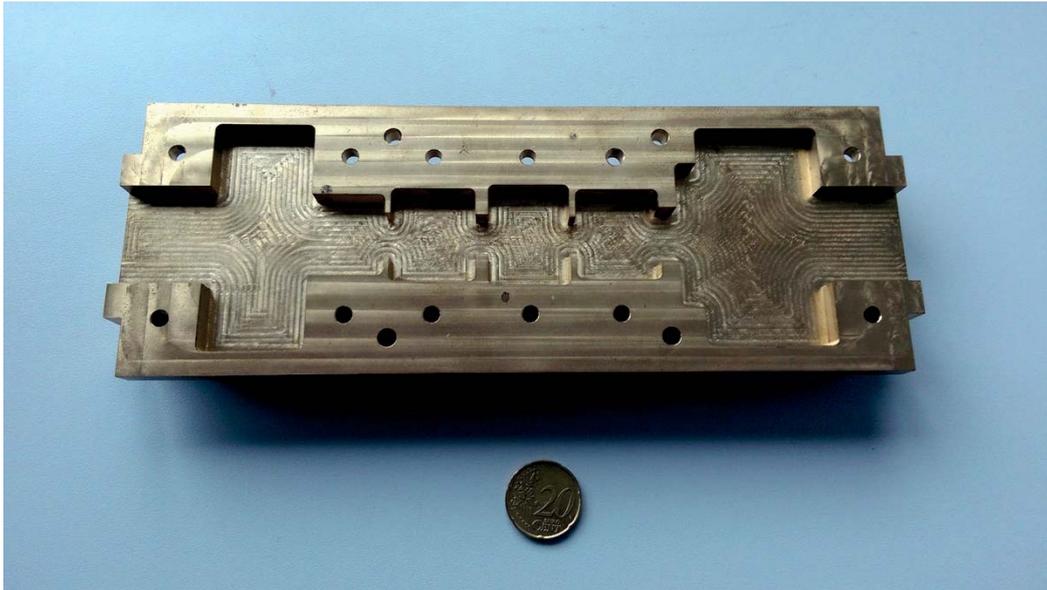
### 5.1. Untersuchung der erreichbaren Güte von Lasersintertechnik im Vergleich zu Fräsverfahren

Selektives Lasersintern ist ein Herstellungsverfahren, bei dem ein Bauteil schichtweise aus einem Basismaterial in Granulatform aufgebaut wird. Die jeweiligen Schichten werden durch einen Sinterprozess mittels Laserstrahl gebildet. Somit können komplexe dreidimensionale Strukturen erzeugt werden. Da im Herstellungsprozess oft nur noch ein geeignetes computergeneriertes 3D-Modell des Bauteils vorhanden sein muss, wird dieses Verfahren oft im sogenannten *Rapid-Prototyping*-Bereich eingesetzt.

Um einige erste Anhaltspunkte für die Eignung des Verfahrens für HF-Wellenleiter zu finden, wurde eine bekannte Hohlleiterstruktur, ein Hohlleiterbandpassfilter, mittels Lasersintern hergestellt. Dieser Messaufbau wurde dann mit dem äquivalenten gefrästen Testaufbau verglichen. Des Weiteren wurde die Eignung des Verfahrens für höhere Frequenzen durch das Anfertigen von verschiedenen Resonatoren abgeschätzt.



(a) Längsschnitt des Filters, alle Maße in mm.



(b) Fotografie des Filters

Abbildung 5.1.: Abmessungen und Fotografie einer Filterhalbschale des Testfilters [77]. Das Filter wurde aus Messing gefräst, die Hohlleiterhöhe betrug 12.6 mm. Aus fertigungstechnischen Gründen wurde die Halbschale in der H-Ebene geschnitten.

### 5.1.1. Voruntersuchung Bandpassfilter

Der Messaufbau besteht aus einem Filter aus gekoppelten Hohlleiterresonatoren [77]. Das Filter weist außerdem zwei kurzgeschlossene Hohlleiterstücke zur Erzeugung von Nullstellen im Sperrbereich auf. Abbildung 5.1 zeigt den Längsschnitt des Filters mit Abmessungen und ein Foto der gefrästen Filterhalbschale.

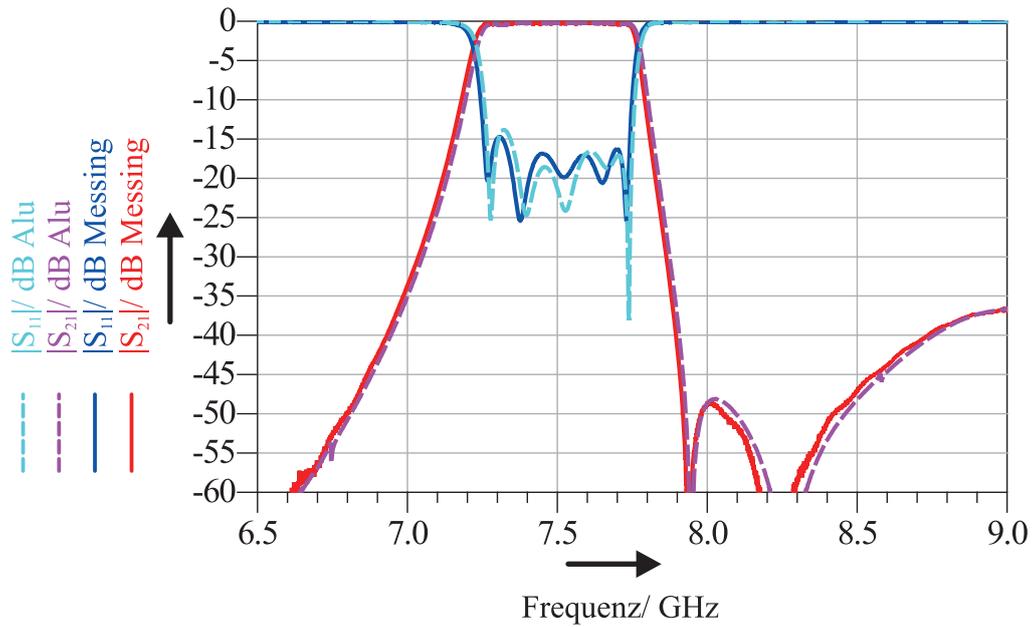
Dieses Filter wurde mit den gleichen Maßen als Lasersinter-Bauteil angefertigt. Da das Sinterverfahren prozessbedingt nicht mit beliebigen Werkstoffen durchgeführt werden kann, wurde als Werkstoff für dieses Filter nicht Messing sondern Aluminium aus-



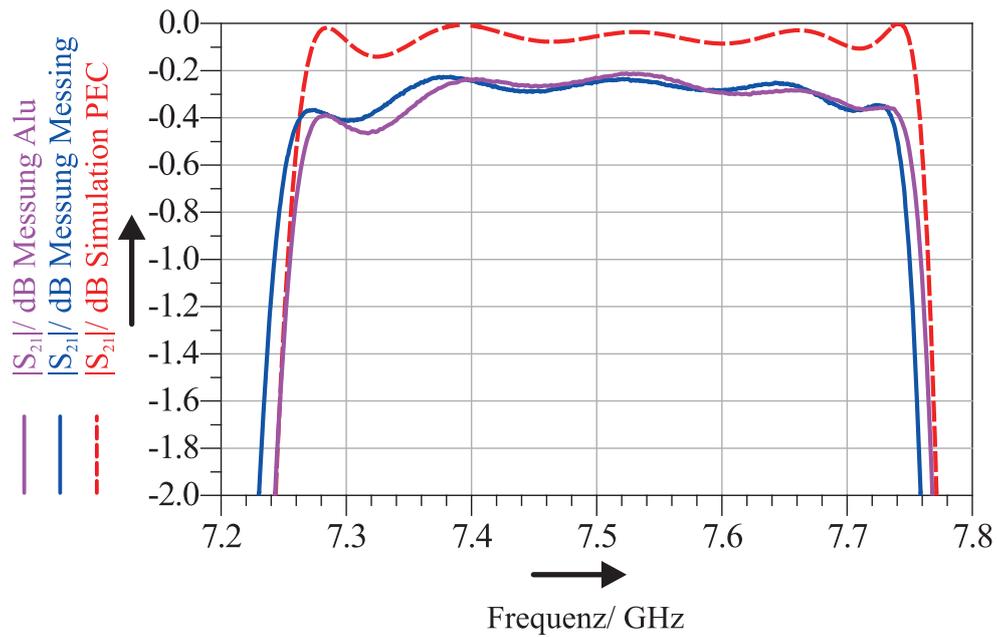
Abbildung 5.2.: Foto des mit Lasersintertechnik hergestellten Bandpassfilters aus Aluminium. Die Flanschflächen wurden mechanisch nachbearbeitet.

gewählt. Ein Foto des gesinterten Filters ist in Abbildung 5.2 zu sehen. Beide Bauteile wurden mit einem Vektor-Netzwerk-Analysator gemessen. Die zur Messung verwendeten Standardübergänge von WR112-Hohlleiter auf Koaxialleitung wurden mittels TRL-Kalibration berücksichtigt. Die Messergebnisse beider Filter sind in Abbildung 5.3 zu sehen.

Wie aus der Messung ersichtlich, erreichen sowohl das aus Messing gefräste als auch das mittels Lasersintertechnik hergestellte Filter gute Werte für die Einfügedämpfung. Die geringen Abweichungen zur Simulation kommen durch die in der Simulation nicht berücksichtigten Verluste durch Metall und nicht-ideale Kontaktierung zustande. Obwohl der Leitwert von Aluminium mit  $\sigma_{\text{Alu}} = 36.6 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$  deutlich besser als der von Messing  $\sigma_{\text{Messing}} = 15.5 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$  ist, haben beide Strukturen annähernd die gleichen Verluste. Das lässt auf deutliche Unterschiede bei der Oberflächenrauigkeit schließen. Für nicht resonante Strukturen kann bei kurzer Leitungslänge jedoch die hohe Oberflächenrauigkeit toleriert werden, da die Verluste des Filters bei guter Anpassung trotz einer Bauteillänge von insgesamt 23 cm nicht größer als 0.2 dB sind. Da die Abmessungen der Wellenleitungsübergänge deutlich kleiner sind, und es sich um nicht-resonante Strukturen handelt, scheint ein Einsatz des Fertigungsverfahrens für diesen Zweck also dennoch zielführend.



(a) Messungen Messing und Alu



(b) Vergleich mit der Simulation

Abbildung 5.3.: Messergebnisse für die Bandpassfilter. In 5.3a sind Transmission und Reflexion der beiden Filter dargestellt, in 5.3b ist die Transmission beider Messungen im Vergleich zu einer verlustlosen Simulation gezeigt.

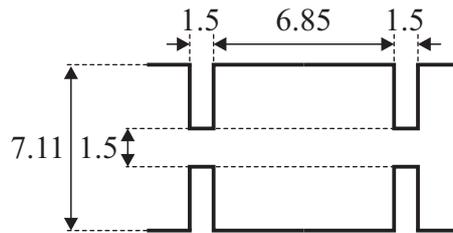


Abbildung 5.4.: Längsschnitt des verwendeten Hohlleiterresonators ohne Flansche. Alle Maßeinheiten in mm. Die Hohlleiterhöhe betrug  $h_{\text{HL}} = 3.56$  mm.

### Voruntersuchung Hohlleiterresonatoren

Um die Technologie auch für den Einsatz bei Übergängen für höhere Frequenzen zu bewerten, wurden als Testobjekte schwach gekoppelte Hohlleiterresonatoren aufgebaut. Da die Oberflächenrauigkeit des Bauteils bei dem verwendeten Sinterprozess auch vom verwendeten Werkstoff abhängt, wurde neben Aluminium auch noch Titan,  $\sigma_{\text{Titan}} = 2.6 \cdot 10^6 \frac{\text{S}}{\text{m}}$ , als Werkstoff untersucht. Durch die schwache Kopplung kann der Resonator näherungsweise als unbelastet angesehen werden. Somit kann die Güte über die 3dB-Breite der Transmission bei der gewünschten Frequenz bestimmt werden.

Die geometrische Struktur des Resonators mit einer Resonanzfrequenz bei 30 GHz ist in Abbildung 5.4 zu sehen. Breite und Höhe entsprechen den Maßen des Standardhohlleiters WR-28 mit  $w_{\text{HL}} = 7.11$  mm und  $h_{\text{HL}} = 3.56$  mm. Mit dieser Teststruktur ist es möglich sowohl eine Aussage über die Rauigkeit durch die Güte als auch über die geometrische Abweichung über die Mittenfrequenz zu erhalten.

Es wurde je ein Resonator aus Aluminium und ein Resonator aus Titan mittels Lasersintertechnik hergestellt. Eine Fotografie der Resonatoren ist in Abbildung 5.5 zu sehen. Abbildung 5.6 zeigt einen Vergleich der gemessenen S-Parameter mit den Ergebnissen einer Feldsimulation. Für die Simulation wurden die verlustbehafteten Standardmaterialwerte des Simulationsprogramms für die beiden Metalle verwendet. Die Messung wurde mit Standardübergängen für WR-28 von Hohlleiter auf Koaxialleitung durchgeführt. Als Kalibration wurde eine Thru-Kalibration auf Ebene des Hohlleiterübergangs verwendet. Aus der Messung ist ersichtlich, dass beide Kurven von den dazugehörigen Simulationsergebnissen abweichen. Die Güten der gemessenen Resonatoren sind deutlich geringer als die in der Feldsimulation vorhergesagten Werte. Die Güte  $Q$  kann über die 3dB-Bandbreite  $B_{3\text{dB}}$  aus den gemessenen Kurven über

$$Q = \frac{B_{3\text{dB}}}{f_{101}}$$

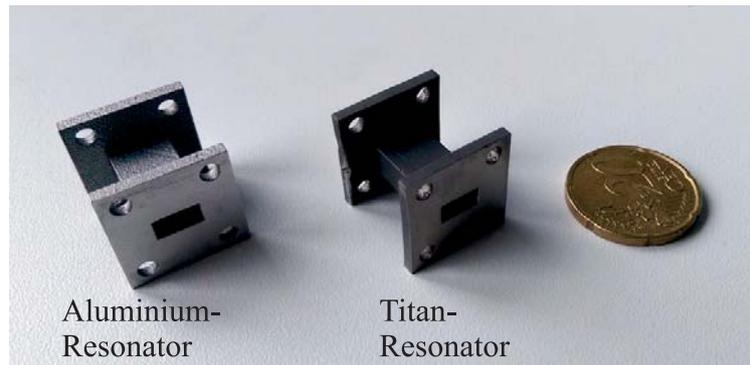


Abbildung 5.5.: Fotografie der mittels Lasersinterertechnik hergestellten Resonatoren. Bei dem Modell aus Titan ist eine kleinere Oberflächenrauigkeit erkennbar. Die Flanschflächen wurden mechanisch nachbearbeitet.

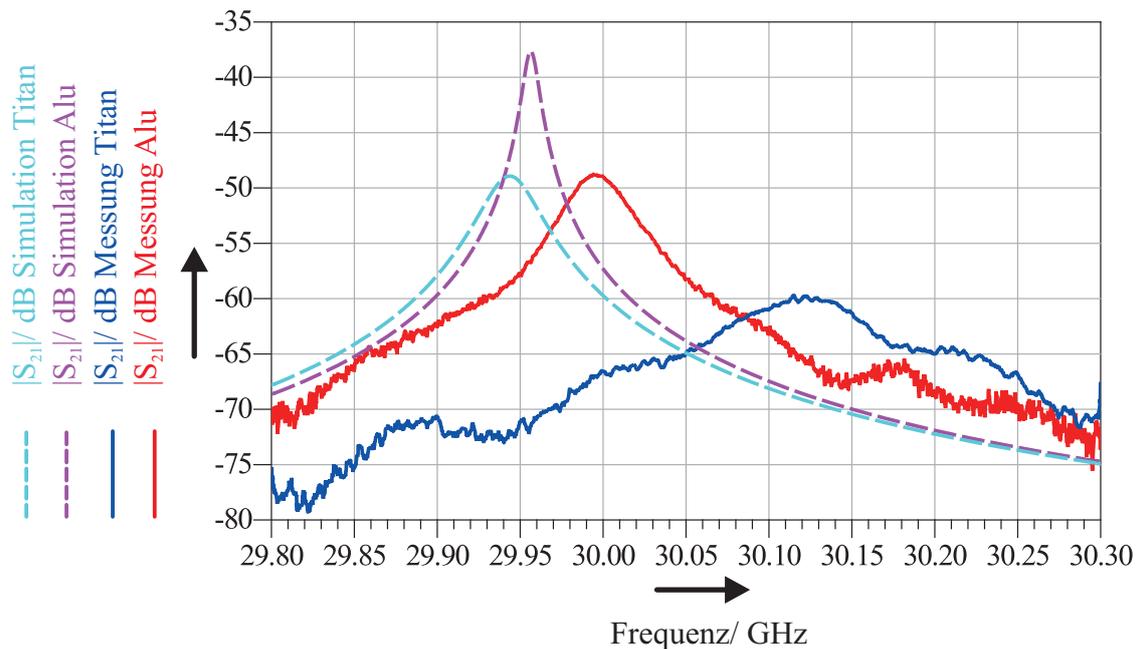


Abbildung 5.6.: Vergleich der Feldsimulation mit den gemessenen S-Parameter-Werten für die beiden Resonatoren aus Titan und Aluminium.



Tabelle 5.1.: Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Resonatorgüten

	Messung	Simulation	Wert aus [79]
Aluminium	776	3314	1380
Titan	452	892	560

bestimmt werden, wobei  $f_{101}$  die erste mögliche Resonanz für die  $H_{10}$ -Welle im Hohlleiter ist.

Die aus den Messungen ermittelten Güten [78] werden in Tabelle 5.1 mit der Simulation und einer weiteren Messung aus der Literatur [79] verglichen. Wie aus der Tabelle zu entnehmen ist, weichen die messtechnisch ermittelten Güten stark von der Simulation und dem anderen Vergleichswert aus der Literatur ab. Die Abweichung von der Simulation lässt sich durch die in der Simulation nicht berücksichtigte Oberflächenrauigkeit erklären. Die Abweichung zur Literaturreferenz kann verschiedenste Gründe haben. Unter anderem wurden verschiedene Sinterprozesse eingesetzt, außerdem wurde in [79] eine leicht veränderte Metallegierung verwendet, um bessere Ergebnisse bei der Oberflächenrauigkeit zu erreichen. Dort wurden die Werte außerdem für einen anderen Frequenzbereich bestimmt, was sich bei gegebener Oberflächenrauigkeit positiv auf die Güte auswirken kann.

Da das hier verwendete Lasersinter-Verfahren selbst bei Aluminium keinen Gütefaktor von mehr als 800 erreicht, ist somit ein Einsatz bei höheren Frequenzen aufgrund der größeren Verluste durch die Oberflächenrauigkeit nicht zu empfehlen.

## 5.2. Messtechnische Verifizierung der Übergänge von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter

Der Übergang von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter wurde sowohl für den galvanisch kontaktierten Ansatz als auch für den feldgekoppelten Ansatz als Teststruktur aufgebaut. Für den galvanischen Ansatz wurde neben dem klassischen gefrästen Messaufbau auch ein Messaufbau in Lasersintertechnik untersucht.

### 5.2.1. Galvanisch kontaktierter Einzelübergang

Dieser galvanisch kontaktierte Übergang wurde für eine spezielle Schnittstelle innerhalb eines Industrieprojektes entworfen. Da ausreichend Länge für den Übergangsbereich zur Verfügung stand, wurde eine Anpassung mit einer kontinuierlichen Struktur, einem *taper*

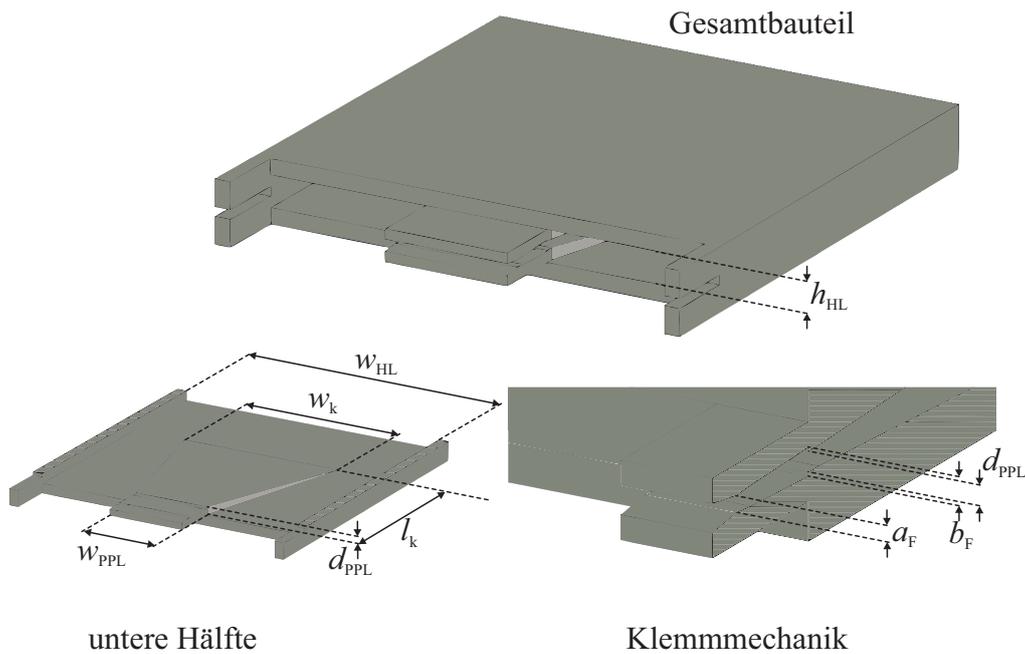


Abbildung 5.7.: 3D-Modell des Übergangs von PPL auf HL mit galvanischer Kontaktierung in verschiedenen Darstellungen.

ausgewählt. Der Übergang soll eine Parallelplattenleitung der Breite  $w_{\text{PPL}} = 8 \text{ mm}$  mit einem Hohlleiter der Breite  $w_{\text{HL}} = 28.5 \text{ mm}$  und der Höhe  $h_{\text{HL}} = 2 \text{ mm}$  verbinden. Als Substrat für die Parallelplattenleitung wurde Rogers RT5880 mit einer Permittivität von  $\epsilon_r = 2.2$  verwendet.

Die Struktur des Übergangs mit den Abmessungen ist in Abbildung 5.7 gezeigt, Abbildung 5.8 zeigt ein Foto des aus Messing gefrästen Testaufbaus. Eine gute galvanische Verbindung wird dabei durch eine Klemmmechanik bewerkstelligt. Der Parameter  $a_{\text{F}}$  der Klemmmechanik ist dabei kleiner als die Dicke der angeschlossenen Parallelplattenleitung, der Parameter  $b_{\text{F}}$  muss größer gewählt werden. Dadurch wird eine Federkraft erzeugt, die das Substrat mechanisch stabil in Position hält.

Für die Verifikation des Übergangs wurden zwei Übergänge gefertigt und *back-to-back* gemessen. Dabei wurden die beiden Hohlleiteranschlüsse durch Flansche miteinander verbunden. Die Messung auf der Parallelplattenseite wurde mit Adaptern von Koaxialleitung auf Parallelplattenleitung durchgeführt, die in einer anderen Arbeit eigens für die Messung der verschiedenen Parallelplattenstrukturen entwickelt wurde [77]. Wie aus Abbildung 5.9 hervorgeht, haben diese Adapter mit einer Anpassung von besser als 18 dB im gesamten genutzten Frequenzbereich sehr gute elektrische Eigenschaften. Da diese Messung in einer *back-to-back*-Konfiguration durchgeführt wurde, beträgt die maximale Einfügedämpfung pro Messadapter maximal 0.2 dB.

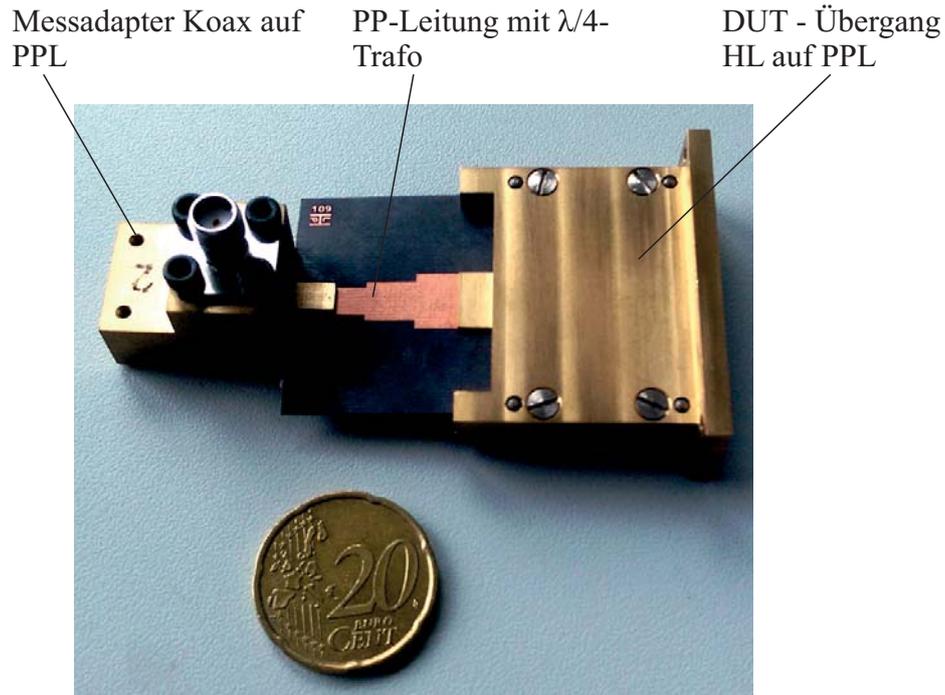


Abbildung 5.8.: Fotografie des galvanisch kontaktierten Übergangs von PPL auf HL. Mit abgebildet sind die für die Messung benötigte  $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung und ein Messübergang von Koaxialleitung auf Parallelplattenleitung.

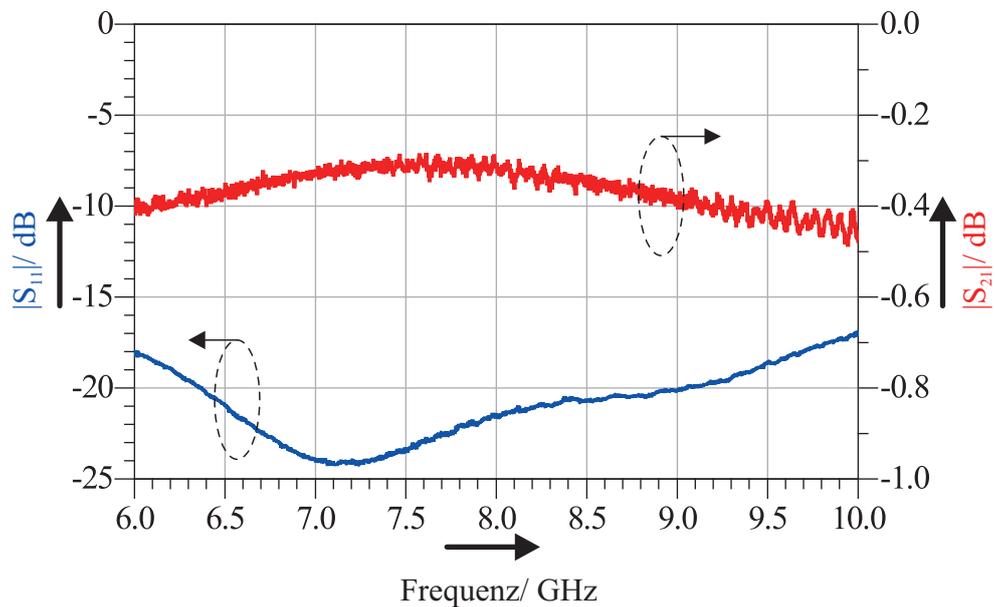


Abbildung 5.9.: Gemessene S-Parameter einer *back-to-back* Konfiguration von zwei Messadaptern nach [77]. Zur Verbindung der beiden Adapter wurde eine Parallelplattenleitung auf einem Rogers RT5880 Substrat mit 4 mm Breite und 40 mm Länge verwendet.



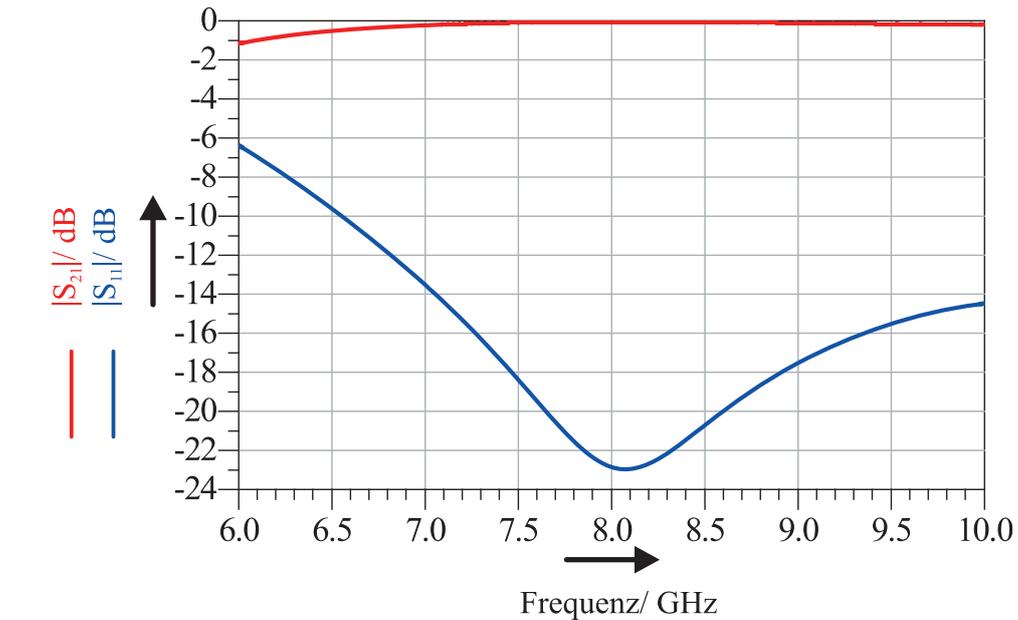
Mit diesen Messadaptern wurde nun der galvanisch kontaktierte Übergang *back-to-back* gemessen. Kalibriert wurde auf coaxialer Ebene, die Messadapter sind somit in der Messung enthalten. In der Simulation wurden die Übergänge jedoch nicht berücksichtigt.

Der Vergleich der S-Parameter zwischen der Feldsimulation und dem gemessenen Testaufbau ist in Abbildung 5.10 zu sehen, außerdem sind die Simulationsergebnisse eines Einzelübergangs gezeigt. Die Übereinstimmung zwischen Simulations- und Messergebnissen ist gut. Man erkennt die durch Mehrfachreflexion an den verschiedenen Diskontinuitäten entstehende Welligkeit in der Anpassung, die zu einer bis zu 6 dB schlechteren Anpassung führen kann. Fast im gesamten Frequenzbereich wird eine Einfügedämpfung besser als 1 dB erreicht, lediglich ab etwa 9.5 GHz erhöht sich die Dämpfung aufgrund der nicht optimalen Anpassung. Werden noch die beiden in der Messung enthaltenen Adapter und die Zuleitungen berücksichtigt, erreicht man in der Messung eine Einfügedämpfung von kleiner 0.25 dB für einen Einzelübergang.

### 5.2.2. Galvanisch kontaktierter Übergang im Systemverbund

Der bereits erfolgreich getestete Einzelübergang wurde nun im Rahmen eines Industrieprojektes für die Kontaktierung innerhalb eines Antennensystems verwendet. Der Übergang soll ein planares Parallelplatten-Speisenetzwerk mit einem Hohlleiterhybrid verbinden, der in diesem Fall zur Trennung von rechtszirkular und linkszirkular polarisierten Signalen verwendet wird. Da Lasersintern in der Voruntersuchung für den Frequenzbereich bis etwa 8 GHz als geeignet eingestuft wurde, wurde die gesamte Struktur aus einem Stück mittels dieser Technologie gefertigt.

Der Hybrid wurde als sogenannter *branch-line-coupler* mit zwei Stufen ausgeführt. Die zweite Stufe erhöht die Bandbreite des Hybrids. Der grundsätzliche Aufbau mit Abmessungen ist in Abbildung 5.11 zu sehen. Die beiden Längen  $l_1$  und  $l_2$  bestimmen dabei den Frequenzbereich des Hybrids und können deswegen nicht beliebig verändert werden. Da der Abstand der beiden Ausgänge dieses Hybrids für die Anwendung aus systemtechnischen Gründen deutlich zu groß ist, müssen die Anschlusspunkte zu den jeweiligen Speisenetzwerken noch angepasst werden. Dies erfolgt mit einer schrägen Hohlleiterverbindung. Die Länge dieser Verbindung kann damit gleichzeitig für den Übergang auf die verwendete Parallelplattenleitung genutzt werden. Der galvanische Übergang aus Abschnitt 5.2.1 wurde deswegen in die schräg angeordneten Anschlussleitungen des Hybrids integriert. Eine Fotografie des gefertigten Bauteils ist in Abbildung 5.12 zu sehen.



(a) Simulation eines Einzelübergangs

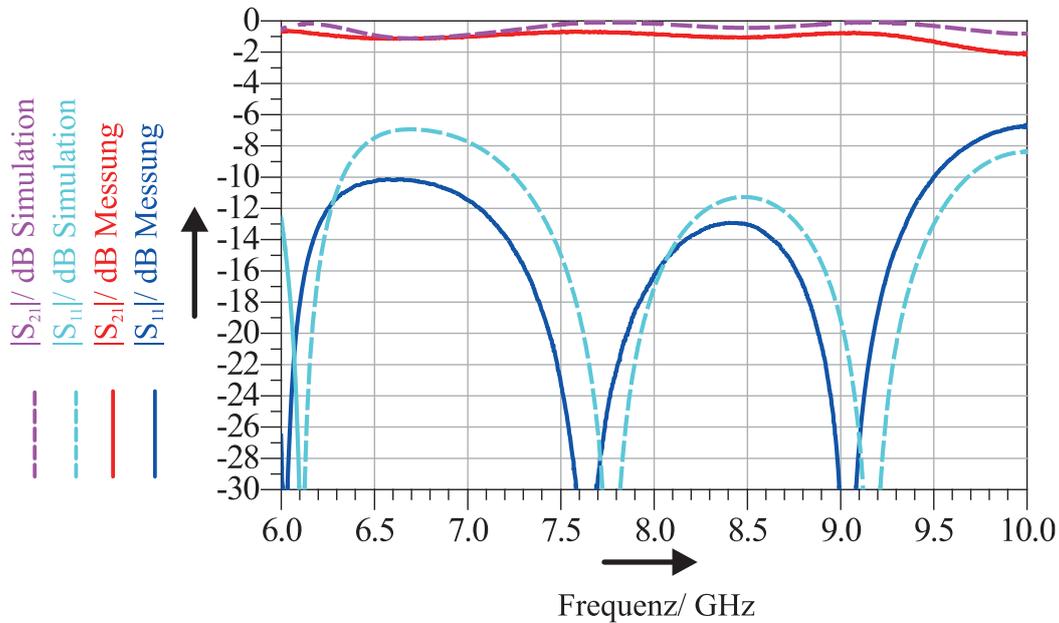
(b) Vergleich Simulation und Messung *back-to-back*

Abbildung 5.10.: Simulierte und gemessene S-Parameter für den galvanischen Übergang von PPL auf HL. In 5.10a ist die Simulation für einen einzelnen Übergang gezeigt. In 5.10b wurde ein *back-to-back*-Aufbau gemessen und mit der Simulation verglichen. Die Parameter des Übergangs nach Abbildung 5.7 sind:  $w_k = 17.25$  mm,  $l_k = 12.2$  mm,  $w_{\text{PPL}} = 8$  mm,  $d_{\text{PPL}} = 0.534$  mm. Die Parameter für die Klemmmechanik sind:  $a_F = 0.434$  mm,  $b_F = 0.734$  mm. Der  $\frac{\lambda}{4}$ -Trafo für die Mikrostreifenleitung hatte eine Breite von 6.3 mm und eine Länge von 5.7 mm mit je 10 mm Anschlusslänge.

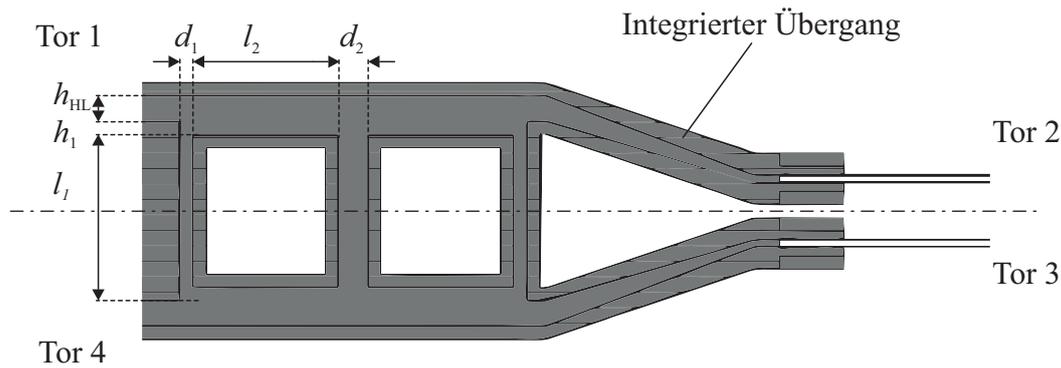


Abbildung 5.11.: Längsschnitt durch das 3D-Modell des Hybrids. Die Parameter des Hybrids sind:  $h_{HL} = 2 \text{ mm}$ ,  $h_1 = 1.09 \text{ mm}$ ,  $d_1 = 1.08 \text{ mm}$ ,  $d_2 = 2.36 \text{ mm}$ ,  $l_1 = 11.96 \text{ mm}$ ,  $l_2 = 11.33 \text{ mm}$ . Der Hybrid ist symmetrisch aufgebaut, die Übergänge auf eine PPL mit  $w_{PPL} = 8 \text{ mm}$  und  $d_{PPL} = 0.534 \text{ mm}$  sind analog Abbildung 5.7 aufgebaut. Die Hohlleiterbreite beträgt im gesamten Bereich  $w_{HL} = 28.5 \text{ mm}$



Abbildung 5.12.: Fotografie des aus Aluminium hergestellten Hybrids mit integriertem Übergang von Hohlleiter auf Parallelplattenleitung.

Die galvanische Kontaktierung der Parallelplattenleitung erfolgt wieder über eine Klemmverbindung. Gemessen wurde der Hybrid mit einem Zweitor-Netzwerkanalysator. Aus sechs verschiedenen Messungen können damit über Ausnutzung der Symmetrie die Viertor-S-Parameter des Bauteils gemessen werden. Auf der Seite des PPL-Anschlusses wurden wieder die bereits vorgestellten Adapter von Koaxialleitung auf Parallelplattenleitung verwendet, auf der Hohlleiterseite wurden mittels Lasersintern gefertigte Hohlleiter-Koaxial-Übergänge genutzt, die speziell für die reduzierte Hohlleiterhöhe gefertigt wurden [78]. Es wurden Messungen für Eingangsanpassung, Isolation, Transmission und Phasendifferenz an den Ausgängen durchgeführt, und mit den Werten der Feldsimulation verglichen.

In der Simulation wurden die Messadapter von Parallelplattenleitung auf Koaxialleitung mit zugehöriger PPL-Transformationsleitung nicht berücksichtigt. Für die Aus-



sagekraft bezüglich Betrags- und Phasendifferenz an den beiden Ausgängen ist dieser Unterschied aufgrund der Symmetrie des Bauteils nicht entscheidend. Abbildung 5.13 zeigt Anpassung und Isolation, Abbildung 5.14 Betragsmessung und Phasendifferenz der Ausgänge.

Die Anpassung ist mit besser als 11 dB im Bereich von 7.25 bis 8.4 GHz sowohl auf der Hohlleiterseite als auch auf der Parallelplattenseite als gut zu bewerten, wenn in Betracht gezogen wird, dass die Kalibrierebene für die Messungen auf der Koaxial-Ebene lag, da keine geeigneten Kalibrierkits für diesen Messaufbau zur Verfügung standen. Somit sind auch die eingesetzten Messadapter in der Messung abgebildet, die bei späterer Verwendung des Bauteils jedoch wegfallen können. Auch eine Isolation von mehr als 13 dB im gewünschten Bereich ist zufriedenstellend. Die vorgestellten Übergänge von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter sind somit gut angepasst und können auch im Systemverbund erfolgreich eingesetzt werden.

Bei der Transmission ist im Vergleich zur Simulation jedoch eine deutlich höhere Abweichung beim Betrag festzustellen. Auch die Phasendifferenz zwischen den Ausgängen erreicht mit Werten von 100 bis 113° nicht die in der Simulation prognostizierte Differenz zwischen 85 und 95°, wobei die Phasendifferenz durch die Übergänge nicht negativ beeinflusst wird. Kritisch für die elektrischen Eigenschaften ist neben der bereits angesprochenen hohen Oberflächenrauigkeit auch die geringe Bauhöhe des gesamten Bauteils. Kleinere Hohlleiterhöhen führen bei nicht endlicher Leitfähigkeit des verwendeten Materials zu höheren Verlusten. Ebenso sind die Flanschflächen an der Hohlleiterseite durch den kompakten Aufbau sehr klein, wodurch kein ausreichender mechanischer Kontakt durch Verschrauben sichergestellt werden konnte.

Diese kritischen Punkte sind jedoch dem Aufbau des Hybrids, und nicht dem Aufbau des Übergangs anzulasten. Somit zeigt diese Messung, dass die Realisierung von Übergängen mittels Lasersinterertechnologie im Frequenzbereich unter 10 GHz in Betracht gezogen werden kann.

### 5.2.3. Feldgekoppelter Übergang

Auch für einen feldgekoppelten Übergang zwischen Parallelplattenleitung und Hohlleiter wurde ein *back-to-back*-Messaufbau erstellt und gemessen [66]. Der Übergang wurde für einen Hohlleiter mit  $h_{HL} = 2.15 \text{ mm}$  und  $w_{HL} = 28.5 \text{ mm}$  und eine Parallelplattenleitung mit Plattenabstand  $d_{PPL} = 1.6 \text{ mm}$  ausgelegt. Um den Testaufbau auf der Hohlleiterseite an einen Netzwerkanalysator anschließen zu können, wurden zwei Hohlleiter- $\frac{\lambda}{4}$ -Transformatoren für den gewünschten Frequenzbereich entworfen und mit-

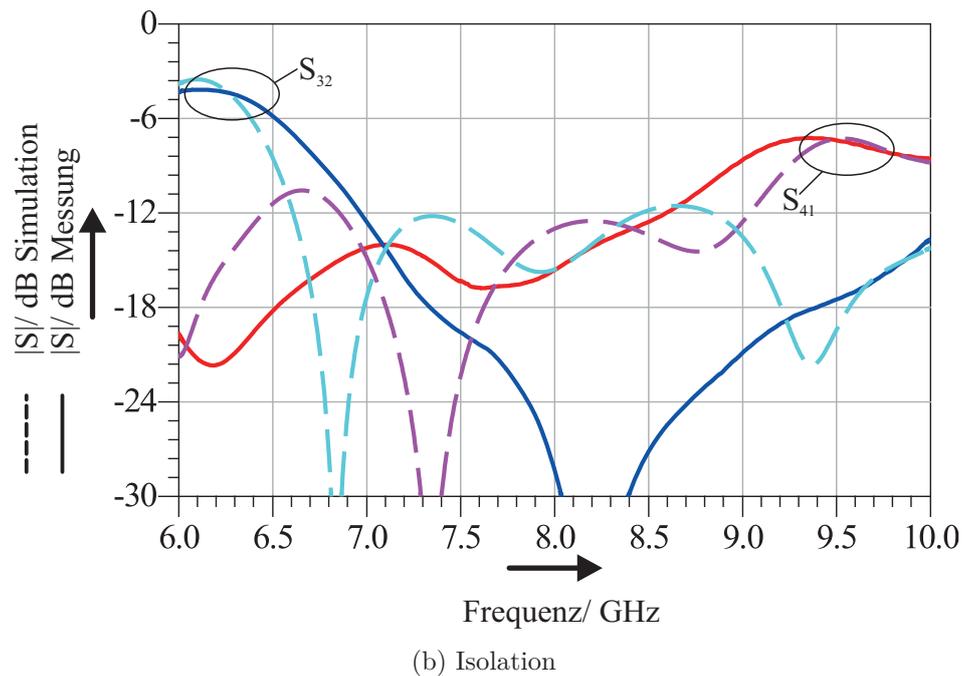
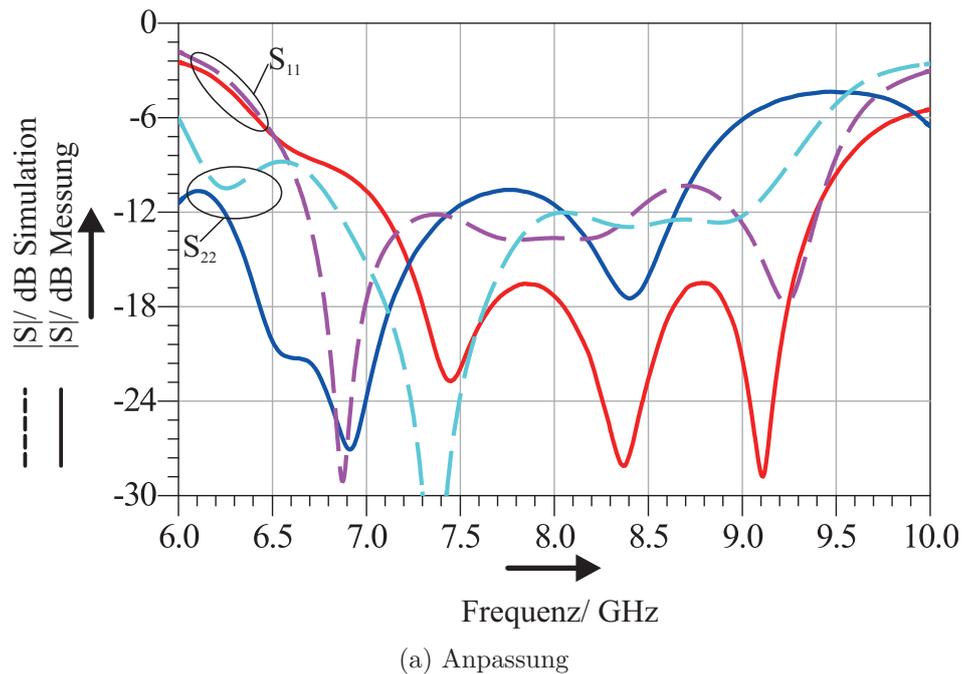
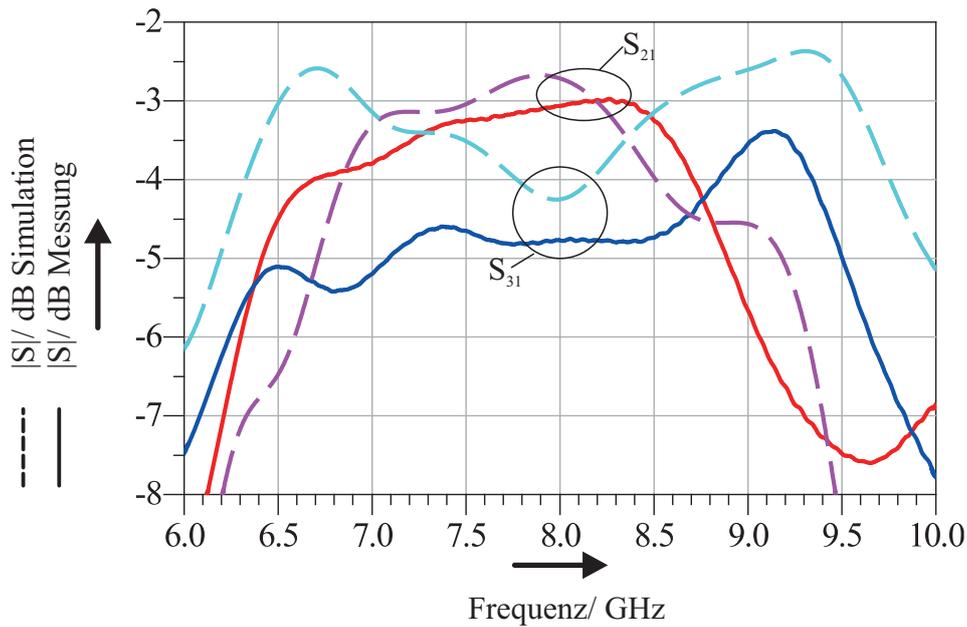
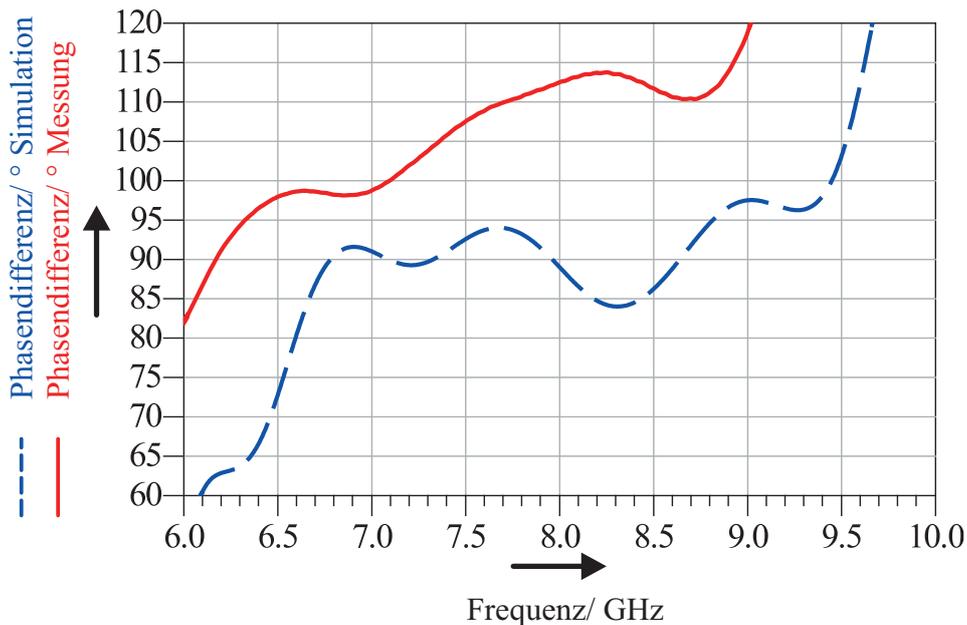


Abbildung 5.13.: Vergleich von Messung und Simulation für Anpassung und Isolation des gesinterten Hybrids nach Abbildung 5.11. Tor 1 und Tor 4 sind die Hohlleiteranschlüsse, Tor 2 und Tor 3 die Parallelplattenanschlüsse.



(a) Transmission



(b) Phasendifferenz zwischen Tor 2 und Tor 3

Abbildung 5.14.: Vergleich von Messung und Simulation für Transmission und Phasendifferenz des gesinterten Hybrids nach Abbildung 5.11. Tor 1 und Tor 4 sind die Hohlleiteranschlüsse, Tor 2 und Tor 3 die Parallelplattenanschlüsse.

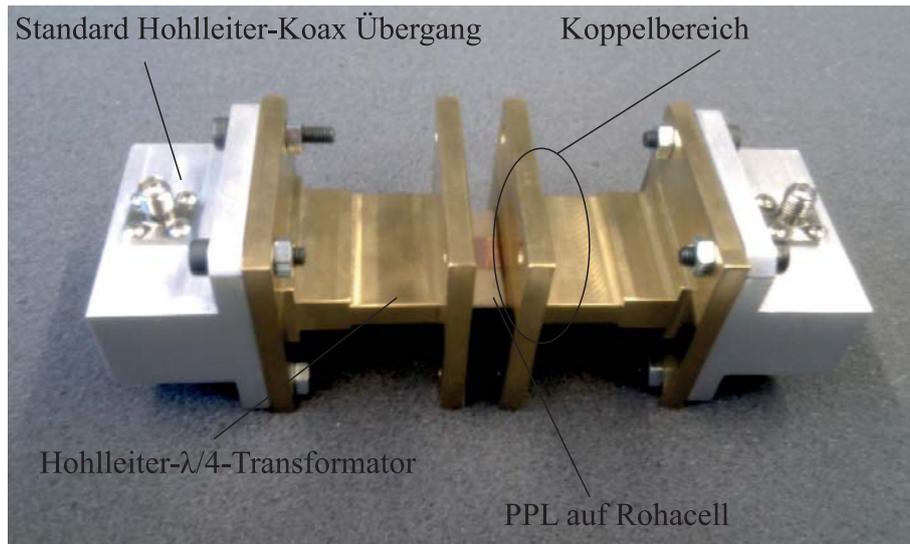


Abbildung 5.15.: Foto des Testaufbaus für den feldgekoppelten Übergang von PPL auf HL. Es wurde ein *back-to-back*-Aufbau erstellt und mit zwei Standard-Hohlleiter-Koaxial-Adapttern versehen.

tels Erodierverfahren gefertigt. Diese transformieren die Hohlleiterhöhe auf die Maße eines vorhandenen Koax-Hohlleiter-Standardadapters. Ein Foto des Testaufbaus ist in Abbildung 5.15 gezeigt.

Die geometrischen Abmessungen des Messaufbaus sind in Abbildung 5.16a gezeigt. Als Trägermaterial für die Parallelplattenleitung wurde Rohacell gewählt. Dieses Material ist für Prototypenaufbauten sehr gut geeignet, da es gut verarbeitet werden kann und sehr geringe dielektrische Verluste aufweist. Die Parallelplattenleitung wurde mittels Kupferklebefolie aufgebracht. Als Koppelsubstrat wurde Rogers RT 5870 mit einem  $\epsilon_r$  von 2.33 gewählt.

Gemessen wurde mit einem Netzwerkanalysator. Die Übergänge von Koaxialleitung auf den Standard WR-112 Hohlleiter wurden bei der Kalibration berücksichtigt. Dafür wurde ein selbst erstelltes TRL Hohlleiterkalibrierkit verwendet. Die Ergebnisse der Messung im Vergleich zur Simulation sind in Abbildung 5.16b gezeigt.

Die Übereinstimmung zwischen den gemessenen und simulierten Ergebnissen ist gut, lediglich ein kleiner Frequenzversatz für die beiden Resonanzen in der Anpassung ist erkennbar. Innerhalb einer relativen Bandbreite von 20 % wird eine Einfügedämpfung von besser als 0.8 dB erreicht. Abzüglich der Verluste in Zuleitungen und der Parallelplattenleitung erreicht ein Einzelübergang somit eine Einfügedämpfung von etwa 0.3 dB. Trotz eines manuell gefertigten Parallelplattenaufbaus und manuell justiertem Koppel-

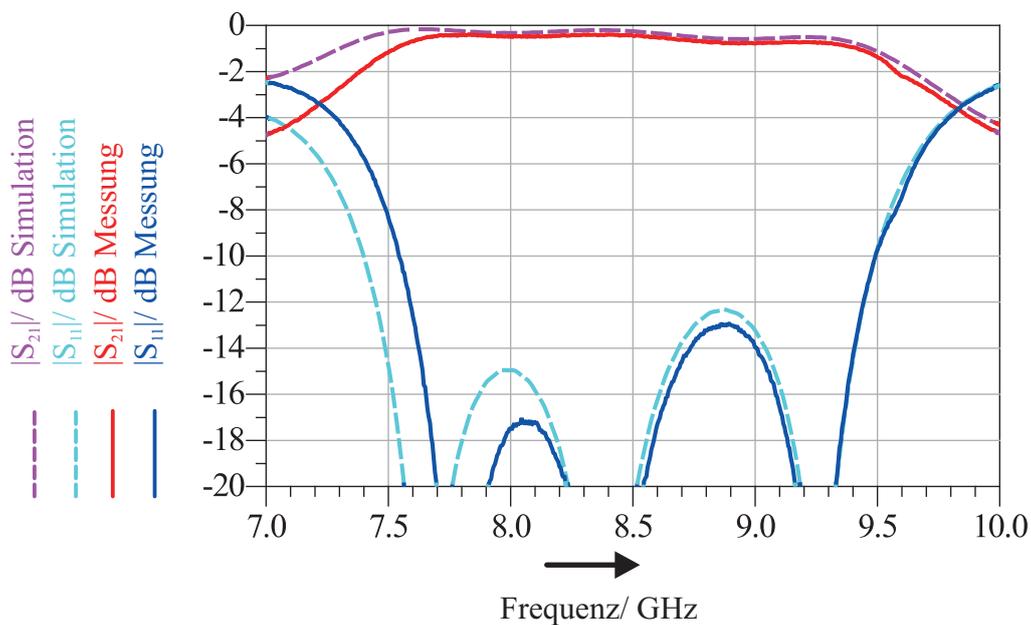
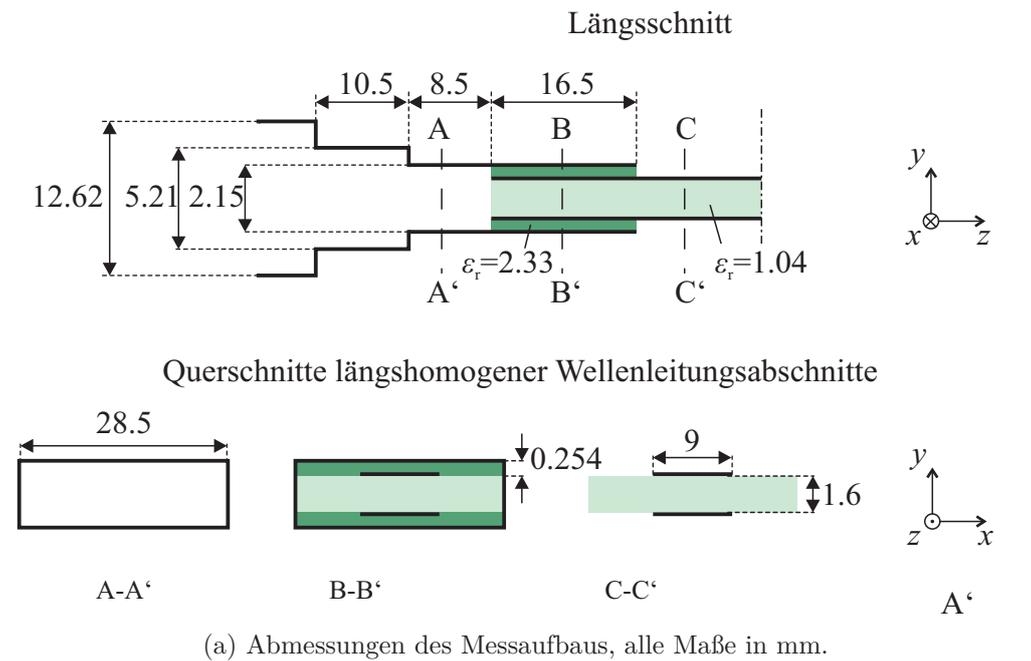


Abbildung 5.16.: Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von PPL auf HL.



substrat konnte ein gutes Ergebnis erzielt werden, was für die Toleranzstabilität des feldgekoppelten Übergangs spricht.

#### 5.2.4. Feldgekoppelter Übergang mit Anpassung

Bei Verwendung eines Substrats mit einer größeren Permittivität für die Parallelplattenleitung sind für ein gutes HF-Verhalten des feldgekoppelten Übergangs Anpassstrukturen notwendig. Als Anpassschaltung bieten sich auf dem Substrat realisierbare PPL-Strukturen an. In diesem Messaufbau wurde die Anpassung mittels eines  $\lambda/4$ -Transformators realisiert. Der Messaufbau ähnelt dem aus Abschnitt 5.2.3. Abbildung 5.17a zeigt den Messaufbau mit der angepassten Koppelstruktur.

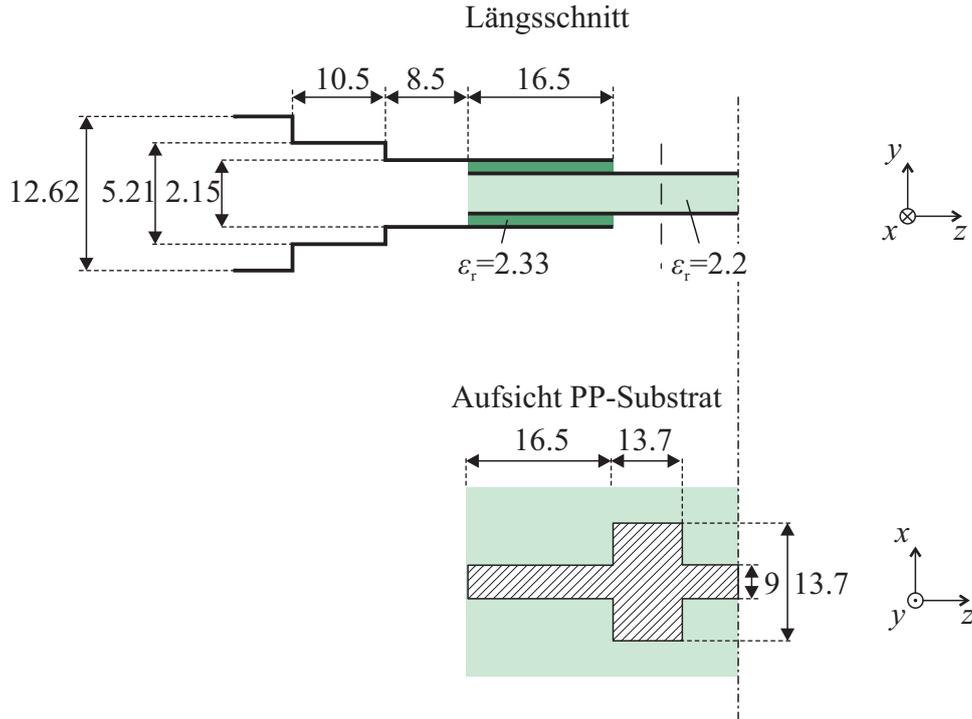
Als Substrat für die Parallelplattenleitung wurde Rogers RT5880 verwendet, das Kopplendielektrikum wurde mit Rogers RT5870 realisiert und mechanisch durch Klemmen fixiert. Für mehrfaches Ein- und Ausstecken des Übergangs kann es an den Rändern des Substrats für die Parallelplattenleitung festgeklebt werden. Die Anordnung wurde mit einem Netzwerkanalysator mit Kalibration auf Hohlleiterebene gemessen. Abbildung 5.17b zeigt den Vergleich zwischen den gemessenen und simulierten S-Parametern.

Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung ist gut, die geringen Abweichungen ergeben sich durch die in der Simulation nicht berücksichtigten Verluste der Materialien. Die Anpassung ist über eine relative Bandbreite von fast 25 % besser als 10 dB, die gemessene Einfügedämpfung erreicht mit bis zu 0.6 dB ebenfalls einen guten Wert. Für einen einzelnen Übergang kann somit unter Berücksichtigung der Verluste von Zuleitungen eine Einfügedämpfung von 0.25 dB erreicht werden.

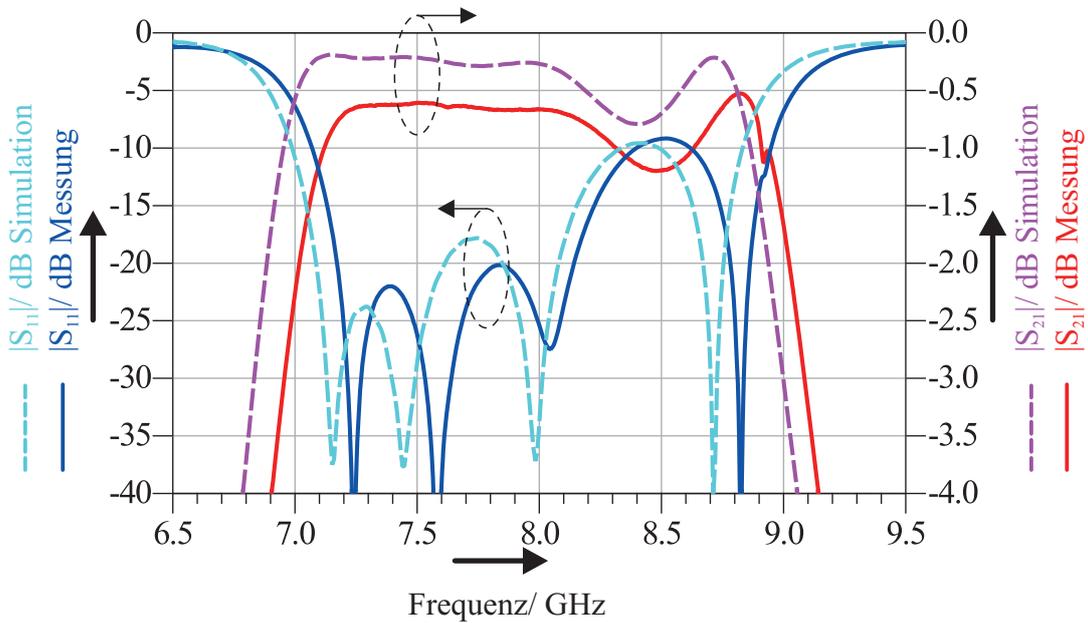
### 5.3. Messtechnische Verifikation des Übergangs von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter

Der Wellenleitungsübergang von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter wurde als feldgekoppelte Variante aufgebaut. Da dieser Übergang eine ähnliche Struktur wie der Übergang von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter aufweist, wurde das Prinzip des Übergangs mit dem vorhandenen Testaufbau aus Abschnitt 5.2.3 verifiziert. Damit ist die Hohlleiterhöhe wieder auf 2.15 mm und die Breite auf 28.5 mm festgelegt.

Der Übergang auf eine Mikrostreifenleitung erfordert eine Anpassstruktur. Diese besteht wieder aus einem  $\lambda/4$ -Transformator, der auf der Mikrostreifenleitung realisiert wurde. Abbildung 5.18 zeigt eine Fotografie der verwendeten MSL-Struktur. Als Sub-



(a) Längsschnitt und Aufsicht des PP-Substrats. Maße in mm



(b) S-Parameter des Übergangs

Abbildung 5.17.: Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von PPL auf HL mit Anpassstruktur. Abmessungen für die Querschnitte wie in Abbildung 5.16a, Anpassstruktur nach Abbildung 5.17a.

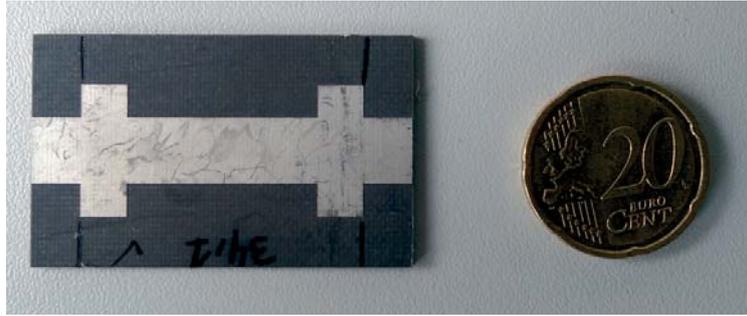


Abbildung 5.18.: Fotografie der Mikrostreifenleitung mit  $\frac{\lambda}{4}$ -Trafo als Anpasselement.

strat für die Mikrostreifenleitung wurde Rogers RT5880 verwendet, für den Koppelbereich wurde Rogers RT5870 genutzt. Der Messaufbau mit Abmessungen ist in Abbildung 5.19 dargestellt.

Abbildung 5.20 zeigt den Vergleich der gemessenen mit den simulierten S-Parametern der Struktur. Für die Messung wurde der Netzwerkanalysator auf Hohlleiter-Ebene kalibriert.

Die Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung ist wieder sehr gut. Die Schwankungen in Transmission und Reflexion sind durch den verwendeten Aufbau zu erklären. Da der Aufbau mit dem  $\lambda/4$ -Transformator nicht speziell für diesen Messaufbau entworfen wurde, kommt es zu mehreren Reflexionsstellen innerhalb des gewählten Frequenzbereichs. Diese werden durch den Abstand zwischen den Diskontinuitäten des wiederverwendeten Aufbaus verursacht. Dadurch kommt es zu Überlagerung von rücklaufenden Wellen, was zu einer Verschlechterung der Reflexion von bis zu 6 dB führen kann. Dieses Problem kann durch Modifikation der Leitungslänge behoben werden. Für gut angepasste Bereiche erreicht die Messung des *back-to-back*-Aufbaus Einfügedämpfungen von 0.8 dB. Somit kann ein Einzelübergang unter Berücksichtigung von Leitungsverlusten eine Einfügedämpfung von 0.3 dB erreichen. Die Ergebnisse der Verifikation sind deswegen als gut zu bewerten und zeigen, dass mit dieser Art Übergang steckbare Adapter von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter realisiert werden können.

## 5.4. Bandpassfilter mit integrierten Inline-Übergängen

Um die vielversprechenden Simulationen für einen in das Filterdesign integrierten Übergang zu verifizieren, wurde ein Prototyp eines Hohlleiterfilters mit integriertem Übergang erstellt [80]. Dazu wurde ein Aufbau aus drei gekoppelten Hohlleiterresonatoren ausgewählt, die inneren Impedanzinverter wurden mit induktiven Blenden realisiert, die

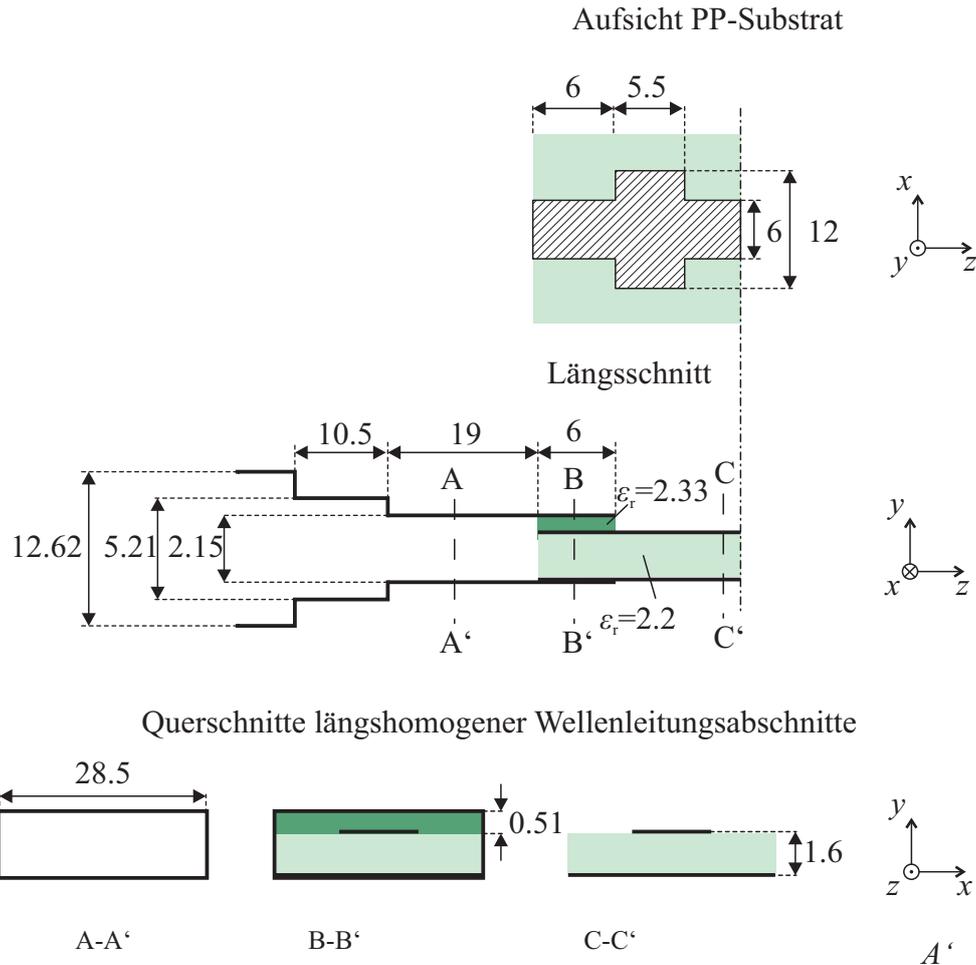


Abbildung 5.19.: Messaufbau für einen feldgekoppelten Übergang zwischen MSL und HL mit Anpassstruktur. Alle Maßeinheiten sind in mm.

äußeren Inverter durch einen Wellenleitungsübergang von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung. Als Substrat für die Mikrostreifenleitung wurde RO3003 von der Firma Rogers gewählt, mit einer Dicke von  $d_{\text{sub}} = 0.76$  mm. Für eine  $50 \Omega$ -Leitung muss die Streifenleiterbreite dann etwa 1.9 mm betragen. Eine SMA-Buchse mit einem Pin-Durchmesser von 1.4 mm kann somit ohne weitere Anpassungen einfach auf die Leitung gelötet werden. Als Koppelsubstrat wurde das Material Rogers RO3010 verwendet. Um dieses mechanisch auf der Mikrostreifenleitung zu fixieren, wurde es an der entsprechenden Stelle im Übergangsbereich aufgeklebt. Abbildung 5.21 zeigt das Simulationsmodell des Übergangs.

Das dreikreisige Hohlleiterfilter mit den integrierten feldgekoppelten Übergängen wurde mittels Frästechnik aus einem Messingblock hergestellt. Der Aufbau besteht aus einem

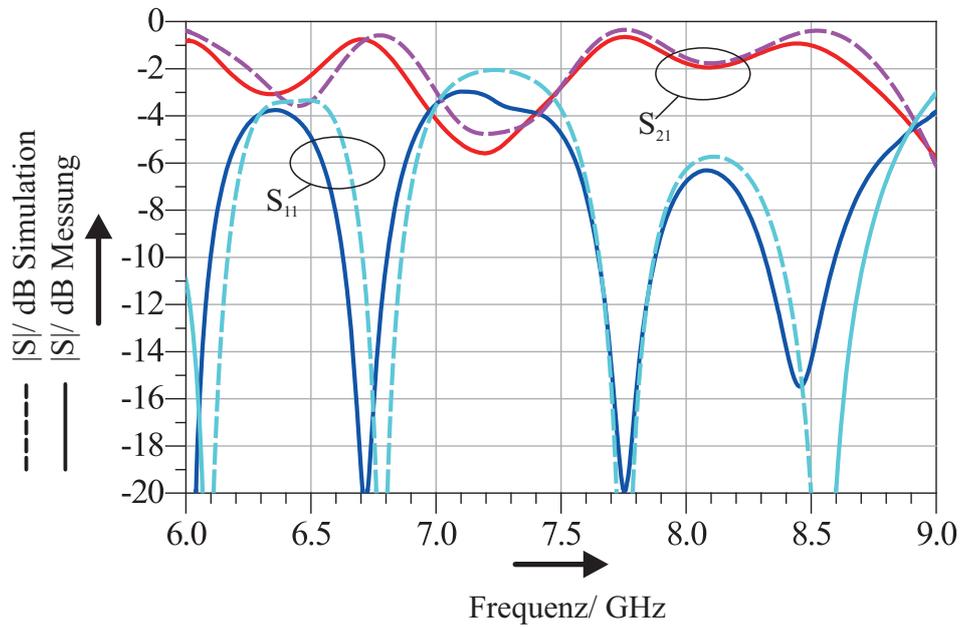


Abbildung 5.20.: Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von MSL auf HL nach Abbildung 5.19.

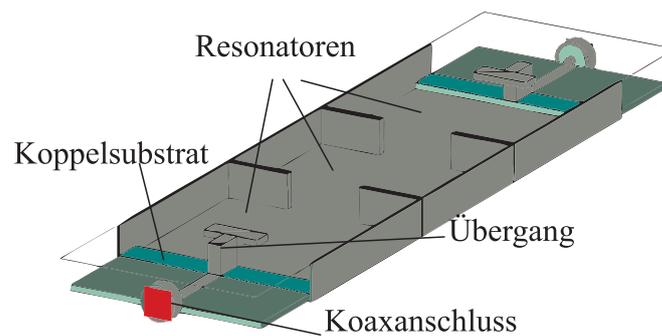


Abbildung 5.21.: Schnitt durch das Simulationsmodell des Filters mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen.

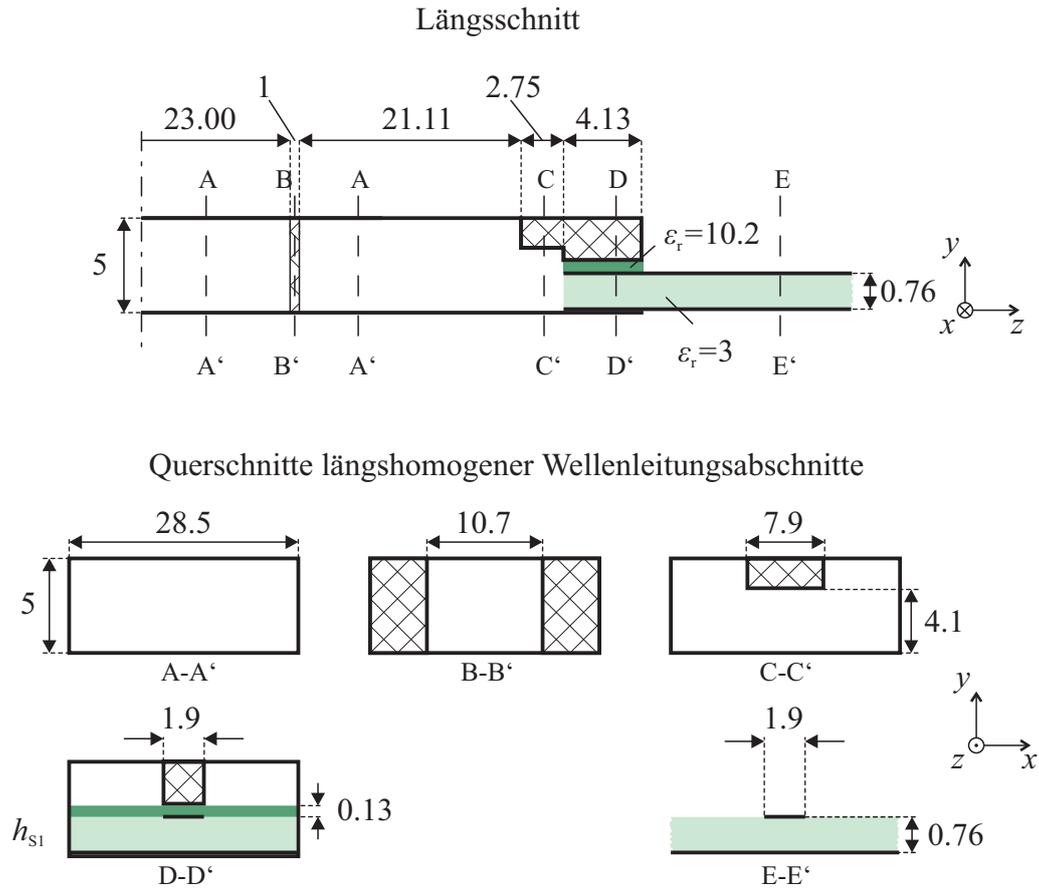


strukturierten Teil und einer nicht strukturierten Bodenplatte. Beide Teile können mittels Schraubverbindungen galvanisch verbunden werden. Obwohl die Schnittebene für den Hohlleiter nicht ideal ist, wurde dieser Aufbau aufgrund der besseren Fertigbarkeit einer Schnittebene in der E-Ebene vorgezogen. In Abbildung 5.22 sind der prinzipielle Aufbau mit Abmessungen und Fotografien des gefrästen Bauteils und des gesamten Messaufbaus gezeigt.

Gemessen wurde mit einem Netzwerkanalysator mit koaxialer Kalibration. Die Anschlusslänge der beiden Mikrostreifenleitungen betrug 12.5 mm. Der Vergleich zwischen Simulation und Messung ist in Abbildung 5.23 gezeigt.

Die Übereinstimmung zwischen den simulierten und den gemessenen S-Parametern ist gut. Die gemessene Einfügedämpfung im gewünschten Frequenzbereich liegt zwischen 1.8 und 1.1 dB, wobei der maximale Wert durch die bei dieser Frequenz nicht ideale Anpassung verursacht ist. An dieser Stelle gibt es auch einen deutlichen Unterschied zwischen gemessener und simulierter Anpassung. Der Grund dafür sind die unterschiedlichen Referenzebenen von Messung und Simulation. Bei der Simulation wurde die Referenzebene auf die Mikrostreifenleitung gelegt, bei der Messung lag die Referenzebene bei den SMA-Anschlüssen. Eine mögliche Fehlanpassung zwischen Koaxialanschluss und Mikrostreifenleitung wurde so in der Simulation nicht berücksichtigt.

Berücksichtigt man die Verluste der SMA-Stecker und der Zuleitungen, etwa 0.8 dB, erreicht das Filter eine minimale Einfügedämpfung von 0.3 dB. Dies zeigt, dass die Integration von Übergängen als Immitanzinverter ein geeignetes Vorgehen für zukünftige hochintegrierte HF-Systeme ist.



(a) Prinzipieller Aufbau mit Abmessungen in mm.

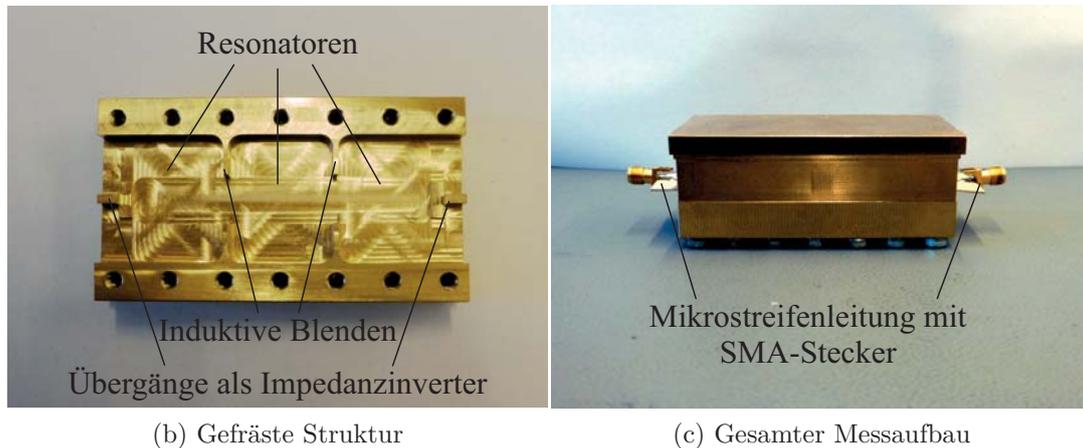
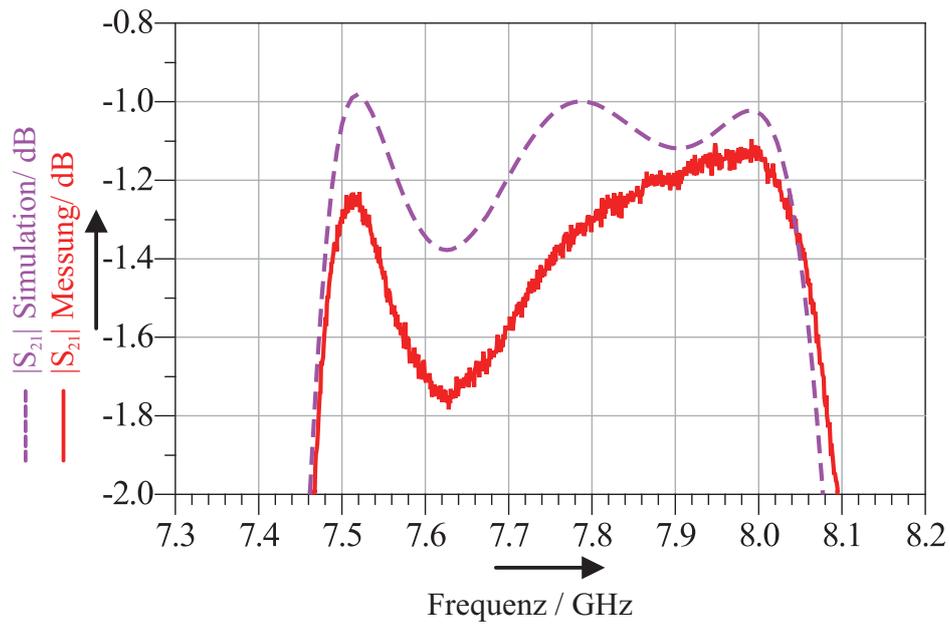
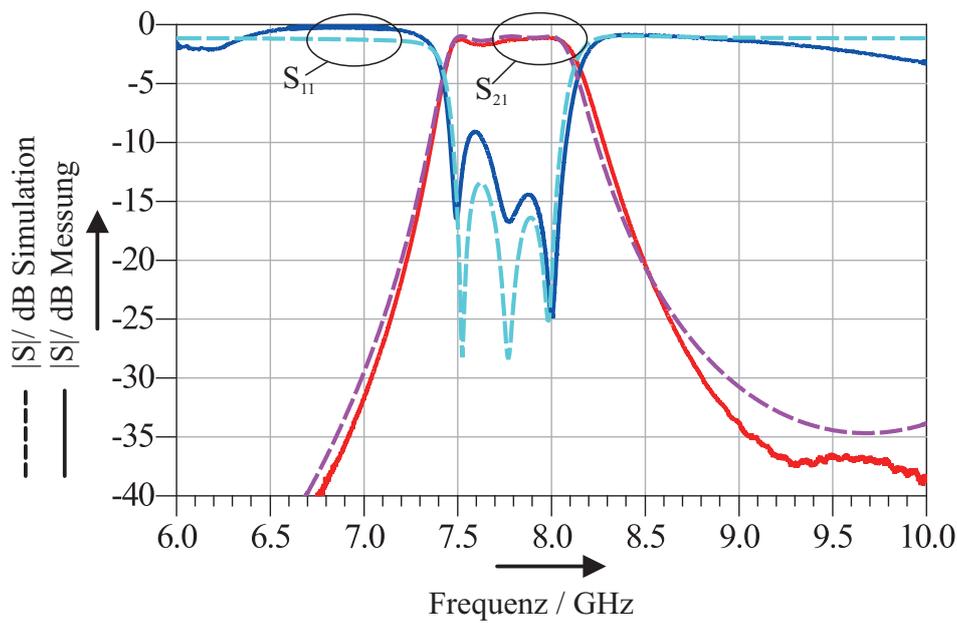


Abbildung 5.22.: Prinzipieller Aufbau und Fotografien des Hohlleiterfilters mit integrierten Übergängen mit Inverterfunktion. In 5.22b ist der strukturierte Teil des aus Messing gefertigten Filters zu sehen, in 5.22c ist das komplett montierte Filter mit angeschlossenen Substraten gezeigt.



(a) Transmission



(b) Reflexion und Transmission

Abbildung 5.23.: Vergleich der gemessenen Daten mit der Feldsimulation für ein Hohlleiterfilter mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen nach Abbildung 5.22.



## 6. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurden neue Möglichkeiten zur Realisierung und Integration von verlustarmen Wellenleitungsübergängen zwischen Planar- und Hohlleiterschaltungen untersucht. Im Gegensatz zu bisher gebräuchlichen Konzepten wurde hierbei verstärkt auf eine einfache Montage und Herstellung bei gleichzeitig geringen elektrischen Verlusten geachtet. Schwerpunktmäßig wurden auch feldgekoppelte Übergänge aufgrund ihrer guten Toleranzstabilität und Integrationsmöglichkeiten als Immitanzinverter untersucht.

Zunächst wurde gezeigt, dass sich die hier vorgestellten feldgekoppelten Übergänge wie leerlaufende Richtkoppler verhalten. Dazu wurde erstmals basierend auf S-Parametern beschrieben, dass an zwei Toren leerlaufende bzw. kurzgeschlossene Richtkoppler als Immitanzinverter genutzt werden können. Mit der Beschreibung mittels S-Parametern kann im Gegensatz zu den bisher bekannten Beziehungen eine exakte direkte Relation zwischen Inverterkonstante und Even- bzw. Odd-Impedanz für an zwei Toren leerlaufende bzw. kurzgeschlossene Richtkoppler hergestellt werden. Außerdem wurde eine neue Näherung für diesen Zusammenhang vorgestellt, welche die Genauigkeit der bisher gebräuchlichen Näherung deutlich übertrifft. Damit wurden erstmals passende Beschreibungen für entsprechende Leitungsmodelle bereitgestellt, um die in dieser Arbeit vorgestellten feldgekoppelten Inline-Übergänge unter bestimmten Voraussetzungen als Immitanzinverter in Filterentwürfen zu verwenden.

Da in modernen HF-Systemen verschiedenste Wellenleitungen für unterschiedliche funktionale Teilbereiche eingesetzt werden können, wurden des Weiteren diverse Möglichkeiten zur Realisierung von Wellenleitungsübergängen zwischen Planar- und Hohlleiterschaltungen vorgestellt. Dazu wurden sowohl galvanisch kontaktierte als auch feldgekoppelte Varianten von Übergängen zwischen Hohlleitern, Mikrostreifenleitungen und Parallelplattenleitungen untersucht. Dabei wurden vor allem steck- und klemmbare Verbindungen in Betracht gezogen, die ohne Löt- oder Schraubverbindungen einen verlustarmen Übergang zwischen den jeweiligen Wellenleitungen ermöglichen. Durch verschiedene Simulationen wurde dabei gezeigt, dass diese neuartigen Konzepte über gute Transmissionseigenschaften verfügen und dennoch eine einfache Herstellung und Montage ermög-



lichen. Außerdem wurde die Toleranzstabilität eines feldgekoppelten Inline-Übergangs im Vergleich zu einem konventionellen Wellenleitungsübergang untersucht. Der hier vorgestellte Ansatz weist dabei deutlich mehr Stabilität gegenüber Herstellungstoleranzen auf als die konventionelle Variante.

Die in den Grundlagen behandelten Richtkopplereigenschaften der Inline-Übergänge wurden dann für eine Integration der Übergänge in ein Hohlleiterfilter genutzt. Dazu wurde anhand der bereitgestellten neuen Beziehungen ein Verfahren zur Ermittlung der Geometrie eines Hohlleiterfilters mit integrierten Übergängen ausgehend von den in dieser Arbeit vorgeschlagenen Leitungsmodellen vorgestellt. Dadurch konnten geeignete Startwerte für eine nachfolgende Optimierung der Filterfunktion durch eine Feldsimulation ermittelt werden. Anschließend wurden verschiedene Beispiele für optimierte Filterentwürfe untersucht. Dabei wurden Übergänge von Parallelplattenleitung auf Hohlleiter und von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter als Immitanzinverter in das Filterdesign integriert. Weiterhin wurde auch eine Möglichkeit vorgestellt, die vorgeschlagenen Wellenleitungsübergänge für ein oberflächenmontierbares Filter anzuwenden. Die behandelten Beispiele zeigen, dass mit den in dieser Arbeit eingeführten Konzepten neuartige hochintegrierte Filter realisierbar sind, welche über Filterprototypen und mit den hier erstmals vorgeschlagenen Leitungsmodellen der Inline-Übergänge synthetisiert werden können.

Die verschiedenen in dieser Arbeit vorgestellten Konzepte wurden anschließend messtechnisch verifiziert. Dabei wurde auch die Herstellung von Wellenleitungsübergängen mittels Lasersintertechnik im Vergleich zur Herstellung mittels Frästechnik untersucht. Dazu wurden verschiedene Testmuster wie Resonatoren und Filter mit beiden Technologien aufgebaut und anschließend die elektrischen Eigenschaften gemessen. Daraus geht hervor, dass die Lasersintertechnik für Frequenzen bis zu 10 GHz trotz verhältnismäßig hoher Oberflächenrauigkeit genügend gute elektrische Eigenschaften aufweist und deswegen für die in dieser Arbeit behandelten Strukturen verwendet werden kann. Unter Berücksichtigung dieser Erkenntnisse wurden dann verschiedene Übergänge zwischen planaren Strukturen und Hohlleitern aufgebaut und gemessen. Dabei wurden sowohl Testaufbauten mit galvanischer Kontaktierung als auch Aufbauten mit feldgekoppelten Übergängen untersucht. Die Messungen der verschiedenen Testaufbauten weisen geringe Einfügedämpfungen auf und verifizieren die erzielten Ergebnisse der Simulationen. Dadurch wird gezeigt, dass klemm- und steckbare Übergänge von Hohlleitern auf planare Strukturen auch in der Praxis realisierbar sind. Die guten elektrischen Eigenschaften der zum Teil handgefertigten Aufbauten bestätigen außerdem die in den Simulationen vorhergesagte gute Stabilität gegenüber Fertigungstoleranzen. Auch ein dreikreisiges Hohl-

leiterfilter mit als Immitanzinverter integrierten Übergängen wurde als Testaufbau erstellt und gemessen. Die zwei äußeren Inverter wurden dabei durch feldgekoppelte Übergänge von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter realisiert. Das Filter mit den integrierten Übergängen wurde aus einem Messingblock gefräst, die planaren Strukturen wurden mit Standard-Prozessen auf kommerziell erhältlichen Substraten realisiert. Der Testaufbau erreichte dabei in den Messungen geringe Werte für die Einfügedämpfung innerhalb des Durchlassbereiches und eine gute Flankensteilheit. Somit konnte die Messung das Potenzial der hier vorgestellten Methode für die Nutzung von Wellenleitungsübergängen als Immitanzinverter in hochintegrierten HF-Systemen bestätigen.

Für die Wellenleitungsübergänge wurden in der Arbeit bereits einige Ansätze für eine möglichst stabile Verbindung zwischen Substrat und Hohlleiter vorgestellt. Weitere Untersuchungen könnten die mechanischen Eigenschaften der steckbaren Verbindungen weiter verbessern. Durch geeignete Arretierungen könnten die Übergänge somit auch den Anforderungen an in der Industrie üblichen Umwelttests standhalten. Des Weiteren könnten dabei durch die Implementierung von Schirmungs-Mechanismen die elektrischen Eigenschaften noch weiter verbessert werden. Das hier untersuchte Lasersinter-Verfahren könnte dabei für die Herstellung von innovativen, in Frästechnik nicht realisierbaren, Strukturen genutzt werden.

Auch eine weitere Untersuchung des hier vorgestellten und mittels Feldsimulation untersuchten Konzepts eines oberflächenmontierbaren Filters ist lohnenswert. Ein besonderes Augenmerk könnte dabei auf die Wahl eines geeigneten Werkstoffes für die Herstellung des Filter-Bauteils gelegt werden. Dieses könnte z.B. aus metallisiertem Kunststoff hergestellt werden, welcher durch Spritzguss-Verfahren in großen Stückzahlen sehr kostengünstig hergestellt werden kann. Damit könnten hochgütige Hohlleiterfilter kostengünstig auf planare Strukturen aufgebracht werden, und so eine gute Alternative zu den bisher weithin verbreiteten planar integrierten Filterstrukturen bieten, welche durch die begrenzten Güten der planaren Resonatoren größere Werte für die Einfügedämpfung zur Folge haben.

Bei heutigen Mobilfunk-Basisstationen führen besonders galvanische Kontaktierungen mittels Schraub- oder Lötverbindungen zu unerwünschter passiver Intermodulation, kapazitiv gekoppelte Strukturen hingegen scheinen dagegen weniger anfällig zu sein. Um den Einsatz der Übergangskonzepte im Mobilfunkbereich für 5G-Anwendungen weiter zu prüfen, ist deswegen das Verhalten der Übergänge hinsichtlich passiver Intermodulation ein interessanter Punkt. Dazu müsste das Verhalten der Wellenleitungsübergänge bei höheren Übertragungsleistungen untersucht werden. Dabei könnten sich besonders



die feldgekoppelten Übergänge aufgrund ihrer nicht galvanischen Anbindung als günstig hinsichtlich passiver Intermodulation erweisen.



# Literaturverzeichnis

- [1] IEEE 802.3 ETHERNET WORKING GROUP: IEEE 802.3<sup>TM</sup> industry connections ethernet bandwidth assessment. IEEE 802.3 BWA Ad Hoc Report, 2012
- [2] EUTELSAT: *Tooway - Schnelles Internet Überall*. [http://www.tooway.de/?am\\_force\\_theme\\_layout=desktop](http://www.tooway.de/?am_force_theme_layout=desktop), zuletzt besucht am 25. Juni 2014)
- [3] BOTTA, A. ; PESCAPE, A.: New generation satellite broadband internet services: Should ADSL and 3G worry? In: *Proceedings on IEEE INFOCOM*, 2013. – ISSN 0743–166X, S. 3279–3284
- [4] PROCHAZKA, T. ; SZENDIUCH, I.: Resonators embedded in LTCC. In: *26th International Spring Seminar on Electronics Technology: Integrated Management of Electronic Materials Production*, 2003, S. 145–149
- [5] HEUERMANN, H.: *Hochfrequenztechnik - Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen*. 2. Auflage. Vieweg + Teubner, 2009. – ISBN 9783834807694
- [6] KASSNER, J.: *Untersuchungen zur Aufbau- und Verbindungstechnik von komplexen Millimeterwellen-Modulen*, Universität Ulm, Diss., 2000
- [7] YUN, T.-S. ; NAM, H. ; KIM, K.-B. ; LEE, J.-C.: Iris waveguide bandpass filter using substrate integrated waveguide (SIW) for satellite communication. In: *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings (APMC)* Bd. 1, 2005, S. 4 pp.–
- [8] ESA, M. ; SINNATHAMBY, R. ; YUSOFF, M. F. M. ; MURAD, N. A.: Design of microwave direct-coupled cavity waveguide filter for VSAT communication at C-band using MathCAD software. In: *International RF and Microwave Conference (RFM)*, 2006, S. 116–120
- [9] HAN, K.-Y. ; PAO, C.-K.: A V-band waveguide to microstrip inline transition. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012. – ISSN 0149–645X, S. 1–3



- [10] REBOLLO, A. ; LARUMBE-GONZALO, B. ; GONZALO, R. ; EDERRA, I.: Full W-Band microstrip-to-waveguide inline transition. In: *8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2014, S. 2591–2593
- [11] YUNCHI, Z. ; RUIZ-CRUZ, J. A. ; ZAKI, K. A. ; PILOTO, A. J.: A waveguide to microstrip inline transition with very simple modular assembly. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 20 (2010), Nr. 9, S. 480–482. <http://dx.doi.org/10.1109/LMWC.2010.2056358>. – DOI 10.1109/LMWC.2010.2056358. – ISSN 1531–1309
- [12] STRAUSS, G. ; MENZEL, W.: Millimeter-wave monolithic integrated circuit interconnects using electromagnetic field coupling. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology, Part B: Advanced Packaging* 19 (1996), May, Nr. 2, S. 278–282. <http://dx.doi.org/10.1109/96.496029>. – DOI 10.1109/96.496029. – ISSN 1070–9894
- [13] PARK, K. Y. ; WIWATCHARAGOSES, N. ; CHAHAL, P.: Plastic injection micro-machining of millimeter and sub-millimeter rectangular waveguide filters. In: *36th International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz)*, 2011. – ISSN 2162–2027, S. 1–2
- [14] ASAO, H. ; YONEDA, N. ; MUKUDA, M. ; YAMASAKI, K. ; KAMOHARA, O. ; YOSHINO, Y. ; HENMI, K.: Metal-plated plastic waveguide filter using injection molding process. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* Bd. 2, 2003. – ISSN 0149–645X, S. 941–944 vol.2
- [15] LOHINETONG, D. ; THEVENARD, J. ; NICOLAS, C. ; MINARD, P. ; LOUZIR, A. ; COUPEZ, J. P. ; PERSON, C.: Microstrip to surface mounted foam-based waveguide transition for Ka-band filter integration. In: *Proceedings on 4th International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2004, S. 899–902
- [16] GOIA, N. ; KELLY, M. ; STARSKI, J. P.: Waveguide to microstrip transitions at 8.45 GHz. In: *34th European Microwave Conference (EuMC)* Bd. 2, 2004, S. 977–980
- [17] SCHMUECKLE, F. J. ; GROSS, W. ; HIRCHE, K. ; ROSTEWITZ, M. ; HEINRICH, W.: A 30-GHz waveguide-to-microstrip-transition. In: *IEEE/MTT-S International Microwave Symposium*, 2007. – ISSN 0149–645X, S. 1169–1172



- [18] SHIH, Y.-C. ; TON, T.-N. ; BUI, L.Q.: Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter-wave applications. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1988, S. 473–475 vol.1
- [19] MACHAC, J. ; MENZEL, W.: On the design of waveguide-to-microstrip and waveguide-to-coplanar line transitions. In: *23rd European Microwave Conference (EuMC)*, 1993, S. 615–616
- [20] SAKAKIBARA, K. ; HIRONO, M. ; KIKUMA, N. ; HIRAYAMA, H.: Broadband and planar microstrip-to-waveguide transitions in millimeter-wave band. In: *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)* Bd. 3, 2008, S. 1278–1281
- [21] OH, H.-S. ; YEOM, K.-W.: A full Ku-band reduced-height waveguide-to-microstrip transition with a short transition length. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 58 (2010), Nr. 9, S. 2456–2462. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2010.2058251>. – DOI 10.1109/TMTT.2010.2058251. – ISSN 0018–9480
- [22] LIU, S.-F. ; SHI, X.-W.: A novel wideband waveguide-to-microstrip transition with waveguide stepped impedance transformer. In: *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)* Bd. 2, 2012, S. 1–4
- [23] TAJIMA, T. ; SONG, H.-J. ; YAITA, M.: Wideband probe-type microstrip-to-waveguide transition integrated in LTCC. In: *Electronics Letters* 50 (2014), January, Nr. 3, S. 194–195. <http://dx.doi.org/10.1049/el.2013.3860>. – DOI 10.1049/el.2013.3860. – ISSN 0013–5194
- [24] SEO, K. ; NAKATSU, A. ; SAKAKIBARA, K. ; KIKUMA, N.: Via-hole-less planar microstrip-to-waveguide transition in millimeter-wave band. In: *China-Japan Joint Microwave Conference Proceedings (CJMW)*, 2011, S. 1–4
- [25] PERSON, C. ; CAILLIERE, N. ; COUPEZ, J.-P. ; TONG, D.-L.-H. ; IOUZIR, A.: Co-integration of filters and waveguide to microstrip transitions using the foam technology. In: *33rd European Microwave Conference (EuMC)* Bd. 1, 2003, S. 435–438 Vol.1
- [26] BOUKARI, B. ; MOLDOVAN, E. ; AFFES, S. ; KE, W. ; BOSISIO, R. G. ; TATU, S.-O.: Robust microstrip-to-waveguide transitions for millimeter-wave radar sensor



- applications. In: *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 8 (2009), S. 759–762. <http://dx.doi.org/10.1109/LAWP.2009.2016681>. – DOI 10.1109/LAWP.2009.2016681. – ISSN 1536–1225
- [27] YAO, H.-W. ; ABDELMONEM, A. ; JI-FUH, L. ; ZAKI, K. A.: Analysis and design of microstrip-to-waveguide transitions. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 42 (1994), Dec, Nr. 12, S. 2371–2380. <http://dx.doi.org/10.1109/22.339769>. – DOI 10.1109/22.339769. – ISSN 0018–9480
- [28] ZARBA, G. ; BERTIN, G. ; ACCATINO, L. ; BESSO, P.: An improved approach to implement a microstrip to waveguide transition. In: *Antennas and Propagation Society (AP-S) International Symposium Digest Bd. 3, 1995*, S. 1502–1505 vol.3
- [29] SELER, E. ; WOJNOWSKI, M. ; HARTNER, W. ; SORGEL, W. ; BOCK, J. ; LACHNER, R. ; HASCH, J. ; WEIGEL, R.: Chip-to-rectangular waveguide transition realized in embedded wafer level ball grid array (eWLB) package. In: *IEEE 15th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2014, S. 1–4
- [30] KANEDA, N. ; QIAN, Y. ; ITOH, T.: A broad-band microstrip-to-waveguide transition using quasi-Yagi antenna. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 47 (1999), Dec, Nr. 12, S. 2562–2567. <http://dx.doi.org/10.1109/22.809007>. – DOI 10.1109/22.809007. – ISSN 0018–9480
- [31] FANG, R.-Y. ; WANG, C.-L.: Miniaturized microstrip-to-waveguide transition using capacitance-compensated broadside-coupled microstrip line. In: *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology* 3 (2013), Sept, Nr. 9, S. 1588–1596. <http://dx.doi.org/10.1109/TCPMT.2013.2244644>. – DOI 10.1109/TCPMT.2013.2244644. – ISSN 2156–3950
- [32] YANG, M.-H. ; XU, J. ; ZHAO, Q. ; LI, G.-P. ; PENG, L.: Compact, broadband waveguide-to-microstrip transition using slotline antenna. In: *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2010, S. 744–747
- [33] MUELLER, T. J.: SMD-type 42 GHz waveguide filter. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest Bd. 2, 2003*. – ISSN 0149–645X, S. 1089–1092 vol.2
- [34] MENZEL, W. ; WETZEL, M.: Waveguide filter integrated into a planar circuit. In: *32nd European Microwave Conference (EuMC)*, 2002, S. 1–4



- [35] STRAUSS, G. ; BREITSAMETER, K.: A circular polarized TEM horn antenna array with large scanning angle. In: *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, 2011, S. 98–101
- [36] MATTHAEI, G. L. ; YOUNG, L. ; JONES, E. M. T.: *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. 1st Edition. McGraw-Hill, Inc., 1964. – ISBN 0070409536
- [37] POZAR, D. M.: *Microwave Engineering*. 3rd Edition. John Wiley & Sons, Inc., 2005. – ISBN 978047144878–5
- [38] COHN, S. B.: Parallel-coupled transmission-line-resonator filters. In: *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 6 (1958), Nr. 2, S. 223–231. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.1958.1124542>. – DOI 10.1109/TMTT.1958.1124542. – ISSN 0097–2002
- [39] LEVY, R.: A generalized design technique for practical distributed reciprocal ladder networks. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 21 (1973), Nr. 8, S. 519–526. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.1973.1128051>. – DOI 10.1109/TMTT.1973.1128051. – ISSN 0018–9480
- [40] HOFFMANN, R. K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen*. 1st Edition. Springer Berlin Heidelberg, 1983. – ISBN 9783662120989
- [41] BIANCHI, G. ; SORRENTINO, R.: *Electronic Filter Simulation & Design*. 1st Edition. McGraw-Hill, Inc., 2007. – ISBN 9780071494670
- [42] SCHWAB, W. ; MENZEL, W.: On the design of planar microwave components using multilayer structures. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 40 (1992), Jan, Nr. 1, S. 67–72. <http://dx.doi.org/10.1109/22.108324>. – DOI 10.1109/22.108324. – ISSN 0018–9480
- [43] WEILAND, T.: A discretization model for the solution of Maxwell’s equations for six-component fields. In: *Archiv Elektronik und Uebertragungstechnik* 31 (1977), S. 116–120
- [44] WEILAND, T.: RF microwave simulators - from component to system design. In: *33rd European Microwave Conference (EuMC)* Bd. 2, 2003, S. 591–596 vol.2



- [45] CST AG: *CST Microwave Studio 2013 Online Help, The Simulation Method*. Online Help, 2013
- [46] YEE, K.: Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 14 (1966), May, Nr. 3, S. 302–307. <http://dx.doi.org/10.1109/TAP.1966.1138693>. – DOI 10.1109/TAP.1966.1138693. – ISSN 0018–926X
- [47] GENG, N.: *Simulation physikalischer Systeme (SimPS)*. Skriptum zur gleichnamigen Vorlesung an der Hochschule München, 2012
- [48] ITOH, T.: *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. Wiley-Interscience, 1989
- [49] BREITSAMETER, K. ; SPRANGER, C. ; KEES, N. ; STRAUSS, G.: A circular polarized electronically scanned antenna array with integrated transceiver system. In: *The 7th German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, S. 1–4
- [50] PANDEY, K. ; MUCHHAL, N. ; NIWARIA, K. ; MANKE, S.: Design of parallel-plate transmission line feeding differentially driven patch antenna for GPS application. In: *INTERNATIONAL JOURNAL OF COMPUTERS & TECHNOLOGY* 12 (2014), Nr. 4. <http://cirworld.org/journals/index.php/ijct/article/view/3506>. – ISSN 2277–3061
- [51] KWON, D.-H. ; KIM, Y.: A wideband vertical transition between co-planar waveguide and parallel-strip transmission line. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 15 (2005), Sept, Nr. 9, S. 591–593. <http://dx.doi.org/10.1109/LMWC.2005.855379>. – DOI 10.1109/LMWC.2005.855379. – ISSN 1531–1309
- [52] MENDIS, R. ; GRISCHKOWSKY, D.: THz interconnect with low-loss and low-group velocity dispersion. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 11 (2001), Nov, Nr. 11, S. 444–446. <http://dx.doi.org/10.1109/7260.966036>. – DOI 10.1109/7260.966036. – ISSN 1531–1309
- [53] LEAL-SEVILLANO, C. A. ; RUIZ-CRUZ, J. A. ; MONTEJO-GARAI, J. R. ; REBOLLAR, J. M.: Rigorous analysis of the parallel-plate waveguide by the hybrid mode formulation: From the TEM mode to the surface plasmon polariton. In: *XXXth URSI General Assembly and Scientific Symposium*, 2011, S. 1–4



- [54] ZHAN, H. ; MENDIS, R. ; MITTLEMAN, D. M.: Superfocusing terahertz waves below  $\lambda/250$  using plasmonic parallel-plate waveguides. In: *Opt. Express* 18 (2010), Apr, Nr. 9, 9643–9650. <http://dx.doi.org/10.1364/OE.18.009643>. – DOI 10.1364/OE.18.009643
- [55] UHER, J. ; BORNEMANN, J. ; ROSENBERG, U.: *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*. 1st Edition. Artech House, Inc., 1993. – ISBN 0890065829
- [56] HASAN, S. A.: Design and measurement techniques for innovative, high performance, circularly polarized, ultra wideband corrugated horn antenna with septum polarizer for space applications. In: *IEEE International Conference on Microwave Technology Computational Electromagnetics (ICMTCE)*, 2011, S. 323–326
- [57] LEAL-SEVILLANO, C. A. ; COOPER, K. B. ; RUIZ-CRUZ, J. A. ; MONTEJO-GARAI, J. R. ; REBOLLAR, J. M.: A 225 GHz circular polarization waveguide duplexer based on a septum orthomode transducer polarizer. In: *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology* 3 (2013), Sept, Nr. 5, S. 574–583. <http://dx.doi.org/10.1109/TTHZ.2013.2264317>. – DOI 10.1109/TTHZ.2013.2264317. – ISSN 2156–342X
- [58] AMARI, S. ; ROSENBERG, U.: Modular design of dual-mode filters using elliptic cavities. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2005. – ISSN 01490–645X, S. 4 pp.–
- [59] TOMASSONI, C. ; BASTIOLI, S. ; SORRENTINO, R.: Generalized TM dual-mode cavity filters. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 59 (2011), Dec, Nr. 12, S. 3338–3346. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2011.2172622>. – DOI 10.1109/TMTT.2011.2172622. – ISSN 0018–9480
- [60] RUIZ-CRUZ, J. A. ; MONTEJO-GARAI, J. R. ; REBOLLAR, J. M. ; DAGANZO, A. I. ; HIDALGO-CARPINTERO, I.: Design of Riblet-type couplers for Ka band applications. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2007, S. 4276–4279
- [61] ALESSANDRI, F. ; GIORDANO, M. ; GUGLIELMI, M. ; MARTIRANO, G. ; VITULLI, F.: A new multiple-tuned six-port Riblet-type directional coupler in rectangular waveguide. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 51 (2003),



- May, Nr. 5, S. 1441–1448. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2003.810152>. – DOI 10.1109/TMTT.2003.810152. – ISSN 0018–9480
- [62] MARCUVITZ, N.: *Waveguide Handbook*. Stevenage, UK, UK : Institution of Electrical Engineers, 1986. – ISBN 0863410588
- [63] HONG, J.-S. ; LANCASTER, M. J.: *Microstrip Filters for RF Microwave Applications*. 1st Edition. John Wiley & Sons, Inc., 2001. – ISBN 0471221619
- [64] HAMMERSTAD, E. ; JENSEN, O.: Accurate models for microstrip computer-aided design. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1980, S. 407–409
- [65] BAHL, I. J. ; GARG, R.: Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness. In: *Proceedings of the IEEE* 65 (1977), Nov, Nr. 11, S. 1611–1612. <http://dx.doi.org/10.1109/PROC.1977.10783>. – DOI 10.1109/PROC.1977.10783. – ISSN 0018–9219
- [66] STRAUSS, G. ; SPRANGER, C.: Different inline transitions between rectangular waveguides and planar waveguides. In: *German Microwave Conference (GeMIC)*, 2011, S. 1–4
- [67] MUELLER, T. J. ; GRABHERR, W. ; ADELSECK, B.: Surface-mountable metalized plastic waveguide filter suitable for high volume production. In: *33rd European Microwave Conference (EuMC)* Bd. 3, 2003, S. 1255–1258 Vol.3
- [68] TOPAK, E. ; HASCH, J. ; ZWICK, T.: Compact topside millimeter-wave waveguide-to-microstrip transitions. In: *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 23 (2013), Dec, Nr. 12, S. 641–643. <http://dx.doi.org/10.1109/LMWC.2013.2284824>. – DOI 10.1109/LMWC.2013.2284824. – ISSN 1531–1309
- [69] ARTEMENKO, A. ; MALTSEV, A. ; MASLENNIKOV, R. ; SEVASTYANOV, A. ; SSORIN, V.: Design of wideband waveguide to microstrip transition for 60 GHz frequency band. In: *41st European Microwave Conference (EuMC)*, 2011, S. 838–841
- [70] ENAYATI, A. ; BREBELS, S. ; VANDENBOSCH, G. ; DE RAEDT, W.: A wideband waveguide-to-multilayer-PCB-microstrip transition for millimetre wave measurement applications. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, S. 1148–1151



- [71] TONG, Z. ; STELZER, A. ; MENZEL, W. ; WAGNER, C. ; FEGER, R. ; KOLMHOFER, E.: A wide band transition from waveguide to differential microstrip lines. In: *Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, 2008, S. 1–4
- [72] HOLZMAN, E.: *Essentials of RF and Microwave Grounding*. First edition. Artech House Inc., 2006. – ISBN 1580539413
- [73] DENLINGER, E. J.: Losses of microstrip lines. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 28 (1980), Jun, Nr. 6, S. 513–522. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.1980.1130112>. – DOI 10.1109/TMTT.1980.1130112. – ISSN 0018–9480
- [74] RAUSCHER, C. ; KIRCHHOEFER, S. W.: Miniature ridge-waveguide filter module employing moldable dielectric material. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 54 (2006), March, Nr. 3, S. 1190–1195. <http://dx.doi.org/10.1109/TMTT.2005.864106>. – DOI 10.1109/TMTT.2005.864106. – ISSN 0018–9480
- [75] FAHMI, M. M. ; RUIZ-CRUZ, J. A. ; MANSOUR, R. R. ; ZAKI, K. A.: Compact wide-band ridge waveguide dual-band filters. In: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2010. – ISSN 0149–645X, S. 888–891
- [76] EOS GMBH: *EOS M 400 Produktseite*. [http://www.eos.info/systeme\\_loesungen/metall/systeme\\_und\\_zubehoer/eos\\_m\\_400](http://www.eos.info/systeme_loesungen/metall/systeme_und_zubehoer/eos_m_400), zuletzt besucht am 5. Januar 2015)
- [77] FRANKE, T.: *Entwurf eines Wellenleitungsübergangs von Koaxial- auf Parallelplattenleitung mit hoher Gleichtaktunterdrückung und Implementierung eines effizienten Designflows zur Optimierung von Duplexfiltern mit hoher TX zu RX Isolation*, Hochschule München, Masterarbeit, 2010
- [78] HART, B.: *Untersuchung verschiedener Filtervarianten in Hohlleitertopologie für die Anwendung in der Satellitenkommunikation*, Hochschule Regensburg, Diplomarbeit, 2011
- [79] LORENTE, J. A. ; MENDOZA, M. M. ; PETERSSON, A. Z. ; PAMBAGUIAN, L. ; MELCON, A. A. ; ERNST, C.: Single part microwave filters made from selective laser melting. In: *European Microwave Conference (EuMC)*, 2009, S. 1421–1424



- [80] SPRANGER, C. ; STRAUSS, G.: Modeling of inline transitions between different waveguides as impedance inverters for the use in novel filter designs. In: *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* (Submitted Contribution)
- [81] FASOLD, D.: *Compensated Compact Test Range*. <http://www.compactrange.de/index.php?id=23>, accessed May 29, 2014)



# Abbildungsverzeichnis

1.1. Übersicht über Resonatorgüten unterschiedlicher Technologien in Abhängigkeit der Frequenz, nach [5]. Abkürzungen: SL - <i>Stripline</i> , Koax - Koaxialleitung, SAW - <i>Surface Acoustic Wave</i> , BAW - <i>Bulk Acoustic Wave</i> , DR - <i>Dielectric Resonator</i> , HL - Hohlleiter. . . . .	3
1.2. Verschiedene Arten von Wellenleitungsübergängen . . . . .	4
2.1. Kaskadierung des verlustlosen reziproken Zweitores $\mathbf{S}$ mit einer Lastimpedanz $Z_L$ . Die Anordnung soll als Immitanzinverter dienen. . . . .	8
2.2. Passives, verlustloses und reziprokes Zweitor, angeschlossen an Wellenleitungen mit der Systemimpedanz $Z_0$ und Ersatzzweitor $S_{\text{gen}}$ . . . . .	10
2.3. Schaltbild eines idealen symmetrischen Richtkopplers. Die Tore 2 und 3 haben zueinander einen Phasenversatz von $90^\circ$ , der Koeffizient für das Durchgangstor ist $\alpha$ , der Koeffizient für das gekoppelte Tor ist $\beta$ . . . . .	11
2.4. Schaltbild eines idealen symmetrischen Richtkopplers mit zwei definiert terminierten Toren. Tor 2 und 3 werden gleichzeitig entweder mit einem Kurzschluss oder einem Leerlauf abgeschlossen. . . . .	11
2.5. Prinzipschaltbilder für Impedanz- und Admittanzinverter und Beispiele für Realisierungsmöglichkeiten durch eine $\lambda/4$ -Leitung, sowie durch eine parallele Induktivität für den Impedanzinverter und eine serielle Kapazität für den Admittanzinverter mit jeweils zugehörigen Anschlusslängen $\phi/2$ . . . . .	13
2.6. Vergleich der verschiedenen Methoden zur Berechnung der Even- und Odd-Impedanzen in Abhängigkeit der Inverterkonstanten $J = \tilde{J}Z_0$ , mit $Z_0 = \sqrt{Z_e Z_o}$ . Verglichen wurde die exakte Berechnung (2.32), die in dieser Arbeit vorgestellte Näherung (2.35) und die gebräuchliche Näherung (2.36). . . . .	19



2.7. Längsschnitt eines Inline-Übergangs mit schematischer Angabe der Tore. Wellenleitung 1 endet an $x_1$ mit einem Leerlauf, Wellenleitung 2 endet an $x_2$ mit einem Leerlauf. . . . .	20
2.8. Querschnitt durch den Koppelbereich eines Übergangs zwischen zwei Parallelplattenleitungen. Durch Forderung einer elektrischen Wand können diese durch zwei gekoppelte Mikrostreifenleitungen ersetzt werden. . . .	20
2.9. Schematische Darstellung der Feldwellentypen für den Gleichtakt- und Gegentaktbetrieb eines Inline-Übergangs zwischen zwei Parallelplattenleitungen. . . . .	21
2.10. Längs- und Querschnitt des feldtheoretisch simulierten Übergangs. Die angegebenen Maßeinheiten sind in mm. . . . .	22
2.11. Vergleich einer feldtheoretischen Simulation eines Übergangs von PPL auf PPL mit dem Leitungsmodell eines TEM-Kopplers. . . . .	23
2.12. Schematische Darstellung der Feldgrößen in einer Yee-Zelle, nach [47]. Die Feldgrößen mit Indizierung sind exemplarisch für je drei Feldkomponenten dargestellt. . . . .	25
3.1. Übergänge in einem Antennensystem für eine mögliche Systemkonfiguration. . . . .	30
3.2. Querschnitt einer Parallelplattenleitung mit Breite $w$ und Plattenabstand $d$ mit schematischer Darstellung der E- und H-Feldlinien. Zwischen den Platten befindet sich ein Medium mit der Permittivität $\epsilon_1$ , außerhalb ein Medium mit $\epsilon_2$ . . . . .	31
3.3. Querschnitt eines Rechteck-Hohlleiters. Die lange Kante wird üblicherweise mit $a$ , die kurze mit $b$ bezeichnet. Das elektrische Feld ist schematisch durch die roten Feldlinien, das magnetische durch die blauen dargestellt. . . . .	32
3.4. Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit schematischer Darstellung der E- und H-Feldlinien. Der überwiegende Teil des E-Feldes befindet sich im Substrat, ein kleiner Teil des Feldes befindet sich aber im Umgebungsmedium, meist Luft. Da sich die Welle in beiden Medien mit unterschiedlicher Geschwindigkeit ausbreitet, ist es keine reine TEM-Welle, sondern eine sogenannte QTEM-Welle. . . . .	34



- 3.5. Schematischer Aufbau eines orthogonalen und eines Inline-Übergangs. Die Ausbreitungsrichtung der Welle ist jeweils durch einen blauen Pfeil symbolisiert. Der Koppelabschnitt kann verschiedenste Geometrien enthalten. Bei orthogonalen Übergängen muss eine Leitung oftmals mit einem gewissen Überstand definierter Länge versehen werden. . . . . 36
- 3.6. Aufbau und Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von PPL auf PPL. Für eine optimale Anpassung müssen die Wellenwiderstände der beiden Leitungen gleich sein, also  $\frac{d_1}{w_1\sqrt{\epsilon_{r1}}} = \frac{d_2}{w_2\sqrt{\epsilon_{r2}}}$ . Für die Simulation wurden folgende Parameter verwendet:  $d_1 = 0.5$  mm,  $d_2 = 0.25$  mm,  $w_1 = w_2 = 4$  mm,  $\epsilon_{r1} = 4$ ,  $\epsilon_{r2} = 1$ . . . . . 38
- 3.7. Aufbau und Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von PPL auf PPL für zwei verschiedene Längen des Koppelbereichs. Für eine gute Anpassung ist neben der Geometrie der einzelnen Parallelplattenleitungen auch die Länge  $l_K$  entscheidend. Verwendete Längen  $l_{K1} = 6.3$  mm bzw.  $l_{K2} = 16.5$  mm. Gemeinsame Parameter des Übergangs:  $d_1 = 2.15$  mm,  $d_K = 0.254$  mm,  $d_2 = 1.6$  mm,  $w_1 = w_2 = 9$  mm,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{rK} = 2.33$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ . . . . . 39
- 3.8. Aufbau und Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von PPL auf HL. Für eine breitbandige Anpassung müssen eine oder mehrere Anpassstufen verwendet werden. Es kann auch ein kontinuierlicher Übergang verwendet werden. Parameter des Übergangs:  $h_{HL} = 1.5$  mm,  $h_S = 0.95$  mm,  $d_{PPL} = 0.5$  mm,  $l_S = 13.05$  mm,  $w_{HL} = 24$  mm,  $w_S = 7.42$  mm,  $w_{PPL} = 6$  mm,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 1$ . . . . . 42
- 3.9. Aufbau und Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf PPL. Die Länge des Koppelbereichs bestimmt das Frequenzverhalten des Übergangs. Parameter des Übergangs:  $h_{HL} = 2.1$  mm,  $d_K = 0.20$  mm,  $d_{PPL} = 1.57$  mm,  $l_H = 16.5$  mm,  $w_{HL} = 28.5$  mm,  $w_{PPL} = 9$  mm,  $\epsilon_{r1} = 1$ ,  $\epsilon_{rK} = 2.33$ ,  $\epsilon_{r2} = 2.2$ . . . . . 43
- 3.10. Aufbau eines galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Der Aufbau ermöglicht einen breitbandigen Übergang, die stufenweise Anpassung kann auch kontinuierlich ausgeführt werden. . . . . 45



3.11. Simulationsergebnisse eines galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.10. Parameter des Übergangs: $d_{\text{MSL}} = 0.508 \text{ mm}$ , $h_{\text{S1}} = 0.55 \text{ mm}$ , $h_{\text{S1}} = 2.04 \text{ mm}$ , $h_{\text{S2}} = 4.44 \text{ mm}$ , $h_{\text{HL}} = 6.45 \text{ mm}$ , $l_{\text{S1}} = 2.02 \text{ mm}$ , $l_{\text{S2}} = 2.26 \text{ mm}$ , $l_{\text{S3}} = 1.85 \text{ mm}$ , $w_{\text{MSL}} = 1.6 \text{ mm}$ , $w_{\text{HL}} = 12.95 \text{ mm}$ , $\epsilon_r = 2.2$ . . . . .	46
3.12. Aufbau eines orthogonalen galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Dieser Übergang benötigt eine differentielle Mikrostreifenleitung. . . . .	47
3.13. Simulationsergebnisse eines orthogonalen galvanisch gekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.12 Parameter des Übergangs: $d_1 = 0.1 \text{ mm}$ , $w_{\text{DMSL}} = 0.2 \text{ mm}$ , $l_1 = 5.89 \text{ mm}$ , $l_2 = 6.80 \text{ mm}$ , $h_{\text{HL}} = 2 \text{ mm}$ , $w_{\text{HL}} = 12.95 \text{ mm}$ , $l_{\text{BS}} = 2.97 \text{ mm}$ , $d_{\text{MSL}} = 0.79 \text{ mm}$ , $h_{\text{S}} = 1.85 \text{ mm}$ , $w_{\text{S}} = 1.35 \text{ mm}$ , $\epsilon_r = 2.2$ . . . . .	48
3.14. Prinzipieller geometrischer Aufbau eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL. Der Streifenleiter ist über die Länge $l_K$ mit dem Hohlleiter gekoppelt, die Massefläche ist galvanisch kontaktiert. . . . .	48
3.15. Aufbau eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL mit einem Steghohlleiter im Koppelbereich. Durch diese Anordnung können auch Hohlleiter mit größerer Bauhöhe verwendet werden. Der Steghohlleiter wird anschließend über eine stufenweise Impedanztransformation auf einen Rechteck-Hohlleiter überführt. . . . .	49
3.16. Simulationsergebnisse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.15. Parameter des Übergangs: $d_{\text{MSL}} = 0.508 \text{ mm}$ , $d_K = 0.127 \text{ mm}$ , $h_{\text{S1}} = 0.67 \text{ mm}$ , $h_{\text{S2}} = 3.55 \text{ mm}$ , $h_{\text{S3}} = 4.84 \text{ mm}$ , $h_{\text{HL}} = 6.477 \text{ mm}$ , $w_{\text{MSL}} = 1.6 \text{ mm}$ , $w_K = 1.85 \text{ mm}$ , $w_{\text{S1}} = 5.14 \text{ mm}$ , $w_{\text{S2}} = 5.13 \text{ mm}$ , $w_{\text{HL}} = 12.954 \text{ mm}$ , $l_K = 1.3 \text{ mm}$ , $l_{\text{S1}} = 3.70 \text{ mm}$ , $l_{\text{S2}} = 1.86 \text{ mm}$ , $l_{\text{S3}} = 1.77 \text{ mm}$ , $\epsilon_{r1} = 2.2$ , $\epsilon_{rK} = 10.2$ . . . . .	50
3.17. Querschnitt durch den Koppelbereich mit mechanischer Anschlagsschiene. Zwei seitlich angebrachte Anschläge verbessern den gleichmäßigen Kontakt über die gesamte Länge des Koppelbereichs. Bei Bedarf können sowohl die Anschläge als auch der eigentliche Hohlleiterübergang mit einer Abfasung versehen werden, um das Einbringen des Substrats in den Hohlleiter zu erleichtern. . . . .	50
3.18. Simulierte S-Parameter des Übergangs mit den Parametern aus Abbildung 3.16 mit zusätzlichen mechanischen Anschlägen. Diese hatten eine Höhe von $0.5 \text{ mm}$ , eine Breite von $1 \text{ mm}$ und eine Länge von $1.3 \text{ mm}$ . . . . .	51



3.19. Für die Toleranzanalyse wurde die planare Struktur, Mikrostreifenleitung inklusive Koppelsubstrat, innerhalb eines Bereiches $\pm\Delta l$ verschoben. . . . .	51
3.20. Toleranzanalyse eines feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL mit einem Steghohlleiter im Koppelbereich nach Abbildung 3.15. Toleranzwerte für Verschiebung $\pm\Delta l$ nach Abbildung 3.19 von $-0.4$ mm bis $0.4$ mm. Parameter des Übergangs: $d_{\text{MSL}} = 0.508$ mm, $d_{\text{K}} = 0.127$ mm, $h_{\text{S1}} = 0.67$ mm, $h_{\text{S2}} = 1.67$ mm, $h_{\text{S3}} = 1.46$ mm, $h_{\text{HL}} = 2$ mm, $w_{\text{MSL}} = 1.6$ mm, $w_{\text{K}} = 1.7$ mm, $w_{\text{S1}} = 3.95$ mm, $w_{\text{S2}} = 4.61$ mm, $w_{\text{HL}} = 12.954$ mm, $l_{\text{K}} = 0.6$ mm, $l_{\text{S1}} = 4.84$ mm, $l_{\text{S2}} = 2.16$ mm, $l_{\text{S3}} = 1.45$ mm, $\epsilon_{r1} = 2.2$ , $\epsilon_{rK} = 10.2$ . . . . .	52
3.21. Aufbau eines konventionellen, orthogonalen, feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL. . . . .	53
3.22. Toleranzanalyse eines konventionellen, orthogonalen, feldgekoppelten Übergangs von HL auf MSL nach Abbildung 3.21 für Toleranzwerte $\pm\Delta l$ von $-0.4$ mm bis $0$ mm. Die Parameter des Übergangs waren: $d = 0.1$ mm, $w_{\text{C}} = 1.46$ mm, $l_{\text{C}} = 0.33$ mm, $h_{\text{HL}} = 2$ mm, $w_{\text{HL}} = 12.954$ mm, $l_{\text{BS}} = 3.86$ mm, $w_{\text{MSL}} = 0.4$ mm, $d_{\text{MSL}} = 0.79$ mm, $h_{\text{S}} = 1$ mm, $w_{\text{S}} = 6.84$ mm, $\epsilon_{\text{r}} = 2.2$ . . . . .	54
4.1. Schaltbild eines dreikreisigen Filters, bestehend aus drei Resonatoren und vier Impedanzinvertoren. Für ein symmetrisches Filter muss $K_{01} = K_{34}$ und $K_{12} = K_{23}$ gelten. . . . .	56
4.2. Verschiedene Schritte im Design eines Hohlleiterfilters mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen. Aus dem idealen Filterentwurf 4.2a wird zuerst die Hohlleitergeometrie 4.2b entworfen. Zuletzt werden die Übergänge als Inverter integriert. . . . .	59
4.3. Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Hohlleiterfilters mit den ermittelten Startwerten. . . . .	61
4.4. Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Hohlleiterfilters mit integrierten Übergängen von PPL auf Hohlleiter für die ermittelten Startwerte. . . . .	61
4.5. Simulierte S-Parameter eines dreikreisigen Filters mit zwei integrierten Übergängen von PPL auf HL nach Abbildung 4.2c. Folgende Geometrieparameter wurden verwendet: $l'_{\text{res1}} = 26.13$ mm, $l_{\text{res2}} = 23.23$ mm, $w_{\text{b2}} = 10.29$ mm, $l_{\text{b}} = 0.1$ mm, $w_{\text{HL}} = 28.5$ mm, $h_{\text{HL}} = 5$ mm, $w_{\text{PPL}} = 13,2$ mm, $l_{\text{k}} = 5.4$ mm, $d_{\text{k}} = 1.4$ mm, $d_{\text{PPL}} = 2.2$ mm, $\epsilon_{\text{r},1} = 2.2$ , $\epsilon_{\text{r},\text{k}} = 2.33$ . . . . .	63



4.6.	Aufbau und Simulationsergebnisse eines dreikreisigen Filters mit zwei als Impedanzinverter integrierten Übergängen von MSL auf HL. . . . .	64
4.7.	Aufbau und Simulationsergebnisse eines dreikreisigen Filters mit zwei als Impedanzinverter integrierten Übergängen von MSL auf HL. Im Koppelbereich wird ein Steghohlleiter verwendet. . . . .	66
4.8.	Aufbau und Abmessungen eines oberflächenmontierbaren Hohlleiterfilters mit als Impedanzinverter integrierten feldgekoppelten Übergängen von Mikrostreifenleitung auf Hohlleiter. Alle Maße in mm. . . . .	67
4.9.	Simulierte S-Parameter des dreikreisigen Filters zur Oberflächenmontage.	68
5.1.	Abmessungen und Fotografie einer Filterhalbschale des Testfilters [77]. Das Filter wurde aus Messing gefräst, die Hohlleiterhöhe betrug 12.6 mm. Aus fertigungstechnischen Gründen wurde die Halbschale in der H-Ebene geschnitten. . . . .	70
5.2.	Foto des mit Lasersintertechnik hergestellten Bandpassfilters aus Aluminium. Die Flanschflächen wurden mechanisch nachbearbeitet. . . . .	71
5.3.	Messergebnisse für die Bandpassfilter. In 5.3a sind Transmission und Reflexion der beiden Filter dargestellt, in 5.3b ist die Transmission beider Messungen im Vergleich zu einer verlustlosen Simulation gezeigt. . . . .	72
5.4.	Längsschnitt des verwendeten Hohlleiterresonators ohne Flansche. Alle Maßeinheiten in mm. Die Hohlleiterhöhe betrug $h_{HL} = 3.56$ mm. . . . .	73
5.5.	Fotografie der mittels Lasersintertechnik hergestellten Resonatoren. Bei dem Modell aus Titan ist eine kleinere Oberflächenrauigkeit erkennbar. Die Flanschflächen wurden mechanisch nachbearbeitet. . . . .	74
5.6.	Vergleich der Feldsimulation mit den gemessenen S-Parameter-Werten für die beiden Resonatoren aus Titan und Aluminium. . . . .	74
5.7.	3D-Modell des Übergangs von PPL auf HL mit galvanischer Kontaktierung in verschiedenen Darstellungen. . . . .	76
5.8.	Fotografie des galvanisch kontaktierten Übergangs von PPL auf HL. Mit abgebildet sind die für die Messung benötigte $\frac{\lambda}{4}$ -Leitung und ein Messübergang von Koaxialleitung auf Parallelplattenleitung. . . . .	77
5.9.	Gemessene S-Parameter einer <i>back-to-back</i> Konfiguration von zwei Messadaptern nach [77]. Zur Verbindung der beiden Adapter wurde eine Parallelplattenleitung auf einem Rogers RT5880 Substrat mit 4 mm Breite und 40 mm Länge verwendet. . . . .	77



5.10. Simulierte und gemessene S-Parameter für den galvanischen Übergang von PPL auf HL. In 5.10a ist die Simulation für einen einzelnen Übergang gezeigt. In 5.10b wurde ein <i>back-to-back</i> -Aufbau gemessen und mit der Simulation verglichen. Die Parameter des Übergangs nach Abbildung 5.7 sind: $w_k = 17.25$ mm, $l_k = 12.2$ mm, $w_{PPL} = 8$ mm, $d_{PPL} = 0.534$ mm. Die Parameter für die Klemmmechanik sind: $a_F = 0.434$ mm, $b_F = 0.734$ mm. Der $\frac{\lambda}{4}$ -Trafo für die Mikrostreifenleitung hatte eine Breite von 6.3 mm und eine Länge von 5.7 mm mit je 10 mm Anschlusslänge. . . . .	79
5.11. Längsschnitt durch das 3D-Modell des Hybrids. Die Parameter des Hybrids sind: $h_{HL} = 2$ mm, $h_1 = 1.09$ mm, $d_1 = 1.08$ mm, $d_2 = 2.36$ mm, $l_1 = 11.96$ mm, $l_2 = 11.33$ mm. Der Hybrid ist symmetrisch aufgebaut, die Übergänge auf eine PPL mit $w_{PPL} = 8$ mm und $d_{PPL} = 0.534$ mm sind analog Abbildung 5.7 aufgebaut. Die Hohlleiterbreite beträgt im gesamten Bereich $w_{HL} = 28.5$ mm . . . . .	80
5.12. Fotografie des aus Aluminium hergestellten Hybrids mit integriertem Übergang von Hohlleiter auf Parallelplattenleitung. . . . .	80
5.13. Vergleich von Messung und Simulation für Anpassung und Isolation des gesinterten Hybrids nach Abbildung 5.11. Tor 1 und Tor 4 sind die Hohlleiteranschlüsse, Tor 2 und Tor 3 die Parallelplattenanschlüsse. . . . .	82
5.14. Vergleich von Messung und Simulation für Transmission und Phasendifferenz des gesinterten Hybrids nach Abbildung 5.11. Tor 1 und Tor 4 sind die Hohlleiteranschlüsse, Tor 2 und Tor 3 die Parallelplattenanschlüsse. . . . .	83
5.15. Foto des Testaufbaus für den feldgekoppelten Übergang von PPL auf HL. Es wurde ein <i>back-to-back</i> -Aufbau erstellt und mit zwei Standard-Hohlleiter-Koaxial-Adapttern versehen. . . . .	84
5.16. Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von PPL auf HL. . . . .	85
5.17. Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von PPL auf HL mit Anpassstruktur. Abmessungen für die Querschnitte wie in Abbildung 5.16a, Anpassstruktur nach Abbildung 5.17a. . . . .	87
5.18. Fotografie der Mikrostreifenleitung mit $\frac{\lambda}{4}$ -Trafo als Anpasselement. . . . .	88
5.19. Messaufbau für einen feldgekoppelten Übergang zwischen MSL und HL mit Anpassstruktur. Alle Maßeinheiten sind in mm. . . . .	89
5.20. Vergleich zwischen der Messung und Simulation des feldgekoppelten Übergangs von MSL auf HL nach Abbildung 5.19. . . . .	90



5.21. Schnitt durch das Simulationsmodell des Filters mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen. . . . .	90
5.22. Prinzipieller Aufbau und Fotografien des Hohlleiterfilters mit integrierten Übergängen mit Inverterfunktion. In 5.22b ist der strukturierte Teil des aus Messing gefertigten Filters zu sehen, in 5.22c ist das komplett montierte Filter mit angeschlossenen Substraten gezeigt. . . . .	92
5.23. Vergleich der gemessenen Daten mit der Feldsimulation für ein Hohlleiterfilter mit als Impedanzinverter integrierten Übergängen nach Abbildung 5.22. . . . .	93
B.1. Fotos des Antennendemonstrators. Der Demonstrator besteht aus einer Apertur mit vier Zeilen und 16 Spalten. Die Antennenapertur wurde mittels Lasersinterverfahren aus Titan hergestellt, das PPL-Speisenetzwerk wurde auf Rogers RT5880 Substrat aufgebaut. Hybrid und Filter sind aus Aluminium in Lasersintertechnik hergestellt. . . . .	122
B.2. Messaufbau für den Antennendemonstrator in der CCR der Hochschule München. . . . .	122
B.3. Vergleich von gemessenem Antennengewinn (rot) und simuliertem Gewinn (grün gestrichelt) [49]. Die gemessene Kurve wurde für den Vergleich aufgrund der auftretenden Verluste in den Hohlleiterfiltern um 3 dB korrigiert. Gemessen wurde bei 8.15 GHz . . . . .	123



# Tabellenverzeichnis

1.1. Transmissionsfaktor und Bandbreite eines fünfkreisigen Filters bei unterschiedlichen Resonatorgüten . . . . .	2
4.1. Gewünschte Spezifikationen des Filters und gewählte Abmessungen für Hohlleiter und Substrate . . . . .	60
4.2. Ermittelte Werte für Filterprototypen und Realisierungen durch HL-Filter und HL-Filter mit integrierten Übergängen . . . . .	60
5.1. Vergleich zwischen gemessenen und simulierten Resonatorgüten . . . . .	75





# A. Weitere nützliche Beziehungen

## A.1. Äquivalenter charakteristischer Wellenwiderstand eines Hohlleiters

Neben der Leistung-Strom-Definition können noch die Spannung-Strom- und die Leistung-Spannung-Definition angegeben werden:

$$Z_{c,UI} = \frac{\pi b}{2a} Z_{TE}$$
$$Z_{c,PU} = \frac{2b}{a} Z_{TE}$$

## A.2. Ermittlung der Geometrie einer Mikrostreifenleitung bei gegebenem Wellenwiderstand

Mit diesen Beziehungen kann das Verhältnis  $\frac{W}{d}$  bei gegebenem Wellenwiderstand  $Z_c$  und relativer Permittivität  $\epsilon_r$  des Substrats berechnet werden.

Für  $\frac{W}{d} \leq 2$ :

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2},$$

mit

$$A = \frac{Z_c}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right).$$

Für  $\frac{W}{d} \geq 2$  gilt:

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B - 1) - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\},$$



mit

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}}.$$

### A.3. Berechnung der Resonatorlängen bei Verwendung von Induktivitäten als Impedanzinverter

Die benötigte Phasenverschiebung  $\phi$  für durch Induktivitäten realisierte Inverter können über Anschlusslängen berücksichtigt werden. Da negative Phasenverschiebungen benötigt werden, verkürzt sich die Resonatorlänge  $l_i$  des  $i$ -ten Resonators auf

$$l_{\text{Res},i} = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \theta_i = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left( \pi + \frac{\phi_i}{2} + \frac{\phi_{i+1}}{2} \right). \quad (\text{A.1})$$

### A.4. Blindleitwert einer induktiven Blende im Hohlleiter

Mit dieser Beziehung kann der Blindleitwert einer induktiven Blende in einem Hohlleiter abhängig von der Blendenöffnung  $w_{\text{Bl}}$  und der Hohlleitergeometrie bestimmt werden:

$$b \approx \frac{2\pi}{\beta a} \cot^2 \left( \frac{\pi w_{\text{Bl}}}{2a} \right) \left[ 1 + \frac{a\gamma_3 - 3\pi}{4\pi} \sin^2 \left( \frac{\pi w_{\text{Bl}}}{a} \right) \right], \quad (\text{A.2})$$

mit  $\beta = \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu - \left( \frac{\pi}{a} \right)^2}$  und  $\gamma_3 = \sqrt{\left( \frac{3\pi}{a} \right)^2 - \omega^2 \epsilon \mu}$ .

## B. Messung eines Antennendemonstrators mit klemmbaren Übergängen

Im Rahmen eines Industrieprojektes wurde ein Antennendemonstrator für die Kommunikation im Frequenzbereich zwischen 7.25 und 8.4 GHz entwickelt [49]. Dieser wurde mit verschiedenen Technologien und Wellenleitungen aufgebaut. Die Apertur bestand aus einem mittels Lasersintertechnik aufgebautem TEM-Hornantennen-Array, das Speisetzwerk wurde planar in Parallelplattenleitungstechnik aufgebaut. Die anschließenden Hohlleiterhybride und -filter wurden wieder mittels Lasersintertechnik aufgebaut. Die Verbindung wurde mit den in dieser Arbeit vorgestellten klemmbaren Übergängen aus Kapitel 3 realisiert. Abbildung B.1 zeigt Bilder des Antennendemonstrators. Die Antenne wurde in der Compensated-Compact-Range (CCR) Messanlage [81] der Hochschule München vermessen. Abbildung B.2 zeigt ein Foto des Testaufbaus in der CCR. Die Messung des Antennengewinns im Vergleich zur Simulation ist in Abbildung B.3 gezeigt. Die gemessene Antennencharakteristik unterscheidet sich von der simulierten lediglich im Betrag des Gewinns, die Form des Strahldiagramms stimmt jedoch sehr gut mit den simulierten Werten überein. Der Grund für die starke Abweichung beim Gewinn sind Verluste in den Hohlleiterfiltern und im Parallelplatten-Speisetzwerk. Die in Abbildung B.3 gezeigte Kurve wurde bereits um 3 dB korrigiert, was in etwa den gemessenen Verlusten der Hohlleiterfilter entspricht. Da die Parallelplatten-Speisetzwerke nicht mit einer genauen Zweitormessung erfasst werden konnten, sind diese Verluste und auftretende Phasenabweichungen zwischen den Antennen-Zeilen noch in der Messung vorhanden.

Somit konnten die in dieser Arbeit vorgestellten Wellenleitungsübergänge auch erfolgreich in einem Antennensystem eingesetzt werden.

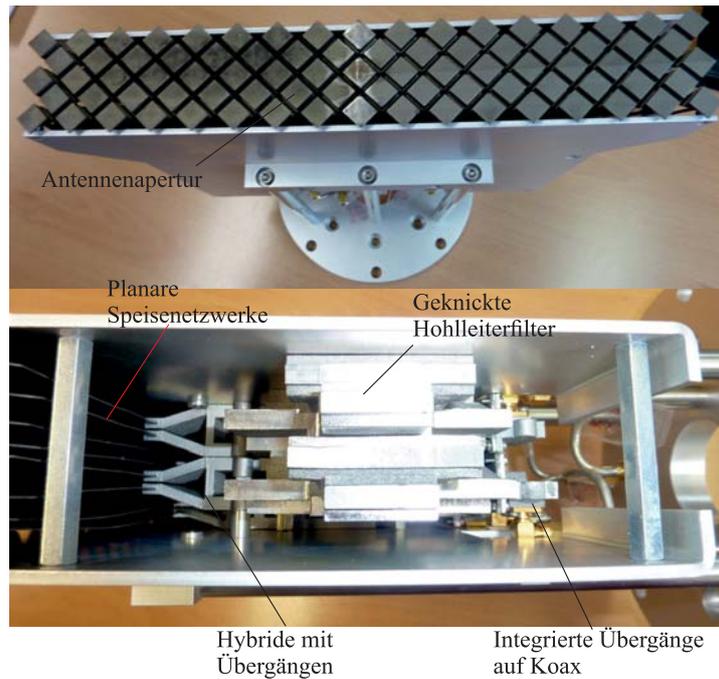


Abbildung B.1.: Fotos des Antennendemonstrators. Der Demonstrator besteht aus einer Apertur mit vier Zeilen und 16 Spalten. Die Antennenapertur wurde mittels Lasersinterverfahren aus Titan hergestellt, das PPL-Speisenetzwerk wurde auf Rogers RT5880 Substrat aufgebaut. Hybrid und Filter sind aus Aluminium in Lasersintertechnik hergestellt.

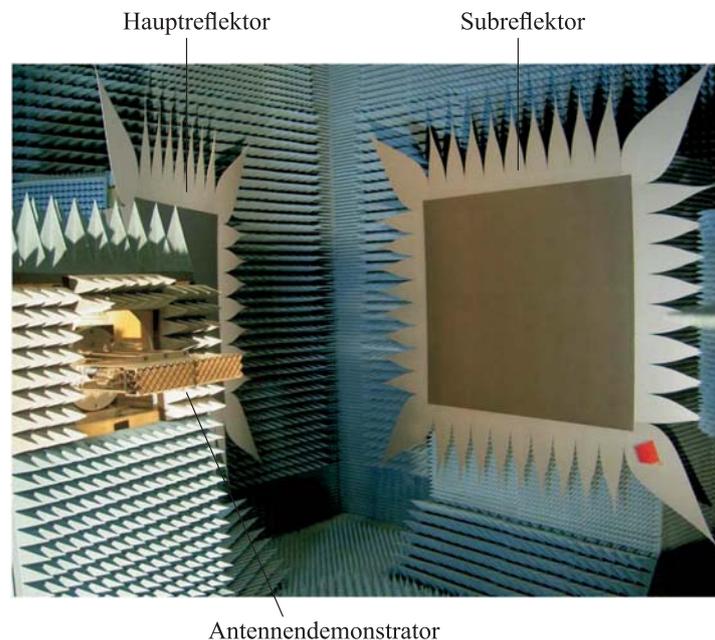


Abbildung B.2.: Messaufbau für den Antennendemonstrator in der CCR der Hochschule München.

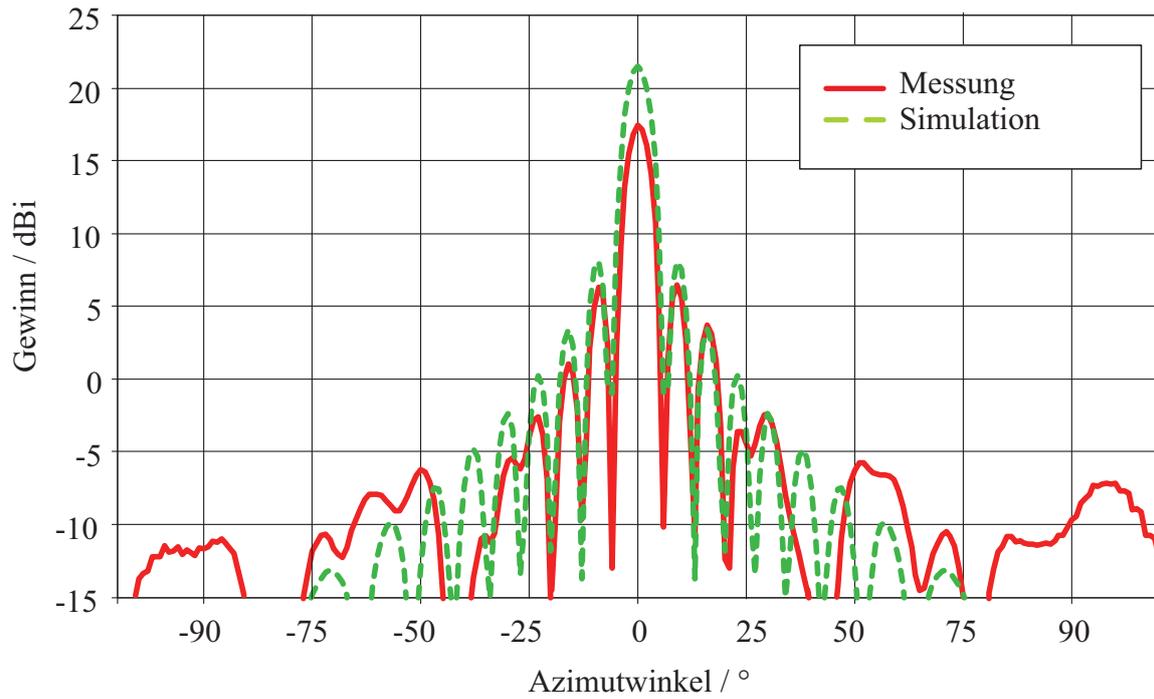


Abbildung B.3.: Vergleich von gemessenem Antennengewinn (rot) und simuliertem Gewinn (grün gestrichelt) [49]. Die gemessene Kurve wurde für den Vergleich aufgrund der auftretenden Verluste in den Hohlleiterfiltern um 3 dB korrigiert. Gemessen wurde bei 8.15 GHz





