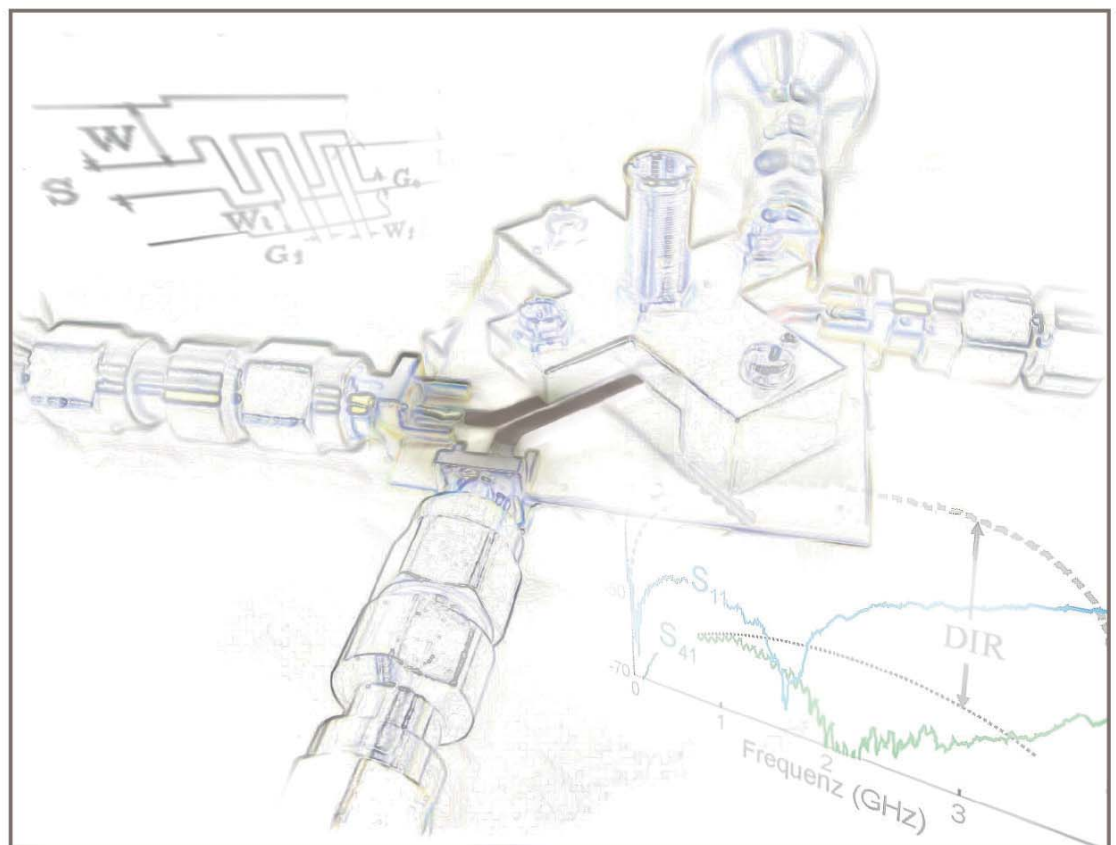


Johannes Müller

Breitbandig kompensierte Leitungskoppler hoher Richtwirkung



Cuvillier Verlag Göttingen
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag



Breitbandig kompensierte Leitungskoppler hoher Richtwirkung





Breitbandig kompensierte Leitungskoppler hoher Richtwirkung

Vom Promotionsausschuss der
Technischen Universität Hamburg-Harburg
zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von
Johannes Müller

aus Köln

2014



Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

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

1. Aufl. - Göttingen: Cuvillier, 2015

Zugl.: (TU) Hamburg-Harburg, Univ., Diss., 2014

- 1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob
- 2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel

Tag der mündlichen Prüfung: 05. Dezember 2014

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2015

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

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 978-3-7369-9008-1

eISBN 978-3-7369-8008-2



Vorwort

Gegen Ende meines Studiums bot mein Doktorvater, Herr Prof. Dr.-Ing. Arne F. Jacob, mir eine Stelle als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Hochfrequenztechnik an. Sein Angebot nahm ich gerne an und habe diese Entscheidung zu keinem Zeitpunkt bereut. Für fünf spannende und sehr bereichernde Jahre am Institut, für das mir entgegengebrachte Vertrauen, die vielen anregenden fachlichen Diskussionen und vor allem den Freiraum, den er mir gab, bin ich außerordentlich dankbar.

Des Weiteren danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Reinhard Knöchel für die Übernahme des Koreferats und Herrn Prof. Dr. Frank Gronwald für die Ausübung des Prüfungsvorsitzes.

Für die sorgfältige und kritische Durchsicht des Manuskriptes möchte ich mich bei Herrn Dr.-Ing. Thorsten Sokoll und Herrn Dipl.-Ing. Christian Friesicke sowie bei meinem Vater Peter Müller bedanken.

An meine Zeit am Institut denke ich stets gerne zurück. Neben den fachlichen Diskussionen bleiben insbesondere die geselligen Momente in besonderer Erinnerung. Hierfür bedanke ich mich bei allen ehemaligen Kollegen und ganz besonders bei der sogenannten Kickerrunde sehr herzlich.

Bei Frau Carmen Hajunga bedanke ich mich für die vielen Hilfestellungen im Labor. Herrn Werner Thun sowie Frau Anja-Maria Doobe-Jöstingmeier gilt mein ganz besonderer Dank für sämtliche konstruktiven und kreativen Unterstützungen mechanischer Art. Herrn Dr.-Ing. Martin Jenett sowie Herrn Dipl.-Ing. Jürgen Winkelmann gebührt mein Dank dafür, dass sie stets tatkräftig und mit unermüdlicher Hilfsbereitschaft zugegen waren, wenn ich sie brauchte.

Zu meinem Büro-Kollegen, Herrn Dr.-Ing. Alexander Stark, entwickelte sich im Laufe unserer gemeinsamen Zeit ein ganz besonderes, freundschaftliches Verhältnis. Für die vielen kontroversen fachlichen Diskussionen, den ständigen Ideenaustausch sowie die vielfältige Unterstützung möchte ich mich bei ihm ganz besonders bedanken.

Meinen ehemaligen Studierenden, Alexander Martens, Christian Friesicke, Nora Haase, Thorsten Reuschel, Thomas Jaschke und ganz besonders Minh Nhat Pham, schulde ich für ihre Mitarbeit einen außerordentlichen Dank. Sie hatten maßgeblich Anteil an den Ergebnissen dieser Arbeit.

Die Herren Prof. Dr.-Ing. Schünemann, Prof. Dr.-Ing. Jerzy Piotrowski und Prof. Dr.-Ing. Michael Höft begleiteten mich auf verschiedene Weise im Rahmen meines Mikrowellenstudiums. Durch ihre Begeisterung und Unterstützung haben sie mir die Welt der Wissenschaft erst zugänglich gemacht, was ich außerordentlich zu schätzen weiß.

Ein ganz besonderer Dank gilt meinen Eltern, Dorothea und Peter Müller. Sie haben es mir ermöglicht, sorgenfrei zu studieren. Ihre treue Unterstützung war die zuverlässige Basis für meine Promotion.

Der größte Dank aber geht an meine liebe Frau Dalila. Ihre Geduld und ihr Verständnis für die vielen langen Abende, die ich zum Verfassen dieser Arbeit benötigte, sowie ihr großer Rückhalt in allen schwierigen Phasen haben diese Arbeit erst möglich gemacht. Meinen beiden Söhnen Yanis Elian und Ariles Kilian danke ich von ganzem Herzen dafür, dass sie mir auf ihre erfrischende Art stets gezeigt haben, was wirklich wichtig ist.

Hamburg, Dezember 2014

Johannes Müller





Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Technologische und historische Einordnung	2
1.2	Stand der Technik	5
1.3	Ziel und Gliederung dieser Arbeit	9
2	Grundlagen	11
2.1	Leistungsrichtkoppler	11
2.1.1	Bedingungen und Eigenschaften idealer Koppler	12
2.2	Eigenreflexionen	14
2.2.1	Besonderheiten verlustloser Richtkoppler	15
2.2.2	Kompensation eines Richtkopplers am Beispiel der Eigenreflexionen	17
2.3	Wellenparametertheorie	18
2.4	Messtechnik	20
3	Kapazitive Kompensation	24
3.1	Allgemeine Betrachtungen	25
3.1.1	Bedingungen des idealen Kopplers	25
3.1.2	Entwurfparameter	25
3.1.3	Synthese	26
3.1.4	Vereinfachungen	26
3.2	Kompensation mit zwei Kapazitäten	27
3.2.1	Herleitung	27
3.2.2	Einschränkungen	29
3.2.3	Analyse	30
3.2.4	Ideale Position der Kapazität	32
3.3	Kompensation mit $n > 2$ Kapazitäten	32
3.4	Experimente	34
3.5	Kapazitiv abstimmbare Koppler	37
3.5.1	Analyse	38
3.5.2	Lösungsraum	38



3.5.3	Adaptive Fehlerkorrektur	40
3.5.4	Realisierung abstimmbarer Kondensatoren	41
3.5.5	Experimente	42
3.6	Fazit	43
4	Generische Kompensationsnetzwerke	45
4.1	Analyse möglicher Netzwerke	45
4.1.1	Allgemeiner Fall	46
4.1.2	Reduzierter Fall	47
4.1.3	Dispersion der Gesamtstruktur	48
4.1.4	Zusammenfassung der Analyse	52
4.2	Suboptimale Netzwerke	53
4.3	Optimale Netzwerke	56
4.3.1	Allgemeine Betrachtungen	56
4.3.2	Synthese von Kompensationsnetzwerken	59
4.3.3	Dispersion der Kompensationsnetzwerke	63
4.4	Realisierung von Kompensationsnetzwerken	68
4.4.1	Technologiebetrachtung	68
4.4.2	Realisierung in Mikrostreifentechnik	70
4.5	Kompensation mit verteilten Netzwerken	78
4.5.1	Optimiertes Analyseverfahren	78
4.5.2	Ideale Dispersive Netzwerke	82
4.5.3	Experimente	83
4.6	Fazit	83
5	Verlustbehaftete Koppler	85
5.1	Grundlagen verlustbehafteter Koppler	86
5.1.1	Notationen	87
5.1.2	Charakterisierung verlustbehafteter Leitungen	88
5.1.3	Eigenreflexionen verlustbehafteter Koppler	91
5.2	Quasi-ideale verlustbehaftete Koppler	94
5.2.1	Isolation	94
5.2.2	Anpassung	95
5.2.3	Quadratur	95
5.2.4	Gleichzeitige Isolation und Anpassung	96
5.2.5	Lösungsraum für quasi-ideale Koppler	98
5.3	Kompensation verlustbehafteter Koppler	100
5.3.1	Quasi-ideale Kompensation verlustbehafteter Koppler	101



5.3.2	Frequenzunabhängige Kompensation verlustbehafteter Koppler	109
5.4	Experimente	113
5.5	Fazit	116
6	Einschränkungen	117
6.1	Herstellungstoleranzen	118
6.1.1	Simulation	118
6.1.2	Messungen	120
6.2	Messunsicherheit	121
6.2.1	Experimente	123
6.3	Fazit	124
7	Zusammenfassung und Ausblick	125
	Literaturverzeichnis	131



1 Einleitung

Richtkoppler spielen eine zentrale Rolle in der Hochfrequenztechnik. Ihre Aufgabe ist es, Signale der Ausbreitungsrichtung nach getrennt auszukoppeln. Dies ist insbesondere für Netzwerkanalysatoren in der Hochfrequenzmesstechnik von großer Bedeutung. Darüber hinaus sind sie fundamentale Komponenten in rückgekoppelten Verstärkern, Reflektometern, Leistungsteilern, balancierten Verstärkern, balancierten Mischern, Phasenschiebern und Baluns, um nur einige Anwendungen zu nennen. Die folgende Abbildung verdeutlicht schematisch den Vorgang der richtungsabhängigen Signaltrennung.

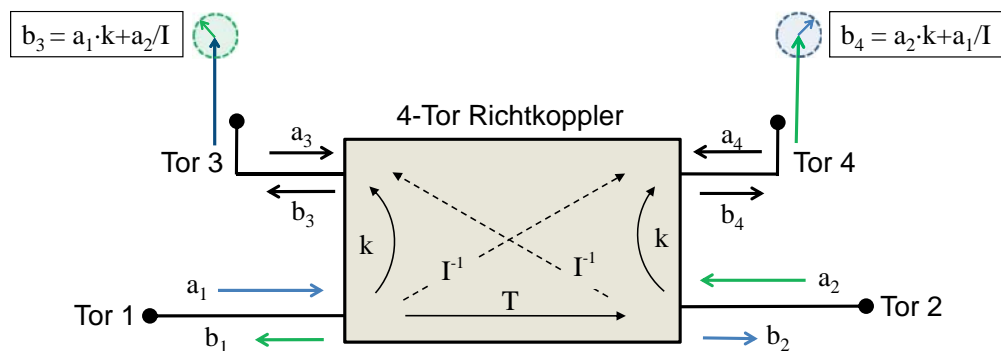


Abbildung 1.1: Endliche Trennung hin- und rücklaufender Signale mit einem Richtkoppler.

Das an Tor 1 eintreffende Signal a_1 ¹ koppelt einen Teil seiner Energie – dieser Anteil wird durch den Koppelfaktor k bestimmt – in das benachbarte Tor 3. Dort kann es dann, z.B. zu Messzwecken, verarbeitet werden. Idealerweise sind die Torpaare 1 – 4 sowie 2 – 3 isoliert, so dass für die Isolation $I = 1/S_{32} = 1/S_{41} = \infty$ gilt. Der Großteil des Eingangssignals verlässt jedoch den Koppler an Tor 2 (b_2) und trifft auf ein Messobjekt. Dort wird es mit einem unbekanntem Reflexionskoeffizienten Γ_{DUT} reflektiert². Ein gewünschter Anteil k des rückfließenden Signals $a_2 = \Gamma_{\text{DUT}} \cdot b_2$ liegt nun zu Messzwecken an Tor 4 an. Ein parasitärer Anteil $a_2 \cdot I^{-1}$ koppelt jedoch in das Tor 3 und überlagert sich dort mit dem zu messenden Referenzsignal zu $b_3 = k \cdot a_1 + a_2 \cdot I^{-1}$.

Das rückgestreute Signal a_2 kann eine beliebige Amplitude und Phase haben. In der komplexen Ebene liegt das gemessene Signal b_3 somit an unbestimmter Stelle innerhalb eines Kreises mit dem

¹Der Anschaulichkeit halber wird Tor 1 als Referenz genommen. Unter Berücksichtigung der Symmetrie (falls vorliegend) kann die nachfolgende Betrachtung jedoch auf ein beliebiges Tor des Netzwerks übertragen werden.

²Im Folgenden dieser Arbeit bezeichnet die Abkürzung DUT das Messobjekt, engl.: *Device Under Test*.



Radius $a_2 \cdot I^{-1}$, der das gewünschte Signal $k \cdot a_1$ überlagert. Gleiches gilt für die parasitäre Überlagerung des Signals $a_1 \cdot I^{-1}$ an Tor 4. Für den Fall eines passiven Messobjektes gilt $\|\Gamma_{\text{DUT}}\| < 1$, woraus $\|a_2\| < \|a_1\|$ folgt. Damit lassen sich die maximalen relativen Amplituden- und Phasenfehler des gemessenen Signals zu $\frac{\Delta\|b_3\|}{\|b_3\|} = \pm(kI)^{-1}$ bzw. $\Delta\angle b_3 = \pm \arctan(kI)^{-1}(\circ)$ bestimmen.

Das Verhältnis zwischen der gewünschten Kopplung und der parasitären Verkopplung mit dem isolierten Tor, $D = k \cdot I$, wird als *Direktivität* bezeichnet. Sie ist ein Maß dafür, wie gut der Richtkoppler die hin- und die rücklaufende Welle voneinander trennen kann und bestimmt somit direkt die Messgenauigkeit vom Signal b_3 (bzw. b_4).

1.1 Technologische und historische Einordnung

Der erste dokumentierte Richtkoppler geht vermutlich auf ein Patent [1] von Affel im Jahr 1927 zurück, wenn auch noch nicht unter dem Namen „Richtkoppler“³ [2]. In den folgenden Jahrzehnten, insbesondere den 1940er und 1950er Jahren, wurden zahlreiche grundlegende Arbeiten zu Richtkopplern veröffentlicht. Eine gute Übersicht bezüglich dieser Arbeiten – für die Zeit vor 1954 – findet sich in [3, 4], in denen mehr als 100 Literaturstellen angegeben werden.

Richtkoppler können unter verschiedenen Gesichtspunkten klassifiziert werden [5]. Dies können Eigenschaften wie der Kopplungsmechanismus, die Beschaffenheit der Wellenleiter, Symmetrien, Phasendifferenz der Ausgangssignale, Kopplungsrichtung, Bandbreite und mögliche Leistungsaufnahme (engl.: *power capability*) sein.

An dieser Stelle wird vorerst nach Art der Kopplung unterschieden, die, wie später ersichtlich wird, eng mit der verwendeten Technologie zusammenhängt. Allgemein kann man zwischen *konzentrierter*⁴ - und *verteilter* Kopplung unterscheiden (engl.: *lumped-* bzw. *distributed coupling*) [6].

Konzentrierte Kopplung

In Hohlleitertechnologie kann eine konzentrierte Kopplung über Aperturen erzielt werden, wie erstmalig 1943 von Bethe beschrieben [7, 8]. Eine größere Bandbreite wird durch gezielte Anordnung mehrerer Aperturen in $\lambda_0/4$ -Abständen erzielt, wobei λ_0 die Wellenlänge bei der Entwurfsfrequenz ist. Diese können selbst *direktiven* Charakter haben („intrinsic Koppler“) [9] oder erst über die Gesamtanordnung direktive Kopplereigenschaften erzeugen („Interferenz-Koppler“). Hervorzuheben sind an dieser Stelle die Werke von Mumford [10] und Riblet [11], beide aus dem Jahr 1947.

Bei H_{10} -Rechteckhohlleitern kann zudem noch zwischen einer Kopplung von „schmäler-zu-schmäler“, „breiter-zu-breiter“ und „schmäler-zu-breiter“ Wand unterschieden werden.

³Der Ursprung des Namens „Richtkoppler“ (engl.: *directional coupler*) ist laut Cohn und Levy [2] bis heute ungeklärt.

⁴Eine Verkopplung wird im Folgenden als *konzentriert* betrachtet, wenn die Region, in der die Verkopplung auftritt, deutlich kleiner als die Wellenlänge ist.

Eine konzentrierte Verkopplung kann auch durch das direkte Verbinden der Signalleiter mit Verbindungsleitern (engl.: *Branches*) erzeugt werden. Als bekannteste Strukturen sei hier auf *Branch-Line*⁵-Koppler sowie Ringkoppler hingewiesen. Erstgenannter wurde in den 1940er Jahren von Kyhl [12] vorgestellt. Die benachbarten Tore sind hier jeweils über 90° lange (*Branch*- und Durchgangs-)Leitungen unterschiedlicher Wellenwiderstände miteinander verbunden. Aufgrund konstruktiver bzw. destruktiver Interferenz der Signale entlang der möglichen Wege ist es über entsprechende Einstellung der Wellenwiderstände möglich, die Tore anzupassen und zwei Torpaare zu isolieren. Das Eingangssignal teilt sich dann, je nach Wellenwiderständen der Leitungen, zu beliebigen Teilen auf die zwei übrigen Tore auf. Symmetriebedingt weisen die Ausgangssignale dann gegeneinander eine Phasenverschiebung von 90° auf. Kopplungen von –15 bis 0 dB sind dabei gebräuchlich. Bei Aufteilung der Leistung in gleiche Teile spricht man gewöhnlich von einem Quadratur-Hybrid-Koppler. Viele Jahrzehnte basierten die Untersuchungen von *Branch-Line*-Kopplern auf der Gleich-/Gegentaktanalyse von Reed und Wheeler [13]. Eine exakte Synthese wurde jedoch erst 1968 von Levy in [14] publiziert. Die Bandbreite von *Branch-Line* Kopplern kann entweder durch Kaskadierung mehrerer Sektionen [15–17] oder durch Anpassnetzwerke an den Toren [18, 19] vergrößert werden. Auch eine Kombination beider Methoden wurde bereits vorgestellt [20].

Die Funktionsweise des Ringkopplers (engl.: *ring coupler* oder *rat-race coupler*) ähnelt der des symmetrischen *Branch-Line* Kopplers. Die elektrische Leitungslänge zwischen zwei der vier Toren, beträgt jedoch 270°. Je nach Anregung weisen die Ausgangssignale so eine Phasendifferenz von 0° oder 180° auf. Sämtliche bisher genannten Koppler sind so genannte Vorwärts-Koppler (engl.: *Codirectional coupler*), da sich das überkoppelte Signal in die gleiche Richtung ausbreitet wie das Eingangssignal.

Verteilte Kopplung

Das elektrische und magnetische Feld einer ungeschirmten Leitung induziert Ströme und Ladungen in einer parallel laufenden, ebenfalls ungeschirmten Leitung. Dieses Phänomen – das elektromagnetische Verkoppeln benachbarter Leitungen – ist bereits seit Anfang des 20. Jahrhundert bekannt, wenn auch nur als parasitärer Effekt des *Übersprechens* [21]. So zielten auch die ersten Untersuchungen ausschließlich auf eine Reduzierung dieses Effekts ab, statt ihn zu nutzen [22].

In den 1950er Jahren wurde die Verkopplung schließlich von diversen Autoren gezielt genutzt, um Richtkoppler herzustellen. Dies war insofern naheliegend, weil „(...) the natural coupling between parallel lines is inherently directional. In particular it is *contra-directional*: the induced wave travels in the opposite direction to the inducing wave.“, wie Oliver 1954 in [22] anmerkte. Im Folgenden wird diese Art von Richtkoppler als *Leitungskoppler* bezeichnet.

⁵Da es für diese Art von Koppler keine geläufige deutsche Bezeichnung gibt, wird im Folgenden der englische Begriff *Branch-Line*-Koppler verwendet.



Miller [23] bezog sich in seiner grundlegenden Arbeit auf allgemeine Wellenleiterpaare mit ungleichen Phasengeschwindigkeiten, was nachfolgend zum *warped mode* (Vorwärts-)Koppler in Hohlleitertechnologie führte [24, 25]. Die meisten Arbeiten zu Leitungskopplern beziehen sich jedoch auf TEM- oder quasi-TEM-Wellenleiter. Die Bedingung für unendliche Direktivität bei verkoppelten Leitungen wurde erstmalig 1952 von Baeyer und Knechtli in [26] hergeleitet und später für schwache Verkopplungen von Firestone [27] und für allgemeine Dreileitersysteme von Knechtli [28] angegeben. Oliver zeigte, dass der Leitungskoppler *per se* ein Rückwärtskoppler ist, jedoch über eine gezielte Änderung der Phasengeschwindigkeiten der Eigenwellen in einen Vorwärtskoppler transformiert werden kann. Eine einfache Ausführung des Richtkopplers besteht aus zwei identischen, uniformen TEM-Leitungen, die über eine elektrische Länge von 90° miteinander verkoppeln. Ähnlich wie bei *Branch-Line*-Kopplern kann auch bei Leitungskopplern die Bandbreite der Kopplung über eine Kaskadierung von 90° Kopplern unterschiedlicher Kopplung erhöht werden. Diese Kaskadierung kann sowohl symmetrisch [29] als auch unsymmetrisch [30, 31] sein (bezogen auf die zentrale Achse, senkrecht zum Koppelspalt). Asymmetrisch kaskadierte Leitungskoppler haben den Vorteil einer größeren Bandbreite bei gleicher elektrischer Länge, sie verlieren jedoch durch den Wegfall der Symmetrie auch ihre Quadratureigenschaft.

Auch der allgemeine Fall von ungleichen, verkoppelten Leitern wurde in der Literatur untersucht. Diese Leitungskoppler sind demnach asymmetrisch bezüglich des Koppelspalt und ermöglichen die angepasste Verkopplung von Leitungen mit unterschiedlichem Wellenwiderstand. Sie finden Anwendung in Fällen bei denen es nicht auf die symmetriebedingte Quadratur ankommt, wie zum Beispiel in Filtern oder Reflektometern.

Eine weitere Unterteilung kann zwischen uniformen und nicht-uniformen Kopplern gemacht werden. Letztere wurden ausführlich im Zusammenhang mit kaskadierten Kopplern untersucht, zum einen um die abrupten Übergänge zu vermeiden, zum anderen um parasitäre Moden zu unterdrücken [32, 33].

Verkoppelte Leitungen können in homogenen oder inhomogenen Medien realisiert werden. In ersterem ist der gesamte Ausbreitungsraum mit einem einheitlichen, isotropen Dielektrikum gefüllt, wie in Koaxial- oder symmetrischen Streifenleitern (engl.: *stripline*), was zur Folge hat, dass die Eigenwellen des Mehrleitersystems im verlustlosen Fall entartet sind.

In inhomogenen Medien wechselwirken die Eigenwellen hingegen mit unterschiedlichen Anteilen des dielektrischen Mediums. Die Entartung der Eigenwellen ist aufgehoben, was dazu führt, dass diese sich mit unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten ausbreiten. Bei Schaltungen mit verkoppelten Leitungen verschlechtern sich in Folge dessen die Eigenschaften, wie zum Beispiel die Unterdrückung unerwünschter Durchlassbereiche in Filtern, die Phasenbalance der Ausgangssignale eines Marchand Baluns, oder die Direktivität und Anpassung eines Richtkopplers zum Teil erheblich.

Die Entartung der Eigenwellen wird auch bei homogenen, jedoch anisotropen Medien aufgehoben,

da die Eigenwellen, bedingt durch ihre unterschiedlichen elektrischen Feldverteilungen, verschiedene effektive Permittivitäten erfahren. Im Gegenzug kann die Anisotropie bei inhomogenen Medien, wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird, den Einfluss der Inhomogenität verringern bzw. kompensieren.

Letztendlich spielt es für die Eigenschaften der verkoppelten Leitungen keine Rolle, ob die Entartung der Eigenwellen durch Inhomogenität oder Anisotropie hervorgerufen wird. Da in der Praxis der Einfluss der Anisotropie deutlich kleiner ist, bezieht sich diese Arbeit ausschließlich auf die Inhomogenität und impliziert damit jegliche Art von Anisotropie.

Die am weitesten verbreitete planare Schaltungstechnologie, die Mikrostreifenleitung (engl.: *microstrip line*), ist ein typisches Beispiel für ein inhomogenes Medium. Sämtliche Untersuchungen der vorliegenden Arbeit werden mit dieser Art Wellenleiter durchgeführt – die vorgestellten Lösungsansätze sind jedoch allgemein für verkoppelten Leitungen in Medien mit nicht-entarteten Eigenwellen gültig⁶.

Des Weiteren beschränkt sich diese Arbeit auf doppelt symmetrische, verkoppelte Leitungen in inhomogenen Medien mit einer elektrischen Länge von 90° bei der Entwurfsfrequenz (engl.: *single-section*). Die zueinander orthogonalen Gleich- und Gegentaktwellen bilden unter dieser Voraussetzung die Eigenwellen. Neben der in der Literatur üblichen, idealisierten Annahme der Verlustlosigkeit wird auch auf den Fall verlustbehafteter Eigenwellen eingegangen.

1.2 Stand der Technik

Erste Untersuchungen zum Einfluss ungleicher Phasengeschwindigkeiten in verkoppelten Leitungen wurden 1962 von Burkhardtmaier [34] durchgeführt, sowie einige Jahre später von Brenner [35,36] und Levy [5]. Letzterer schlägt zur Kompensation eine lokale Änderung der Permittivität durch Einführung dielektrischer Stäbe vor. Dieser Ansatz wurde, wie nachfolgend aufgeführt, jedoch erst einige Jahre später konsequent untersucht.

Methoden zur Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten der Eigenwellen verkoppelter Leitungen werden seit den 1970er Jahren wissenschaftlich erforscht. Demzufolge gibt es hierzu eine große Anzahl an Veröffentlichungen, von denen im Folgenden der Übersichtlichkeit wegen lediglich ein repräsentativer Teil zitiert wird. Prinzipiell kann zwischen

- interner Kompensation entlang des Kopplers und
- externer Kompensation durch äußere Beschaltung

unterschieden werden. Diese beiden Ansätze werden im Folgenden kurz dargestellt.

⁶Ebenfalls in die Gruppe der Leitungen in inhomogenen Medien fallen Koplanarleitungen (engl.: *coplanar waveguide*) – mit oder ohne Massefläche – und hängende Mikrostreifenleitungen (engl.: *suspended substrate microstrip*) sowie symmetrische Streifenleiter oder Koaxialleiter mit anisotropen Dielektrika.

Interne Kompensation

Bei der internen Kompensation wird angestrebt, die Laufzeiten der Eigenwellen durch Angleichen der elektrischen Längen für die Eigenmoden zu egalisieren. Dielektrische Auflagen oberhalb der verkoppelten Leitungen erhöhen z.B. die effektive Permittivität der Gegentakmode stärker als die der Gleichtakmode [37–39] und können so zum Angleichen der Phasengeschwindigkeiten verwendet werden. Eine Apertur in der Masselage [40, 41] hingegen verringert insbesondere die effektive Permittivität der Gleichtakmode bei nur geringfügiger Beeinflussung der Gegentakmode. Auf ähnlichem Prinzip beruht der *Quasi-Suspended-Substrate* Koppler [42, 43], bei dem die Masselage in einem bestimmten Abstand zum Substrat geführt wird. Der Vollständigkeit halber sei auch auf die gezielte Verwendung von anisotropen Substraten hingewiesen [44, 45]. Diese Methode erweist sich jedoch in den meisten Fällen als unpraktisch, da zur Kompensation der unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten ein dielektrisches Anisotropieverhältnis von ungefähr $\varepsilon_{x,y}/\varepsilon_z = 1.5 - 2.0$ (x,y: horizontal, z: vertikal) benötigt wird [44]. Materialien mit solchen Eigenschaften sind jedoch kommerziell nicht üblich.

Die bisher erwähnten internen Kompensationsmethoden zielen darauf ab, einen entarteten Zustand herzustellen. Andere Methode hingegen streben lediglich einen quasi-entarteten Zustand an. In diesem Fall ist die Entartung erst bei makroskopischer Betrachtung der Gesamtstruktur gegeben, während einzelne Teilabschnitte nicht entartet bleiben.

Als Beispiel hierfür sei der nichtuniforme (z.B. sägezahn- oder schlangelinienförmige) Verlauf des Koppelschlitzes [46–48] genannt. Ein solcher Schlitz vergrößert effektiv die elektrische Länge der Gegentakmode und wirkt somit dem Effekt der ungleichen Phasengeschwindigkeiten entgegen. Gestufte Koppler mit einer Gesamtlänge von 90° wurden in [49] vorgestellt. Die Reflexionen an den internen Sprüngen überlagern sich bei geeigneter Dimensionierung destruktiv mit den parasitären Signalen am „isolierten“ Ausgang (Tor 4 bei Anregung von Tor 1, nach Abbildung 1.1) sowie dem reflektierten Signal am Eingangstor. Hierdurch wird der Koppler angepasst und seine diagonalen Tore isoliert. In Kapitel 4.2 werden eigene Untersuchungen zu dieser Methode vorgestellt [50].

Ein Nachteil der internen Methoden ist, dass es keine genauen Synthesvorschriften gibt. Durch die Maßnahmen zur Beeinflussung der effektiven Permittivität von Gleich- oder Gegentakwelle werden auch andere mit der Geometrie zusammenhängende Parameter, wie Gleich- oder Gegentakwellenwiderstand, verändert. Zahlreiche Optimierungsschritte sind daher in der Regel nötig. In einer relativ aktuellen Veröffentlichung [51] wurde erstmalig eine Kompensationsmethode untersucht, bei der reaktive Komponenten unter Beibehaltung der doppelten Symmetrie an verschiedenen Positionen entlang des Kopplers angebracht werden. Die Untersuchung beschränkt sich jedoch auf Induktivitäten, welche vom Leiter zur Masse geschaltet werden. Es wurde eine sehr hohe Richtwirkung erzielt, jedoch in einem äußerst schmalen Frequenzband.

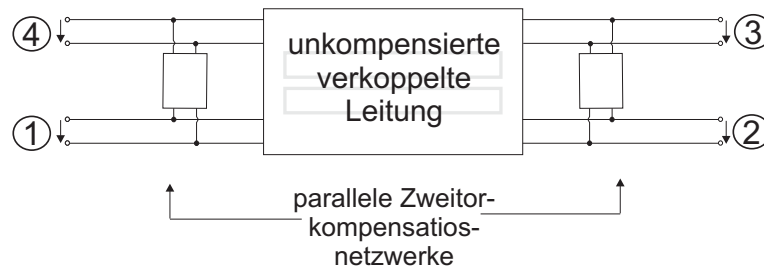


Abbildung 1.2: Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten mittels parallel geschalteter Kompensationsnetzwerke.

Externe Kompensation

Ziel der externen Kompensationsmethode ist es, die Auswirkungen der ungleichen Phasengeschwindigkeiten über eine geeignete externe Beschaltung zu kompensieren. Die wohl bekannteste Methode zur Egalisierung der Laufzeiten besteht in der Anbringung von Kapazitäten zwischen den verkoppelten Leitungen an den jeweiligen Enden des Kopplers [52–55]. Für die Gleichtaktwelle stellt die Symmetrieebene zwischen den verkoppelten Leitungen eine magnetisch leitende Wand dar, weshalb sie von Kapazitäten zwischen den Leitungen nicht beeinflusst wird. Der Gegentaktwelle bietet die Symmetrieebene hingegen einen virtuellen Kurzschluss; Sie besitzt als Abschluss somit die Parallelschaltung der doppelten Kapazität und des Abschlusswiderstandes. Durch die kapazitive Last wird die Gegentaktwelle verzögert. Die Kompensation ist allerdings frequenzabhängig. Schaller hat diese Methode in [52] erstmals vorgestellt und ist auch auf die planare Realisierung der parallel geschalteten Kapazitäten mittels Interdigitalstrukturen eingegangen. Dieses Verfahren ist allgemein über parallel geschaltete Netzwerke beschreibbar, wie in Abbildung 1.2 dargestellt. Es ist anzumerken, dass mit dieser Topologie vom Ansatz her ausschließlich parallele Komponenten zwischen den Leitungen bzw. zur Masse erfasst werden können, nicht jedoch seriell zu den Toren geschaltete Komponenten.

Ein verlustloses, doppelt symmetrisches Viertor besitzt bei Anpassung zwei voneinander isolierte Torpaare [11, 56]. Dieses Prinzip wird von der Methode der „äquivalenten Admittanz“ genutzt, bei welcher angestrebt wird, die Richtwirkung eines Quadraturkopplers mittels identischer Anpassschaltungen an sämtlichen Toren zu erhöhen [57]. Dieser Ansatz wurde bereits in [19] für 90°-Hybridkoppler vorgestellt und in [20] erweitert. Aus den Eingangsadmittanzen können Bedingungen für einen angepassten, isolierten Richtkoppler abgeleitet werden. Alternativ kann die Anpassschaltung auch mit Hilfe der sich aus den Eigenimpedanzen herleitenden „intrinsischen Impedanz“ des Kopplers berechnet werden. In [58] wurde diese Verfahren graphisch interpretiert und es wurden geeignete Anpassschaltungen für Rückwärts- und Vorwärtsleitungskoppler entworfen. Wie in Abbildung 1.3 dargestellt, liegen die Anpasszweitore in Serie zu den einzelnen Toren und sind somit identisch für Gleich- und Gegentaktmode. Diese Methode eignet sich sehr gut, die Bandbreite von Hybrid-

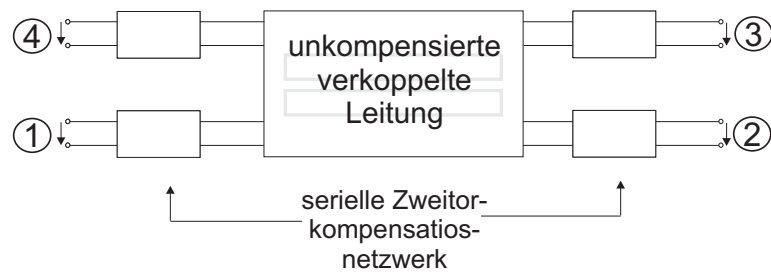


Abbildung 1.3: Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten mittels seriell geschalteter Kompensationsnetzwerke.

Kopplern zu vergrößern, welche von Natur aus nur schmalbandig angepasst sind. Richtkoppler mit verkoppelten Leitungen hingegen weisen jedoch auch im unkompensierten Zustand schon eine gute Anpassung von etwa 30 dB über einen großen Frequenzbereich auf. Eine Anpassschaltung, wie in [57] vorgeschlagen, erzielt zwar schmalbandig eine hohe Direktivität, reduziert jedoch im Gegenzug - bedingt durch das Bode-Fano Kriterium - die Bandbreite der Anpassung erheblich. Mit dieser Topologie lassen sich ausschließlich Komponenten in Serie zu den Eingangstoren bzw. parallel zur Masse realisieren. Mögliche Komponenten oder Netzwerke zwischen den Eingangstoren werden mit diesem Ansatz nicht erfasst. Die Verschaltung von identischen Induktivitäten in Serie zu den vier Toren des Mikrostreifenkopplers lässt sich als Spezialfall solcher seriellen Anpassnetzwerke betrachten. Diese Methode erzeugt eine relativ schmalbandige Kompensation. Sie wurde prinzipiell schon 1976 von Schaller in [53] vorgestellt, jedoch erstmalig 2005 in [59] analytisch untersucht.

Auch auf eine induktive Beschaltung von nur einem oder zwei der vier Tore des Kopplers wurde in der Literatur eingegangen [60, 61]. Durch diese asymmetrische Anordnung verkoppeln letztendlich die beiden Eigenwellen und überlagern sich destruktiv am gewünschten Tor. Die Anpassung einzelner Tore kann somit im Vergleich zur symmetrischen Beschaltung sämtlicher Tore verbessert werden. Es sei jedoch erwähnt, dass der Koppler auf Grund der Asymmetrie seine Quadratureigenschaft verliert und sich nicht mehr mit der Methode der „äquivalenten Admittanz“ beschreiben lässt. Eigene Untersuchungen zu dieser Methode mit verbesserten Formeln für die Auslegung der Induktivitäten wurden in [61] vorgestellt. Sie werden in dieser Arbeit jedoch nicht näher erläutert.

Der Vollständigkeit halber seien noch Methoden genannt, wie die der induktiven Rückführung [62] bzw. der verkoppelten Stichleitungen [63]. Auch mit ihnen wird die Isolation nur schmalbandig verbessert, während die Anpassung im Vergleich zum unkompensierten Koppler deutlich verschlechtert wird.

Zusammenfassend sei erwähnt, dass bei den vorgestellten Methoden die Kompensation üblicherweise bei der Entwurfsfrequenz (i.d.R. der Mittenfrequenz des Kopplers) angestrebt wird. Die sich ergebende Bandbreite, über die eine ausreichende Kompensation erreicht werden kann, variiert demzufolge und hängt von der Inhomogenität sowie von der Art der Kompensationsmethode ab. Sie war bisher aber nicht Gegenstand wissenschaftlicher Untersuchungen. Des Weiteren wurde in der Litera-

tur noch nicht untersucht, wie die zur Kompensation der unterschiedlichen Phasengeschwindigkeiten genutzten reaktiven Elemente das Frequenzverhalten der Kompensation beeinflussen. Die in der Literatur zu findenden Ansätze betrachten ausschließlich die in Abbildung 1.2 und Abbildung 1.3 gezeigten, seriell- oder parallel-geschalteten Zweitore. Allgemeine Viertore, welche sowohl Komponenten in Serie zu den Leitungen als auch parallele Komponenten zwischen den Leitungen beinhalten, wurden nach bestem Wissen des Authors in der Literatur noch nicht behandelt.

1.3 Ziel und Gliederung dieser Arbeit

In dieser Arbeit werden Methoden zur breitbandigen Kompensation der ungleichen Phasengeschwindigkeiten untersucht. Hierbei wird ein im Vergleich zu aus der Literatur bekannten Methoden allgemeiner Ansatz verfolgt, um eine verbesserte, möglichst frequenzunabhängige Kompensation zu erzielen. Ein Bewertungsfaktor K_{\min} wird eingeführt, definiert als die minimale Direktivität über einer relativen Bandbreite von 100 %. Ferner wird erörtert, welche Werte für K_{\min} unter realistischen Annahmen erzielbar sind. Nicht ideale Bedingungen wie Verluste, Dispersion und Herstellungsgenauigkeiten werden berücksichtigt.

Im folgenden Kapitel werden die für das Verständnis der Arbeit relevanten theoretischen Grundlagen dargestellt. So werden allgemeine Aspekte zu Kopplern und insbesondere zu doppelt symmetrischen Kopplern erläutert. Neben dem Verfahren der Zerlegung in vier Eigenreflexionen wird an dieser Stelle die deutlich weniger bekannte Methode der effektiven Wellenparameter vorgestellt. Sie bildet die Grundlage der in nachfolgenden Kapiteln verwendeten Charakterisierungs- und Syntheseverfahren. Eine kapazitive Kompensationsmethode wird im dritten Kapitel vorgestellt. Anders als in den aus der Literatur bekannten Ansätzen werden Anzahl und Position der Kapazitäten im Hinblick auf die Erhöhung der Bandbreite der Kompensation gezielt variiert. Analytische Formeln zur Berechnung der Kapazitäten und Wellenwiderstände in Abhängigkeit vom Koppelfaktor, von der Inhomogenität sowie der Frequenz werden hergeleitet. Die Kapazitäten werden, wie allgemein üblich, als interdigitale Struktur realisiert. Der Ausdehnung dieser Strukturen in Ausbreitungsrichtung der Eigenwellen wurde in der Synthese mit konzentrierten Kapazitäten jedoch nicht Rechnung getragen. Elektrisch kann solch eine Ausdehnung mit Netzwerken höherer Ordnung beschrieben werden, die mindestens eine Komponente in longitudinaler Richtung aufweisen. Dieser Ansatz wird im vierten Kapitel verfolgt. So werden ideale, konzentrierte Viertornetzwerke entworfen und die Frage Breitbandigkeit der Kompensation untersucht. Ein Syntheseverfahren für solch ein Viertornetzwerk wird eingehend erläutert. Auf den Entwurf solcher Netzwerke in Mikrostreifentechnik wird ausführlich eingegangen. Bis zu diesem Punkt werden sowohl die verkoppelten Leitungen als auch die Netzwerke bzw. Kapazitäten idealisiert betrachtet, d.h. verlustfrei, frequenzunabhängig und doppelt symmetrisch. Bei der Realisierung in Mikrostreifentechnik liegen diese Eigenschaften jedoch nicht vor. Auf Grund der Inhomogenität des Mikrostreifenmediums besitzen sowohl die Grundmode der einfachen Mikro-



streifenleitung als auch die Eigenwellen der verkoppelten Leitungen quasi-TEM-Charakter. Sowohl ihr Ausbreitungskoeffizient als auch ihr Wellenwiderstand sind daher dispersiv. Am Beispiel typischer Substrate wird exemplarisch gezeigt, inwiefern die Dispersion eine obere Grenze für K_{\min} bestimmt. Die Dispersion der betrachteten Kompensationsnetzwerke wird dabei berücksichtigt. Es wird untersucht, ob auch hier eine gezielte Positionierung der Netzwerke die Kompensation verbessern kann.

Im fünften Kapitel wird der Einfluss von Verlusten ausführlich untersucht und bei der Synthese kompensierter Koppler konsequent berücksichtigt. So werden Bedingungen für einen in Bezug auf Anpassung und Isolation idealen, jedoch verlustbehafteten Koppler hergeleitet. Hierbei werden sowohl die Dämpfung der Ausbreitung, als auch die Phasenwinkel der komplexen Wellenwiderstände berücksichtigt.

Im sechsten Kapitel werden Herstellungstoleranzen und Messgenauigkeit beleuchtet. Es wird der Frage nachgegangen, in welcher Größenordnung Direktivitäten prinzipiell messbar sind und wie groß der Vertrauensbereich gemessener Direktivitäten ist.

Kapitel sieben schließt die Arbeit ab und gibt eine bewertende Zusammenfassung.

2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden einige theoretische Grundlagen erläutert, die für das Verständnis der darauf folgenden Kapitel hilfreich sind. So wird der Leitungskoppler zunächst unter idealen, später unter realen Bedingungen vorgestellt. Schließlich werden zwei für die Analyse von symmetrischen Kopplern hilfreiche mathematische Konzepte erläutert: zum einen die klassische Zerlegung in Eigenreflexionen und zum anderen die weniger bekannte Methode der effektiven Wellenparameter. Im letzten Abschnitt dieses Kapitels werden die angewendeten Mess- und Kalibrierverfahren kurz beschrieben.

2.1 Leitungsrichtkoppler

Das Verhalten von Wellenleitern, die sich durch ihre elektromagnetischen Felder gegenseitig beeinflussen, wurde in der Literatur ausgiebig untersucht. Zur Berechnung der Ströme und Spannungen einer Mehrfachleitung werden in der Regel die Eigenwellen herangezogen. Diese ergeben sich aus der Ähnlichkeitstransformation der Koppelmatrix der Ströme und Spannungen auf den Leitern [64]. Die Eigenwellen sind entkoppelt und breiten sich unabhängig voneinander aus.

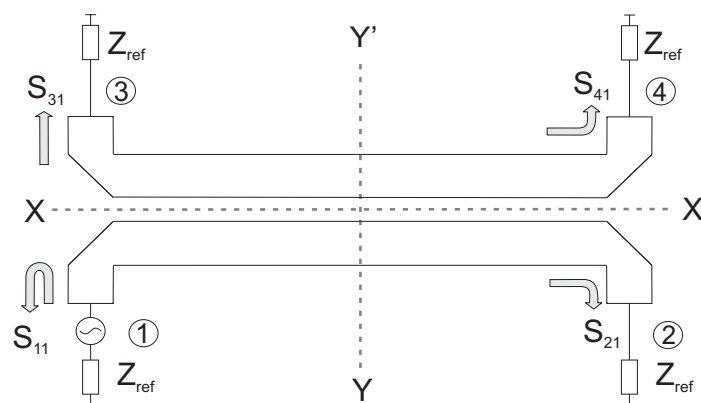


Abbildung 2.1: Doppelt symmetrischer Leitungskoppler mit horizontaler ($X - X'$) und vertikaler ($Y - Y'$) Symmetrieebene.

¹Die Masselage wird üblicherweise als Bezugsleiter gewählt.

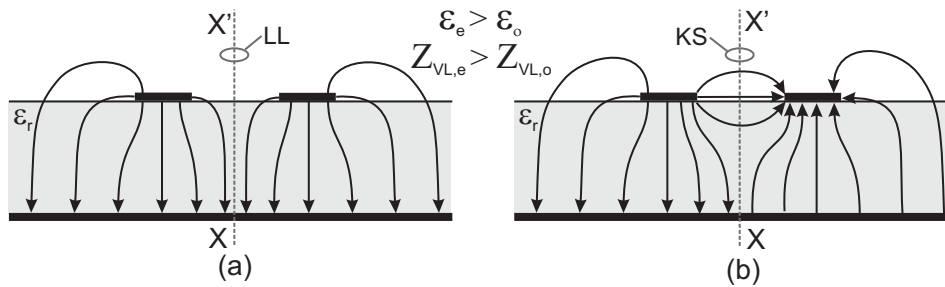


Abbildung 2.2: Elektrische Feldlinien (qualitativ) der Eigenwellen bei symmetrisch verkoppelten Mikrostreifenleitern: (a) Gleichtaktwelle und (b) Gegentaktwelle, wobei die longitudinale Symmetrieebene XX' einen Leerlauf (LL) bzw. Kurzschluss (KS) darstellt.

Auf einer Mehrfachleitung mit $n + 1$ Leitern¹ existieren n Eigenwellen. Bei zwei bezüglich der $X - X'$ -Ebene symmetrischen, verkoppelten Leitern (siehe Abbildung 2.1) sind dies die Gleich- und Gegentaktwelle. Im allgemeinen, hier nicht weiter betrachteten, asymmetrischen Fall werden sie als π - und c - Welle bezeichnet.

Die elektrischen Feldlinien der Eigenwellen sind in Abbildung 2.2 qualitativ dargestellt. Die $Y - Y'$ -Symmetrieebene stellt für die Gleichtaktwelle einen Leerlauf (ideal magnetisch-leitende Wand), für die Gegentaktwelle hingegen einen Kurzschluss (ideal elektrisch-leitende Wand) dar.

Die Eigenwellen der verkoppelten Leitung sind über die Wellenwiderstände $Z_{VL,i}$ und Ausbreitungskonstanten $\gamma_i = \alpha_i + j \cdot \beta_i$ charakterisiert. Im verlustfreien Fall sind dies $Z_{VL,e}$ und die Phasenkonstante β_e für die Gleichtaktwelle sowie $Z_{VL,o}$ und β_o für die Gegentaktwelle. Hier und im Folgenden repräsentiert der Index i die jeweilige Eigenwelle und der Index VL die verkoppelten Leitungen. Die Indizes 'e' bzw. 'o' hingegen unterscheiden die Gleich- und Gegentaktwelle (engl: *even and odd mode*).

Eine an Tor 1 einfallende Welle regt auf der verkoppelten Leitung Gleich- und Gegentaktwelle an. Diese breiten sich auf der Leitung aus und werden an den Toren in Abhängigkeit von den jeweiligen Abschlüssen reflektiert, so dass sich hin- und rücklaufende Eigenwellen auf der Leitung überlagern. Ungleiche (unsymmetrische) Abschlüsse an den Leitungsenden (z.B. $Z_{ref,1} \neq Z_{ref,3}$) führen hier zu Verkopplungen zwischen den Eigenwellen.

2.1.1 Bedingungen und Eigenschaften idealer Koppler

Es ist bekannt, dass verkoppelte Leitungen diverse ideale Eigenschaften aufweisen, wenn ihre Eigenwellen sich auf eine bestimmte Weise überlagern [64].

Bei einem idealen Richtkoppler überlagern sich vor- und zurücklaufende Komponenten der Eigenwellen so, dass sie sich am Eingangstor sowie an einem der Tore der anderen Leitung gerade aufheben. Den Bezeichnungen aus Abbildung 2.1 folgend, wäre dies bei einer Anregung von Tor 1 das benachbarte Tor 3 im Fall eines Vorwärts-Kopplers. Diese Arbeit beschränkt sich jedoch, wie be-

reits in der Einleitung erwähnt, auf den Rückwärts-Koppler, bei dem sich die Eigenwellen an Tor 4 auslöschten. Zwei Bedingungen müssen für „ideale“ Funktion gleichzeitig erfüllt sein:

- Die Eigenwellen sind entartet:

$$\beta_o = \beta_e. \quad (2.1)$$

Hieraus folgt für die Leitungslängen $\phi_{VL,i}$ der Eigenwellen $\phi_{VL,o} = \phi_{VL,e}$.

- Die Leitungen müssen in geeigneter Weise abgeschlossen sein.

Für einen doppelt symmetrischen Koppler bedeutet dies, dass der Bezugswellenwiderstand der Abschlüsse Z_{ref} der Kopplerimpedanz Z_K entspricht. Letztere ist definiert als das geometrische Mittel der Wellenwiderstände $Z_{VL,i}$ der Eigenwellen. Es gilt somit [65]:

$$Z_{ref} = Z_K = \sqrt{Z_{VL,e} \cdot Z_{VL,o}}. \quad (2.2)$$

Im Folgenden werden (2.1) als *Ausbreitungsbedingung* und (2.2) als *Impedanzbedingung* bezeichnet. Für die Streumatrix des doppelt-symmetrischen, idealen Richtkopplers gemäß Abbildung 2.1 folgt dann:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & S_{31} & S_{41} \\ S_{21} & S_{11} & S_{41} & S_{31} \\ S_{31} & S_{41} & S_{11} & S_{21} \\ S_{41} & S_{31} & S_{21} & S_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & S_{21} & S_{31} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{31} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{21} \\ 0 & S_{31} & S_{21} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Eine dritte Entwurfsbedingung folgt aus dem nominalen Koppelfaktor k mit [65]

$$k = (Z_{VL,e} - Z_{VL,o}) / (Z_{VL,e} + Z_{VL,o}). \quad (2.4)$$

Bei einer Gesamtlänge des Kopplers $\phi_{VL,i} = 90^\circ$ gilt $S_{31} (\phi_{VL,i} = 90^\circ) = k$.

Die Direktivität folgt aus S_{31}/S_{41} . In inhomogenen Medien sind die Eigenwellen nicht entartet – die Ausbreitungsbedingung (2.1) wird also verletzt.

Als Maß für die Inhomogenität² wird das Verhältnis der elektrischen Längen $\phi_{VL,i}$ der Eigenwellen definiert:

$$\rho = \frac{\phi_{VL,e}}{\phi_{VL,o}} = \sqrt{\frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_o}}. \quad (2.5)$$

Bei verkoppelten Mikrostreifenleitungen gilt stets $\varepsilon_e > \varepsilon_o$ für die effektiven Permittivitäten und somit $\rho > 1$, da die Gegentaktwelle mehr Feldanteile oberhalb des Substrats in der Luft hat, als die entsprechende Gleichtaktmode (siehe Abbildung 2.2). Ein typischer Wert bei Standard-Substraten ist hier $\rho \approx 1.1$. Bei anderen Leitungsformen, wie zum Beispiel der *suspended substrate*-Leitung,

²Wie bereits in der Einleitung erwähnt kann dieser Effekt ebenso durch Anisotropie hervorgerufen werden. Die physikalisch richtige Bezeichnung wäre demnach „Maß der Nicht-Entartung“, auf die jedoch mit Rücksicht auf die Sprache verzichtet wird.

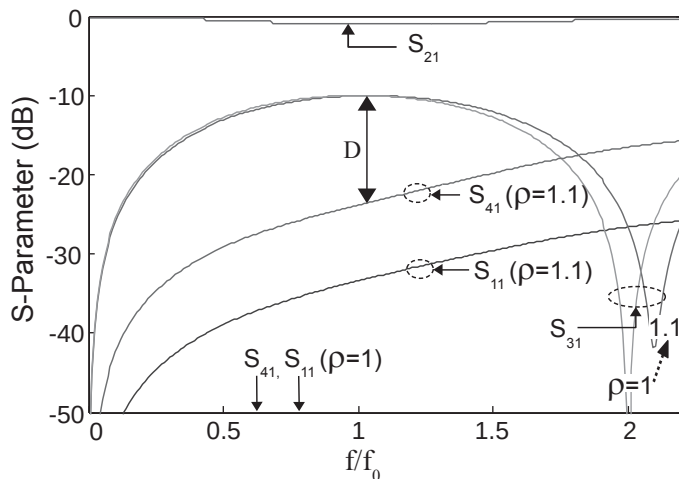


Abbildung 2.3: Streuparameter (a) eines idealen Kopplers mit entarteten Eigenwellen sowie (b) eines Kopplers mit einer Inhomogenität von $\rho = \phi_{VL,e}/\phi_{VL,o} = 1.1$.

können auch Werte von $\rho < 1$ entstehen [66–69]. Während die beschriebenen Analyse- und Syntheseverfahren in dieser Arbeit für beliebige Werte von ρ gültig sind, beschränken sich die Beispiele auf Wellenleiter mit $\rho > 1$ (Mikrostreifenleitungen).

Die Streuparameter eines 10 dB-Kopplers sind in Abbildung 2.3 für $\rho = 1$ und $\rho = 1.1$ als Funktion der normierten Frequenz dargestellt, wobei f_0 die Entwurfswellenlänge ist, bei der $\phi_{VL,e}(f_0) = 90^\circ$ gilt. Wenn die Ausbreitungsbedingung (2.1) nicht erfüllt ist, wird $\phi_{VL,e}$ hier durch $(\phi_{VL,o} + \phi_{VL,e})/2$ ersetzt [42]. Die Impedanzbedingung ist in beiden Fällen erfüllt. Es zeigt sich, dass bei $\rho \neq 1$ sowohl die Eingangsreflexion S_{11} als auch die parasitäre Kopplung S_{41} mit zunehmender Frequenz ansteigen. Aufgrund der Inhomogenität fällt die Direktivität von $D(f_0, \rho = 1) = \infty$ dB auf ca. $D(f_0, \rho = 1.1) = 15$ dB.

2.2 Eigenreflexionen

Im Rahmen dieser Arbeit werden ausschließlich passive und doppelt-symmetrische Viertore betrachtet. Diese Klasse von Netzwerken lassen sich vorteilhaft über eine Zerlegung in vier Eintore berechnen [56]. Abbildung 2.4 zeigt schematisch solch ein Viertor mit horizontaler ($X - X'$) und vertikaler ($Y - Y'$) Symmetrieebene. Aufgrund der Reziprozität und doppelten Symmetrie verringert sich die Anzahl der unabhängigen Streuparameter von sechzehn auf vier: $S_{11}, S_{21}, S_{31}, S_{41}$, hier beispielhaft bei Anregung des ersten Tores.

Symmetrische Netzwerke ermöglichen die Berechnung ihrer Streuparameter über gleich- bzw. gegenphasige Anregung der Tore. Dies entspricht einer magnetischen bzw. elektrischen Wand in den Symmetrieebenen (schaltungstechnisch kann dies über einen Leerlauf bzw. Kurzschluss in der Symmetrieebene dargestellt werden). Ein doppelt-symmetrisches Viertor kann demnach in vier Eintore zerlegt werden, welche sich durch die vier unterschiedlichen Beschaltungsmöglichkeiten der Symmetrieebenen unterscheiden. Streuparameter der Eintore sind ihre *Eigenreflexionen* $r_{i,p}$. Hierbei legt

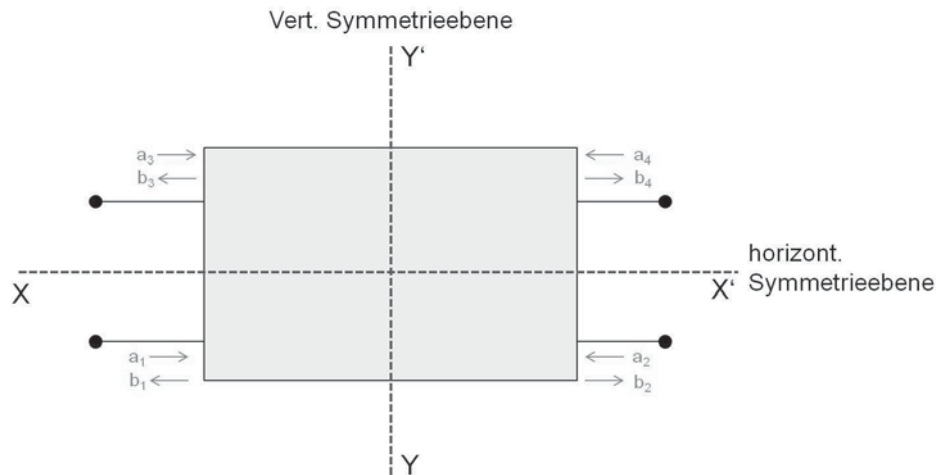


Abbildung 2.4: Doppelt symmetrisches Viertor mit horizontaler ($X - X'$) und vertikaler ($Y - Y'$) Symmetrieebene.

der erste Index i die horizontale Symmetrie fest und unterscheidet zwischen Gegentaktmode o und Gleichtaktmode e . Der zweite Index p hingegen beschreibt die vertikale Symmetrieebene und verwendet die Abkürzungen oc und sc (aus dem Englischen für *open circuit* bzw. *short circuit*).

Aus den vier unabhängigen Kombinationsmöglichkeiten der Eigenreflexionen lassen sich die Streuparameter des Viertores wie folgt berechnen:

$$S_{11} = \frac{1}{4} (r_{e,oc} + r_{e,sc} + r_{o,oc} + r_{o,sc}), \quad (2.6a)$$

$$S_{21} = \frac{1}{4} (r_{e,oc} - r_{e,sc} + r_{o,oc} - r_{o,sc}), \quad (2.6b)$$

$$S_{31} = \frac{1}{4} (r_{e,oc} + r_{e,sc} - r_{o,oc} - r_{o,sc}), \quad (2.6c)$$

$$S_{41} = \frac{1}{4} (r_{e,oc} - r_{e,sc} - r_{o,oc} + r_{o,sc}). \quad (2.6d)$$

2.2.1 Besonderheiten verlustloser Richtkoppler

Liegt neben der doppelten Symmetrie auch Verlustlosigkeit vor, resultiert das in einigen interessanten Eigenschaften des Viertores. So kann gezeigt werden, dass, wenn einer der vier Streuparameter verschwindet, mindestens ein weiterer ebenfalls verschwindet und die beiden restlichen Streuparameter 90° phasenverschoben sind [56,70]. Konkret bedeutet dies, dass bei einem angepassten Viertor ($S_{xx} = 0; x \in \{1, 2, 3, 4\}$) automatisch zwei Torpaare isoliert sind (z.B. $S_{41} = S_{32} = 0$) und die übrigen Tore in Quadratur sind, d.h. dass $\angle(S_{21}, S_{31}) = \pi/2 + n \cdot \pi$ gilt. Ein verlustloses, angepasstes, doppelt symmetrisches Viertor ist somit stets ein idealer Quadratur-Richtkoppler. Es lässt sich umgekehrt zeigen, dass bei einem symmetrischen Viertor mit zwei nicht verschwindenden Streuparametern in Quadratur die übrigen Streuparameter verschwinden. Bei einem verlustlosen, doppelt-

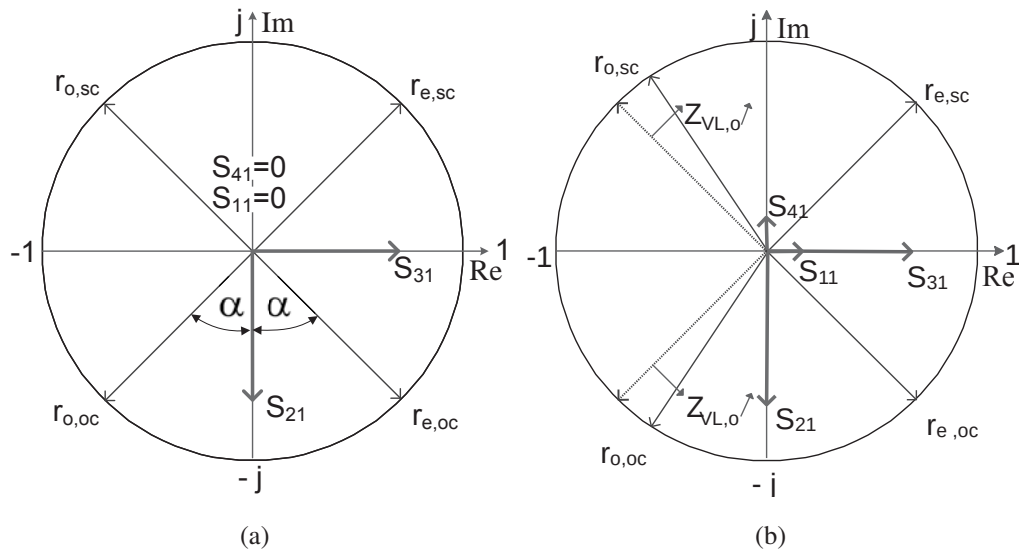


Abbildung 2.5: Eigenreflexionen (a) eines idealen Richtkopplers, und (b) eines fehlangelegten Kopplers mit $Z_{VL,o} > Z_{ref}^2/Z_{VL,e}$.

symmetrischen Viertor bedingen sich die Quadratur zweier Streuparameter und das Verschwinden der zwei übrigen Streuparameter also gegenseitig [56, 70].

Für einen doppelt-symmetrischen Leitungskoppler ergeben sich mit Hilfe der Impedanztransformation über eine verkoppelte Leitung der elektrischen Länge $\phi_{VL,i}$ folgende Eigenreflexionen:

$$r_{i,sc} = \frac{j \cdot \tan(\phi_{VL,i}/2) - Z_{ref}/Z_{VL,i}}{j \cdot \tan(\phi_{VL,i}/2) + Z_{ref}/Z_{VL,i}}, \quad (2.7a)$$

$$r_{i,oc} = \frac{Z_{VL,i}/Z_{ref} - j \cdot \tan(\phi_{VL,i}/2)}{Z_{VL,i}/Z_{ref} + j \cdot \tan(\phi_{VL,i}/2)}. \quad (2.7b)$$

Die vier Eigenreflexionen sind in Abbildung 2.5 im komplexen Einheitskreis für eine elektrische Länge von $\phi_{VL,i} = 90^\circ$ dargestellt. Sie weisen folgende Eigenschaften auf:

- aufgrund der Verlustlosigkeit gilt stets $\|r_{i,p}\| = 1$.
- für $\phi_{VL,i} = 0$ gilt $r_{i,sc} = -1$, $r_{i,oc} = 1$. Mit zunehmender Frequenz (bzw. $\phi_{VL,i}$) „wandern“ die Eigenreflexionen im Uhrzeigersinn entlang des Einheitskreises. Hierbei eilen $r_{e,sc}$ und $r_{o,oc}$ stets vor.
- für $0 < \phi_{VL,i} < 180^\circ$ befinden sich die Eigenreflexionen $r_{i,sc}$ in der oberen Hälfte und $r_{i,oc}$ in der unteren Hälfte des Einheitskreises.

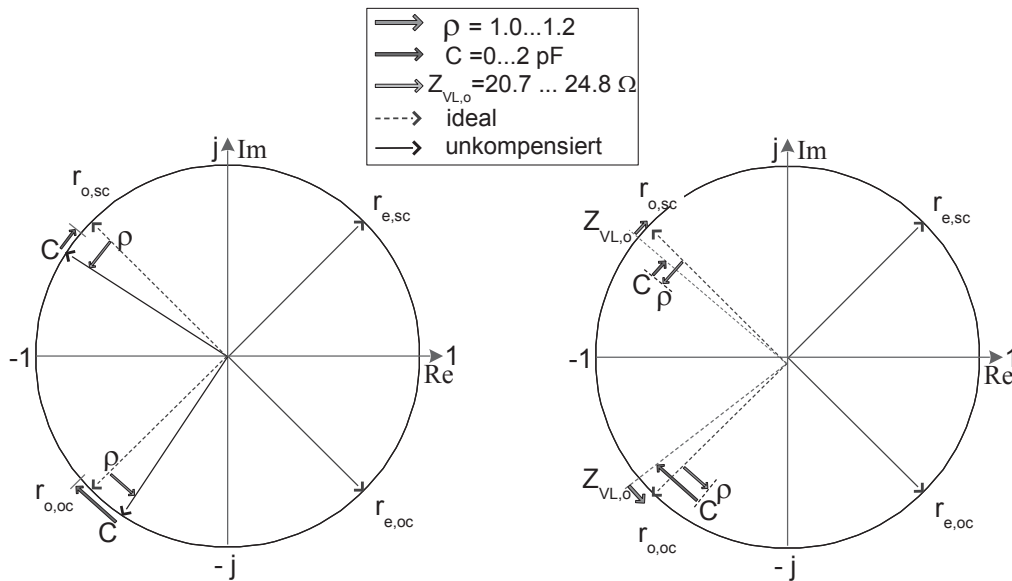


Abbildung 2.6: Kompensation eines 3 dB-Kopplers mit End-Kapazitäten, dargestellt anhand der Eigenreflexionen. Links: Teilkompensation mittels C ; Rechts: finale Kompensation über Vergrößerung des Wellenwiderstands $Z_{VL,o}$.

- bei gegebenem $\phi_{VL,i}$ wird der Winkel $\alpha = 0.5 \cdot \angle(r_{e,sc}, r_{o,sc}) = 0.5 \cdot \angle(r_{e,oc}, r_{o,oc})$ von dem Verhältnis der Wellenwiderstände $Z_{VL,e}/Z_{VL,o}$ festgelegt.
 Für $\phi_{VL,i} = 90^\circ$ lässt sich der Koppelfaktor über $k = S_{31} = \sin(\alpha)$ bestimmen.

Damit ein Koppler angepasst ist, müssen sich gemäß (2.6a) seine Eigenreflexionen bei rein additiver Überlagerung auslöschen. Dies ist nur der Fall, wenn die Vektorpaare $(r_{e,oc}, r_{o,sc})$ sowie $(r_{e,sc}, r_{o,oc})$ anti-parallel sind. Hierfür müssen beispielweise die Ausbreitungsbedingung (2.1) sowie die Impedanzbedingung (2.2) erfüllt sein. Die Vektorpaare $(r_{e,oc}, r_{o,sc})$ und $(r_{e,sc}, r_{o,oc})$ werden im Folgenden auch bei Abweichungen der oben genannten Bedingungen, als *diametrale* Eigenreflexionen bezeichnet.

Abbildung 2.5b zeigt die Eigenreflexionen bei Verletzung der Impedanzbedingung. Man sieht, dass eine Vergrößerung des Gegentakt-Wellenwiderstands die Anti-Parallelität der Vektorpaare $(r_{e,oc}, r_{o,sc})$ und $(r_{e,sc}, r_{o,oc})$ in gleichem Maße aufhebt. Die resultierende Reflexion S_{11} und parasitäre Kopplung S_{41} sind qualitativ eingezeichnet.

2.2.2 Kompensation eines Richtkopplers am Beispiel der Eigenreflexionen

Nimmt man die Gleichtaktwelle als Referenz, so drehen sich die Eigenreflexionen der Gegentaktwelle mit steigender Inhomogenität ρ entgegen dem Uhrzeigersinn, wie in Abbildung 2.6 (links: blauer Pfeil) dargestellt. Dieser Effekt kann zum Beispiel durch Kapazitäten zwischen den Leitern

kompensiert werden. Mit zunehmender Gegentaktkapazität drehen sich die beiden Eigenreflexionen im Uhrzeigersinn zurück, jedoch mit unterschiedlicher Ausprägung, wie in Abbildung 2.6 (rechts: roter Pfeil) gezeigt. Diese unterschiedliche Ausprägung wiederum kann über eine Vergrößerung des Gegentakt-Wellenwiderstands $Z_{VL,0}$ ausgeglichen werden, da sich hierbei die Eigenreflexionen in unterschiedliche Richtung drehen (Abbildung 2.6 (rechts: grüner Pfeil)). Die Eigenreflexionen befinden sich nun wieder im idealen, anti-parallelen Zustand.

Diese Methode ist anschaulich und ermöglicht, Lösungsansätze graphisch zu finden. Die Eigenreflexionen werden jedoch nur bei einer Frequenz betrachtet, weshalb keine Aussage über die Breitbandigkeit der Kompensation getroffen werden kann. Eine gleichzeitige Betrachtung der Eigenreflexionen bei mehreren Frequenzen ist zwar prinzipiell möglich, wird im Einheitskreis jedoch unübersichtlich und bietet daher keine Vorteile.

2.3 Wellenparametertheorie

Neben der Methode der Eigenreflexionen eignet sich die *Wellenparametertheorie* für die Synthese kompensierter Koppler. Ihr Name geht aus der Tatsache hervor, dass sie beliebige Zweitore wie Wellenleiter betrachtet und mit den gleichen Formalismen behandelt.

Sie wurde erstmalig in den 1920er Jahren von Zobel [71] und Mason [72] für den Entwurf von so genannten *composite image*³-Filtern angewendet. Mehrere Jahrzehnte war sie Grundlage für den Entwurf von Filtern. Genauere Syntheseverfahren, wie zum Beispiel die Methode der Einfügedämpfung (engl.: *insertion loss method*) [73], wurden seit den späten 1930er Jahren entwickelt und lösten die Wellenparametertheorie allmählich ab, so dass diese seit den 1950er Jahren in der Literatur an Beachtung verlor. Eine ausführliche Beschreibung der Wellenparametertheorie findet sich in [74].

Im Gegensatz zu der Methode der Eigenreflexionen ist die Wellenparametertheorie *per se* eine frequenzabhängige Betrachtung und eignet sich daher für die breitbandige Untersuchung von Zweitoren im Allgemeinen. Für die Analyse, Synthese und Charakterisierung breitbandig kompensierter Richtkoppler wurde sie erstmalig in [75] angewendet. Zum besseren Verständnis dieser Arbeit wird sie im Folgenden kurz erläutert.

Die Wellenparametertheorie ist eine an die Leitungstheorie angelehnte Netzwerkbeschreibung. Demnach kann ein beliebiges passives, reziprokes Zweitor, wie in Abbildung 2.7a dargestellt, über seine effektiven Wellenparameter beschrieben werden. Diese werden im Folgenden mit dem Index I gekennzeichnet. Sie umfassen die effektiven Eingangs- und Ausgangswellenwiderstände⁴, $Z_{I,1}$ und $Z_{I,2}$, sowie das Wellenübertragungsmaß⁵ Φ_I .

³Sie ist daher auch unter dem Namen *image-parameter theory* geläufig.

⁴engl.: *input & output image impedances*

⁵engl.: *image propagation function*

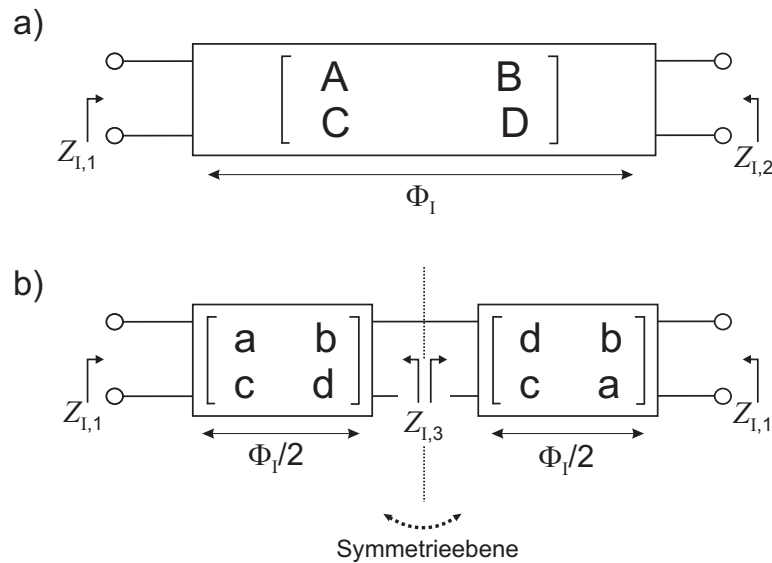


Abbildung 2.7: Methode der effektiven Wellenparameter für a) ein allgemeines und b) ein symmetrisches Zweitor.

Der effektive Eingangswellenwiderstand entspricht dem Eingangswiderstand des Zweitores, wenn dieses an seinem Ausgang angepasst abgeschlossen ist (dies ist per Definition bei Abschluss mit dem effektiven Ausgangswellenwiderstand der Fall). Im Gegensatz zum Eingangswiderstand des Zweitores hängt der effektive Eingangswellenwiderstand somit nicht von der äußeren Beschaltung, sondern nur vom Zweitor selbst ab.

Diese im Folgenden als effektive Wellenparameter bezeichneten Größen können aus der $ABCD$ -Matrix des Zweitores berechnet werden:

$$Z_{1,1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}}, \quad (2.8a)$$

$$Z_{1,2} = \sqrt{\frac{DB}{CA}}, \quad (2.8b)$$

$$\Phi_I = \xi_I + j \cdot \phi_I = \ln \left(\sqrt{AD} + \sqrt{BC} \right), \quad (2.8c)$$

wobei ξ_I das effektive Dämpfungsmaß in *Neper* ist, und ϕ_I das effektive Phasenmaß in *Radian*. Im Folgenden wird Φ_I auch als die effektive komplexe elektrische Länge der betrachteten Struktur bezeichnet, wobei sie – wie bei Betrachtungen von Phasen üblich – in Grad angegeben wird. Hierfür wird die komplexe, dimensionslose Länge Φ_I mit $\frac{180^\circ}{\pi}$ multipliziert. Dies führt dazu, dass nicht nur das Phasenmaß ϕ_I sondern auch das Dämpfungsmaß ξ_I in Grad angegeben wird. Diese Schreibweise ist ungewöhnlich – aus Gründen der Anschaulichkeit und Vergleichbarkeit jedoch sehr zweckmäßig. Analog können die effektiven Wellenparameter auch als Funktion der Z - bzw. Y -Parameter des Zweitores angegeben werden; entsprechende Formulierungen finden sich in [74].

Im Fall eines symmetrischen Zweitors reduzieren sich die Gleichungen zu

$$Z_I = Z_{I,1} = Z_{I,2} = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{ab}{cd}}, \quad (2.9a)$$

$$\Phi_I = \xi_I + j \cdot \phi_I = \operatorname{arctanh} \left(\sqrt{\frac{BC}{AD}} \right) = 2 \cdot \operatorname{arctanh} \left(\sqrt{\frac{bc}{ad}} \right), \quad (2.9b)$$

wobei die Kleinbuchstaben a, b, c, d die $ABCD$ -Matrixeinträge der halben Struktur darstellen. Der effektive Wellenwiderstand $Z_{I,3}$ in der vertikalen Symmetrieebene kann sich von dem effektiven Eingangswellenwiderstand $Z_{I,1}$ unterscheiden. Dank der Symmetrie entsteht hier jedoch keine Reflexion.

Im Fall uniformer (verkoppelter) Leitungen entsprechen die effektiven Wellenwiderstände $Z_{I,1,i} = Z_{I,2,i} = Z_{I,i}$ den tatsächlichen Wellenwiderständen $Z_{VL,i}$ der Eigenmoden und für die komplexe elektrische Länge gilt $\Phi_{VL,i} = (\alpha_i + j \cdot \beta_i) \cdot l = \xi_{VL,i} + j \cdot \phi_{VL,i}$, wobei l die geometrische Länge der Leitung ist. Der Index i wurde hier zur Unterscheidung des Gleich- und Gegentaktfalls eingeführt.

Ein idealer Leitungskoppler besteht aus verkoppelten Wellenleitern, deren Eigenwellen entartet sind (2.1) und die Wellenwiderstände gemäß (2.2) aufweisen. Dementsprechend müssen im Fall eines kompensierten Richtkopplers auch die effektiven Wellenparameter der Gesamtstruktur, bestehend aus der verkoppelten Leitung, den Übergängen und dem Kompensationsnetzwerk die Gleichungen (2.1) und (2.2) erfüllen. Abweichungen der effektiven Wellenparameter von den Idealwerten lassen sich anschaulich über der Frequenz quantifizieren und für eine gezielte Korrektur der Struktur verwenden [75].

2.4 Messtechnik

Für die messtechnische Verifikation von Richtkopplern hoher Direktivität ist eine hinreichend genaue Messung unerlässlich. Zudem ist es wichtig, die Genauigkeit des angewandten Mess- und Kalibrierverfahrens zu kennen, um Aussagen über die Verlässlichkeit der Messergebnisse treffen zu können. Die im Rahmen dieser Arbeit angewandten Messverfahren und Kalibrierungen sowie eine Abschätzung der Messgenauigkeit werden im Folgenden kurz vorgestellt.

Für die Messungen im Rahmen dieser Arbeit wird ein zweistufiges Kalibrierverfahren angewendet. Es umfasst eine *SOLT* [76] (engl.: *Short-Open-Load-Through*)- und eine *TRL* [77] (engl.: *Through-Reflect-Line*)-Kalibrierung. Die dazugehörigen Streumatrizen bzw. Fehlernetzwerke sind in Abbildung 2.8 dargestellt.

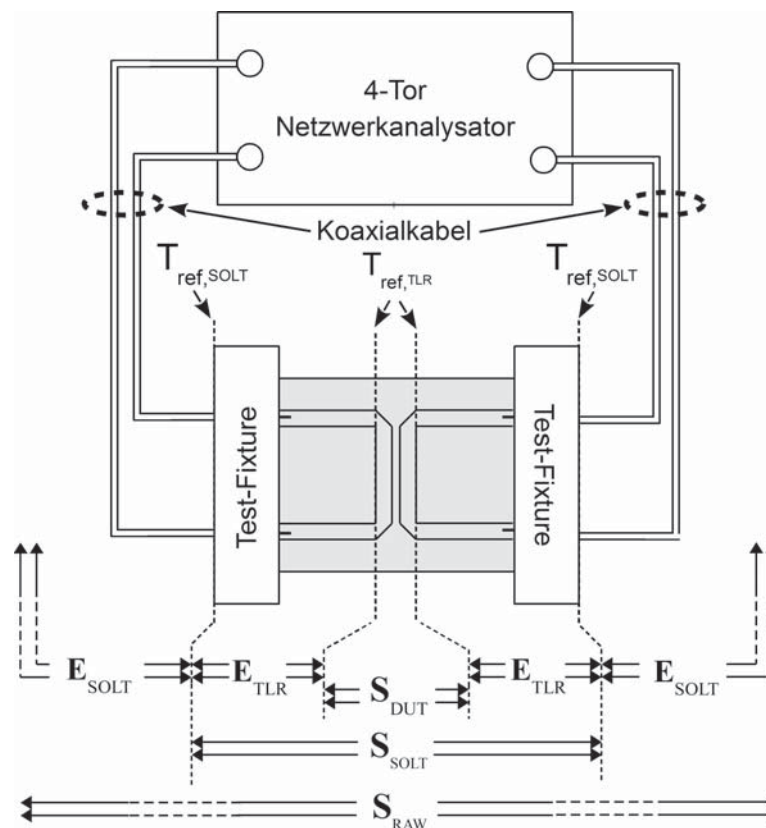


Abbildung 2.8: Zweistufiges Kalibrierverfahren für eine Viertormessung.

SOLT-Kalibrierung

Die Messungen werden mit einem Viertor-Netzwerkanalysator ZVA 50 von Rohde & Schwarz durchgeführt. Die Bestimmung der systematischen Fehler des Messgeräts sowie der Messkabel erfolgt mittels SOLT-Kalibrierung. Hierbei muss jedes Tor unter Zuhilfenahme von vier Standards mit jedem der drei übrigen Tore vermessen werden. Eine Viertor-Kalibrierung mit Einzelstandards ist nicht nur sehr zeitaufwändig, sondern in Folge der händischen Wechsel der Standards auch fehleranfällig [78]. Aus diesem Grund wurde im Rahmen dieser Arbeit auf die automatische, elektronische Kalibriereinheit ZV – Z52 [79] von Rohde & Schwarz zurückgegriffen. Die Fehlerterme des Netzwerkanalysators sowie der Kabel werden in der Fehlermatrix E_{SOLT} zusammengefasst. Sie können aus der vom Netzwerkanalysator gemessenen Streumatrix der Rohdaten, S_{RAW} , herausgerechnet werden. Dieser Vorgang wird gewöhnlich als *De-Embedding* bezeichnet⁶. Hierdurch verschiebt sich die Referenzebene $T_{Ref,SOLT}$ an die Enden der Messkabel. Die so ermittelte Streumatrix S_{SOLT} bezieht sich dann auf die Systemimpedanz $Z_{ref} = 50 \Omega$.

⁶Da es im Deutschen hierfür keinen geläufigen Ausdruck gibt, wird in dieser Arbeit – ausnahmsweise – der Anglizismus *de-embedden* verwendet.

TRL-Kalibrierung

Häufig ist es zweckmäßig, die Streumatrix S_{DUT} der reinen Schaltung – in unserem Fall des Kopplers – ohne Zuleitungen und Übergänge der Messvorrichtung (engl.: *test-fixture*) zu kennen.

Die *TRL*-Kalibrierung [77] ermöglicht die Bestimmung der restlichen Fehlerterme, und zwar der Streuparameter des Koaxial-Mikrostreifen-Übergangs sowie der Zuleitung auf dem Substrat bis hin zur neuen Referenzebene $T_{\text{Ref,TRL}}$. Diese werden in der Fehlermatrix E_{TRL} zusammengefasst. Hierfür werden Referenzleitungen gemessen, die den gleichen Querschnitt und das gleiche Substrat wie die Zuleitung haben und somit den gleichen Wellenwiderstand besitzen. Im Detail sind dies

- ein Durchgangs-Standard (*Through*): Leitung mit der doppelten Länge der Zuleitung,
- ein Reflexions-Standard (*Reflect*): Leitung mit beliebigen, jedoch für beide Tore identischen (Voll-)Reflexionen; i.d.R. eine abrupt endende Mikrostreifenleitung (Leerlauf),
- mindestens ein Leitungs-Standard (*Line*): Leitung mit zusätzlicher Länge, verglichen mit dem *Through* Standard.

Die Streuparameter der so ermittelten Fehlernetzwerke haben zwei unterschiedliche Referenzimpedanzen: seitens der Messkabel die Systemimpedanz $Z_{\text{ref}} = 50 \Omega$ und seitens der Zuleitung deren unbestimmten Wellenwiderstand. Auch die mit Hilfe der Fehlernetzwerke herausgerechneten Streuparameter S_{DUT} der reinen Schaltung beziehen sich auf den unbestimmten Wellenwiderstand der Zuleitung. Die *TRL*-Kalibrierung ist eine für Zweitor-Netzwerke anwendbare Methode. In unserem Fall ist der Abstand der vier Zuleitungen zueinander so groß, dass eine Betrachtung der Fehlernetzwerke als entkoppelte Netzwerke gerechtfertigt ist. Die zu den vier Zuleitungen gehörenden, voneinander unabhängigen Streumatrizen der Fehlerterme können somit über zwei *TRL*-Kalibrierungen ermittelt werden (Eine Kalibrierung berechnet stets zwei Fehlernetzwerke). Die Streuparameter S_{DUT} des Kopplers können dann mittels der „Four-Port De-embedding Technique“ [80] bestimmt werden.

Redundante *Multi-Line-TRL*-Kalibrierung

Wird eine größere Anzahl an Kalibriermessungen durchgeführt als zur Bestimmung der Fehlernetzwerke nötig, so ist das Gleichungssystem überbestimmt. Man spricht dann von einer redundanten Kalibrierung. Üblicherweise verwendet man hierfür eine Vielzahl von *Line*-Standards mit unterschiedlicher Länge. Auch wiederholte Messungen der gleichen Standards – z.B. nach erneutem Aufsetzen der Messvorrichtung – sind möglich [81].

Aus zwei Gründen wird in dieser Arbeit das redundante *Multiline-TRL*-Kalibrierverfahren angewendet [82]. Zum einen erzielt es, verglichen mit der einfachen *TRL*-Kalibrierung, eine höhere Genauigkeit, zum anderen ermöglicht es die Abschätzung der Kalibrierfehler.

Ziel ist, eine Lösung für das überbestimmte Gleichungssystem zu finden, die den Restfehler minimiert. In dieser Arbeit verwenden wir die kostenlose Software *StatistiCALTM VNA Calibration Software Package* [83]. Der hier implementierte Algorithmus basiert auf dem so genannten *orthogonal-distance-regression* Verfahren, welcher sowohl Fehler abhängiger als auch unabhängiger Variablen berücksichtigt.

Als Resultat der Berechnung erhält man nicht nur die Streumatrizen der Fehlernetzwerke, sondern auch ihre Kovarianzmatrizen. Letztere repräsentieren die Unsicherheit der Kalibrierung, worüber sich die Genauigkeit der Messung berechnen lässt. Das Verfahren zur Fehlerabschätzung wird am Beispiel der kompensierten Richtkoppler in Kapitel 6.2 detailliert erläutert.

3 Kapazitive Kompensation

In diesem Kapitel wird die klassische Methode der kapazitiven Kompensation untersucht und im Hinblick auf die Kompensationsbandbreite optimiert und erweitert.

Im Gegensatz zu den aus der Literatur bekannten Vorschlägen [52–55] wird eine beliebige Positionierung der Kondensatoren entlang des Kopplers sowie eine beliebige Anzahl an Kondensatoren betrachtet [84]. Um die Quadratureigenschaft des Kopplers zu gewährleisten, beschränkt sich die Untersuchung auf Anordnungen, welche die doppelte Symmetrie des kompensierten Kopplers nicht verletzen. Die Kapazität der Gleichtaktwelle wird in der Synthese berücksichtigt, wie in Abbildung 3.1 dargestellt. Im Gegensatz zu Ansätzen aus der Literatur — hier wird die Kapazität der Gleichtaktwelle gewöhnlich vernachlässigt [55, 85] oder als konstant angenommen [54] — betrachten wir einen funktionalen Zusammenhang zwischen Gleich- und Gegentaktkapazität. Es zeigt sich, dass dieser Ansatz realistischer ist. Formeln zur Bestimmung der Kapazitäten werden analytisch hergeleitet. Eine optimale Anordnung der Kapazitäten kann so gefunden werden.

Zuerst wird das Verfahren ausführlich für den Fall von zwei Kapazitäten angewendet. Anschließend wird die Untersuchung auf drei Kapazitäten erweitert und schließlich, die vorherigen Ergebnisse verallgemeinernd, auf eine beliebige Anzahl von Kapazitäten.

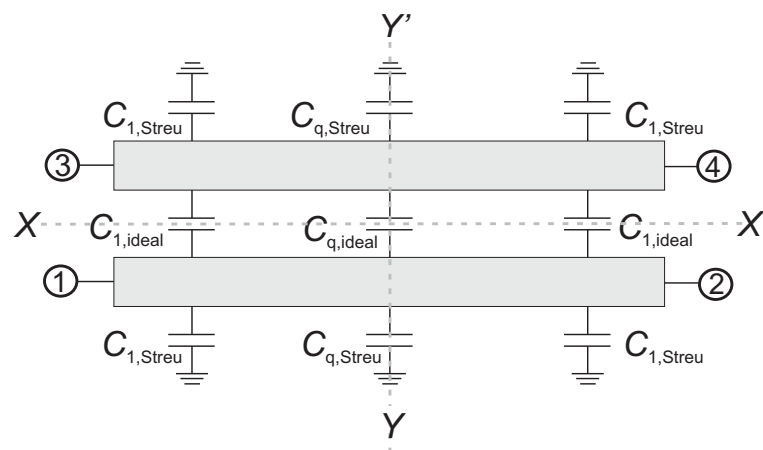


Abbildung 3.1: Doppelt symmetrischer Leitungskoppler mit idealen Gegentaktkapazitäten $C_{q,ideal}$ sowie parasitären Streukapazitäten $C_{q,Streu}$.

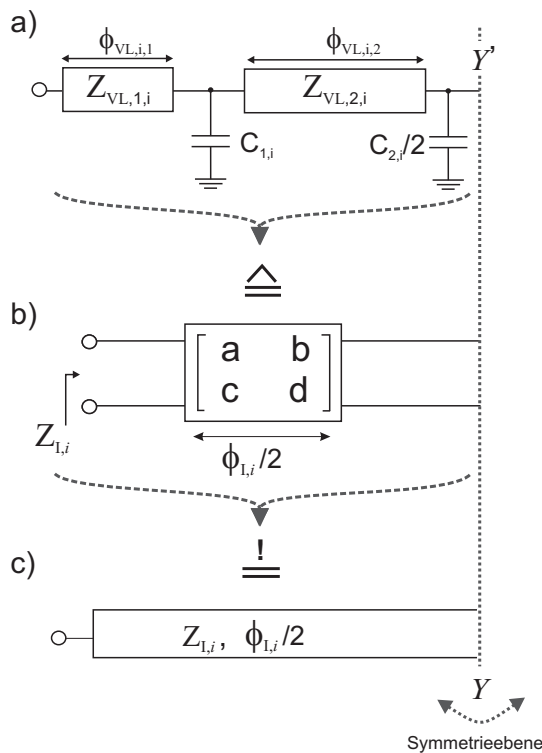


Abbildung 3.2: (a) Schematische Darstellung der verkoppelten Leitungen für Mode i mit drei symmetrisch positionierten Kapazitäten, (b) entsprechende effektive Wellenparameter-Darstellung, und (c) äquivalenter idealer Wellenleiter.

3.1 Allgemeine Betrachtungen

3.1.1 Bedingungen des idealen Kopplers

Eine schematische Darstellung für Mode i ist in Abbildung 3.2a gegeben. Die Anordnung ist symmetrisch bezüglich der Line $Y-Y'$. Infolgedessen ist es für die Berechnung der effektiven Wellenparameter ausreichend, nur die Hälfte der Anordnung zu berücksichtigen. Die Struktur wird als verlustlos angenommen, woraus folgt, dass der effektive Wellenwiderstand reell und die effektive Ausbreitungskonstante imaginär sind.

Der kompensierte Koppler soll, zumindest bei einer Frequenz, ideale Eigenschaften aufweisen. Seine effektiven Wellenparameter müssen daher denen eines idealen, unkompenzierten Kopplers entsprechen, wie in den Abbildungen 3.2b und Abbildung 3.2c veranschaulicht. Dies bedeutet, dass in den Bedingungen (2.1), (2.2), (2.4) die Leitungsparameter $\phi_{VL,i}$ und $Z_{VL,i}$ durch die effektiven Wellenparameter $\phi_{L,i}$ und $Z_{L,i}$ der gesamten Struktur ersetzt werden.

3.1.2 Entwurfparameter

Es sei n die Gesamtanzahl der Kapazitäten und m die Anzahl der Kapazitäten auf jeder Seite im Fall eines symmetrischen Kopplers. Die Kapazitäten werden mit $C_{q,i}$, $q = 1 \dots m$ angegeben. Es liegen l Abschnitte verkoppelter Leitungen vor mit Wellenwiderständen $Z_{VL,i,p}$ und elektrischen Längen $\phi_{VL,i,p}$ ($p = 1 \dots l$).

Für ungerade n wird die mittlere Kapazität je zur Hälfte auf die beiden Seiten aufgeteilt. Daraus ergibt sich:

$$m = \begin{cases} (n+1)/2 & \text{für } n = 1, 3, 5 \dots (\text{ungerade}) \\ n/2 & \text{für } n = 2, 4, 6 \dots (\text{gerade}) \end{cases} \quad (3.6)$$

und

$$l = \begin{cases} (n+1)/2 & \text{für } n = 1, 3, 5 \dots (\text{ungerade}) \\ n/2 + 1 & \text{für } n = 2, 4, 6 \dots (\text{gerade}). \end{cases} \quad (3.7)$$

Die folgende Notation wird in dieser Arbeit verwendet. Die gesamte elektrische Länge der verkoppelten Leitungen sei

$$\phi_{VL,i} = 2 \cdot \sum_{p=1}^l \phi_{VL,i,p}. \quad (3.8)$$

Die relativen Teillängen der einzelnen Abschnitte werden mit

$$\kappa_p = \frac{\phi_{VL,i,p}}{0.5 \cdot \phi_{VL,i}}, \quad \text{mit } \sum_p \kappa_p = 1 \quad (3.9)$$

angegeben.

3.1.3 Synthese

Für eine gewünschte nominale Kopplung k , eine gegebene Inhomogenität ρ und eine Referenzimpedanz Z_{ref} , folgen die idealen Wellenparameter der beiden Eigenwellen aus den Kopplerbedingungen (2.1), (2.2), (2.4). Üblicherweise werden die elektrischen Längen beider Eigenwellen bei der Entwurfsfrequenz f_0 auf $\phi_{1,i} = \phi_0 = 90^\circ$ gesetzt. Dadurch wird gewährleistet, dass die Kompensation und die nominale Kopplung k bei der gleichen Frequenz auftreten.

Der aus vielen Abschnitten bestehende kompensierte Koppler kann nun über seine effektiven Wellenparameter charakterisiert werden, indem die ABCD-Matrizen der einzelnen Abschnitte kaskadiert werden.

Ziel ist es, Werte für die Kapazitäten $C_{q,i}$, die tatsächlichen Wellenwiderstände $Z_{VL,i,p}$, und die elektrischen Längen $\phi_{VL,i,p}$ zu finden, so dass die resultierenden effektiven Wellenparameter der Gesamtstruktur die Bedingungen (2.1), (2.2), (2.4) erfüllen.

3.1.4 Vereinfachungen

Der mögliche Parameterraum ist beliebig groß. Einige dieser Parameter hängen jedoch voneinander ab, wie z.B. die elektrischen Längen der beiden Eigenwellen durch ρ . Des Weiteren wird angenommen, dass Gleich- und Gegentaktkapazität in einem Zusammenhang stehen. Hinter dieser Annahme

steht der Gedanke, dass, wenn die gewünschte Gegentaktkapazität $C_{q,o}$ im Entwurfsprozess geändert wird, sich $C_{q,e}$ ebenfalls ändert. Der funktionale Zusammenhang wird von den geometrischen bzw. elektrischen Stellparametern bestimmt. Er muss vor der Synthese ermittelt werden – zum Beispiel durch Vollwellensimulation. Auf jeden Fall ist $C_{q,e}$ eine abhängige Entwurfsvariable, für die gilt:

$$C_{q,e} = f(C_{q,o}). \quad (3.10)$$

Um den Parameterraum weiter zu reduzieren, werden die Querschnitte der einzelnen Leitungsabschnitte als identisch angenommen. Für die Wellenwiderstände der einzelnen Abschnitte gilt somit:

$$Z_{VL,i,p} = Z_{VL,i}. \quad (3.11)$$

Für eine bestimmte Anordnung von $\kappa_1 \dots \kappa_n$, kann man nun eine oder mehrere Lösungen für die verbliebenen unabhängigen Variablen finden. Diese sind der tatsächliche Wellenwiderstand $Z_{VL,i}$ der Leitungsabschnitte, die Kapazitäten $C_{q,o}$ und die elektrische Länge der Gesamtstruktur ϕ_0 . In den folgenden Abschnitten werden die Kompensation des Kopplers für verschiedene Anzahlen n von Kapazitäten formuliert und die Lösungen diskutiert.

3.2 Kompensation mit zwei Kapazitäten

In einer ersten Verallgemeinerung wird der Fall von zwei Kapazitäten mit variabler Positionierung betrachtet.

3.2.1 Herleitung

Die relative Positionierung der Kapazität wird als $\kappa = \kappa_1 (= 1 - \kappa_2)$ definiert. Für $\kappa = 0$ befinden sich somit die beiden Kapazitäten an den Enden des Kopplers und für $\kappa = 1$ verschmelzen sie zu einer Kapazität im Zentrum. Um eine frequenzunabhängige Lösung zu erhalten wird statt der Kapazität die Suszeptanz

$$B_i = 2\pi f C_i \quad (3.12)$$

betrachtet. Für beide Eigenwellen wird die ABCD-Matrix für die Hälfte der Gesamtstruktur berechnet, indem die ABCD-Matrizen der drei Teile kaskadiert werden (Abbildung 3.2b):

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}_i &= \begin{pmatrix} \cosh(j\phi_{VL,i,1}) & Z_{VL,i} \cdot \sinh(j\phi_{VL,i,1}) \\ \frac{\sinh(j\phi_{VL,i,1})}{Z_{VL,i}} & \cosh(j\phi_{VL,i,1}) \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j \cdot B_i & 1 \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} \cosh(j\phi_{VL,i,2}) & Z_{VL,i} \cdot \sinh(j\phi_{VL,i,2}) \\ \frac{\sinh(j\phi_{VL,i,2})}{Z_{VL,i}} & \cosh(j\phi_{VL,i,2}) \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

3 Kapazitive Kompensation

Für den verlustlosen Fall und mit der Hilfsvariable

$$\zeta_i = Z_{VL,i} \cdot B_i, \quad (3.14)$$

kann die ABCD-Matrix für die Mode i wie folgt geschrieben werden:

$$a_i = \cos\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \sin(\phi_{VL,i,1}) \cdot \cos(\phi_{VL,i,2}), \quad (3.15a)$$

$$b_i = jZ_{VL,i} \cdot \left(\sin\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \sin(\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(\phi_{VL,i,2}) \right), \quad (3.15b)$$

$$c_i = \frac{j}{Z_{VL,i}} \cdot \left(\sin\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) + \zeta_i \cdot \cos(\phi_{VL,i,1}) \cdot \cos(\phi_{VL,i,2}) \right), \quad (3.15c)$$

$$d_i = \cos\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \cos(\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(\phi_{VL,i,2}). \quad (3.15d)$$

Durch Einfügen von (3.15a-d) in (2.9b) erhält man die elektrischen Längen für Gleich- und Gegentaktmode und kann so die Ausbreitungsbedingung (2.1) zu je einer quadratischen Gleichung umformen, welche für die jeweilige Hilfsvariable ζ_i aufgelöst werden kann. ζ_i hängt schließlich von den Parametern ϕ_0 , κ , sowie der unbekanntenen elektrischen Länge der verkoppelten Leitung $\phi_{VL,i}$ ab:

$$\zeta_i = \frac{\sin \phi_{VL,i}}{\sin(2\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(2\phi_{VL,i,2})} \cdot \left(1 \pm \sqrt{1 - 2 \frac{\sin(2\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(2\phi_{VL,i,2}) \cdot (\cos \phi_{VL,i} - \cos \phi_0)}{\sin^2 \phi_{VL,i}}} \right). \quad (3.16)$$

In einem nächsten Schritt wird (3.15a-d) in (2.9a) eingefügt und auf die übrigen Kopplerbedingungen (2.2) and (2.4) angewendet. Dies führt nach einigen Umformungen zu folgendem Ausdruck für den Wellenwiderstand von Gleich- und Gegentaktwelle der verkoppelten Leitungen:

$$Z_{VL,i} = Z_{L,i} \sqrt{\frac{\left(\sin\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) + \zeta_i \cdot \cos(\phi_{VL,i,1}) \cdot \cos(\phi_{VL,i,2}) \right)}{\left(\sin\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \sin(\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(\phi_{VL,i,2}) \right)}} \cdot \sqrt{\frac{\left(\cos\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \cos(\phi_{VL,i,1}) \cdot \sin(\phi_{VL,i,2}) \right)}{\left(\cos\left(\frac{\phi_{VL,i}}{2}\right) - \zeta_i \cdot \sin(\phi_{VL,i,1}) \cdot \cos(\phi_{VL,i,2}) \right)}}. \quad (3.17)$$

Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass in (3.16) die negative Wurzel verwendet wird, da nur sie zu einer physikalisch realistischen Lösung für die Wellenwiderstände der verkoppelten Leitung führt, und zwar $Z_{VL,o} < Z_{VL,e}$.

Schließlich werden (3.16) und (3.17) in (3.14) eingefügt, was zu einem Ausdruck für B_o und B_e als Funktion von $Z_{L,o}$, $Z_{L,e}$, $\phi_{VL,o}$, ϕ_0 , und κ führt.

Verwendet man diese Ausdrücke in (3.10), dem funktionalen Zusammenhang der Kapazitäten, erhält man eine Gleichung die numerisch für $\phi_{VL,o}$ aufgelöst werden kann. $\phi_{VL,e}$ folgt schließlich aus (2.5).

In diesem Ansatz ist κ ein zusätzlicher Freiheitsgrad, der für die Optimierung der Kompensation verwendet wird.

Für den Fall, dass C_e als konstant angenommen wird (vgl. [54]), wird $\phi_{VL,e}$ zuerst berechnet und $\phi_{VL,o}$ folgt aus (2.5). Mit $\phi_{VL,i}$ folgt dann bei gegebenem Parameter κ die Hilfsvariable ζ_i aus (3.16), der Wellenwiderstand $Z_{VL,i}$ aus (3.17) und schließlich B_i aus (3.14).

Die Extremfälle $\kappa = 0$ und $\kappa = 1$ führen zu den folgenden vereinfachten Formeln:

- $\kappa = 0 \rightarrow \phi_{VL,i,1} = 0, \phi_{VL,i,2} = \phi_{VL,i},$

$$Z_{VL,i} = Z_{I,i} \cdot \frac{\sin(\phi_0)}{\sin(\phi_{VL,i})}, \quad (3.18)$$

$$B_i = \frac{\cos(\phi_{VL,i}) - \cos(\phi_0)}{Z_{I,i} \cdot \sin(\phi)}. \quad (3.19)$$

- $\kappa = 1 \rightarrow \phi_{VL,i,1} = \phi_{VL,i}, \phi_{VL,i,2} = 0,$

$$Z_{VL,i} = Z_{I,i} \cdot \frac{\tan(\frac{\phi_0}{2})}{\tan(\frac{\phi_{VL,i}}{2})}, \quad (3.20)$$

$$B_i = \frac{\cos(\phi_{VL,i}) - \cos(\phi_0)}{Z_{I,i} \cdot \tan(\frac{\phi_0}{2}) \cdot (1 + \cos(\phi_{VL,i}))}. \quad (3.21)$$

Wie oben beschrieben muss auch hier $\phi_{VL,o}$ (oder $\phi_{VL,e}$) zuerst berechnet werden.

3.2.2 Einschränkungen

Die Inhomogenität ρ hängt von der Geometrie der verkoppelten Leiterstruktur ab sowie von den dielektrischen Eigenschaften des Substrates. Für den Fall von verkoppelten Mikrostreifenleitungen gilt $\rho > 1$. Sie steigt mit zunehmender Dicke h_s und Permittivität ε_s des Substrates, sowie mit dem Koppelfaktor k . Werte bis $\rho \approx 1.2$ können praktisch erreicht werden.

Andere Leitertypen, wie zum Beispiel breitseitenverkoppelte Leitungen in hängenden Substraten, können durchaus Inhomogenitäten von $0.1 < \rho < 1$ erzielen [66, 68]. Sehr geringe Werte für ρ lassen sich hier insbesondere mit Substraten niedriger Höhe und hoher Permittivität erzielen.

Der vorangegangenen Herleitung zufolge ist eine Kompensation theoretisch für beliebiges ρ möglich. Die Art der Inhomogenität führt jedoch zu Einschränkungen bei den kompensierenden Kapazitäten. Aus (3.19) bzw. (3.21) folgt:

$$\text{Typ 1 : } \rho > 1 \Rightarrow 0 < \frac{C_e}{C_o} < \frac{Z_{I,o}}{Z_{I,e}} < 1, \quad (3.22)$$

$$\text{Typ 2 : } \rho < 1 \Rightarrow 0 < \frac{Z_{I,o}}{Z_{I,e}} < \frac{C_e}{C_o} < 1. \quad (3.23)$$

Die obere (untere) Grenze von $\frac{C_e}{C_o}$ für *Typ 1* (*Typ 2*) folgt aus dem Koppelfaktor durch $\frac{Z_{1,o}}{Z_{1,e}} = \frac{1-k}{1+k}$. Für *Typ1* (*Typ2*) führt eine schwächere (stärkere) Kopplung somit zu größeren Wertebereichen des Kapazitätsverhältnisses, wodurch die Kompensation vereinfacht wird. Im weiteren Verlauf dieses Kapitels beschränken wir uns auf verkoppelte Mikrostreifenleitungen. In diesem Fall steigen die benötigten Werte der Kapazitäten mit der Kopplung k , wie im nächsten Abschnitt gezeigt wird. Für die Inhomogenität der Leitungen und den funktionalen Zusammenhang der Kapazitäten werden mit $\rho = 1.12$ und $C_e/C_o = 0.3$ typische Werte für Mikrostreifenleitungen angenommen.

3.2.3 Analyse

Zur Veranschaulichung werden verschiedene Beispiele untersucht, wobei die Kompensation stets bei $\phi_0 = 90^\circ$ stattfindet. Abbildung 3.3a zeigt die kompensierende Gegentakt-Suszeptanz B_o als Funktion der relativen Position κ für verschiedene Koppelstärken. Der Wert der Suszeptanz steigt mit zunehmender Kopplung und verringert sich, wenn die Kapazität näher am Zentrum des Kopplers positioniert wird (steigendes κ).

Die dazugehörigen tatsächlichen Wellenwiderstände der verkoppelten Leitungen sind in Abbildung 3.3b dargestellt. Der Anschaulichkeit halber sind sie auf die jeweiligen effektiven Wellenwiderstände des Kopplers normiert.

Die Streuparameter eines 15 dB-Kopplers sind in Abbildung 3.4a als Funktion der normierten Frequenz f/f_0 für den unkompensierten Fall sowie für kompensierte Fälle mit verschiedenen relativen Positionen κ dargestellt.

Unabhängig von κ wird perfekte Kompensation ($S_{11} = S_{41} = 0$) bei f_0 erreicht. Das breitbandige Verhalten ist für $\kappa = 0.5$ jedoch ungefähr 20 dB besser als mit $\kappa = 0$ oder $\kappa = 1$. Die maximale Kopplung $\max(S_{31})$ tritt bei der Entwurfsfrequenz f_0 mit $\phi = 90^\circ$ sowohl für $\kappa = 0.5$ als auch für den unkompensierten Fall auf. Für $\kappa = 0$ ($\kappa = 1$) hingegen ist $\max(S_{31})$ zu niedrigeren (höheren) Frequenzen verschoben. Dieses Verhalten kann mit den resultierenden effektiven Wellenparametern des Kopplers erklärt werden. Abbildung 3.4b zeigt die Frequenzabhängigkeit der effektiven Wellenwiderstände von Gleich- und Gegentaktwelle (oben), der effektiven Kopplerimpedanz normiert auf die 50Ω -Referenzimpedanz (Mitte) sowie der Differenz der elektrischen Längen $\Delta\phi = \phi_{1,e} - \phi_{1,o}$ (unten).

Im unkompensierten Fall sind die Impedanzbedingung (2.2) und die Kopplerbedingung (2.4) unabhängig von der Frequenz erfüllt. Die Differenz der elektrischen Längen verläuft annähernd proportional zu f/f_0 und beträgt bei f_0 ($\phi = 90^\circ$) $\Delta\phi = 10^\circ$. Dies verringert die Isolation erheblich (20 dB bei f_0). Die Eingangsreflexion hingegen ist stärker abhängig von der Impedanzbedingung und bleibt unter -40 dB. In den kompensierten Fällen hingegen erfüllen die effektiven Impedanzen und elektrischen Längen die idealen Kopplerbedingungen bei f_0 . Sie sind jedoch dispersiv: während die effektiven Wellenwiderstände für $\kappa = 0$ ($\kappa = 1$) mit der Frequenz steigen (fallen), zeigen sie für $\kappa = 0.5$ kaum Dispersion.

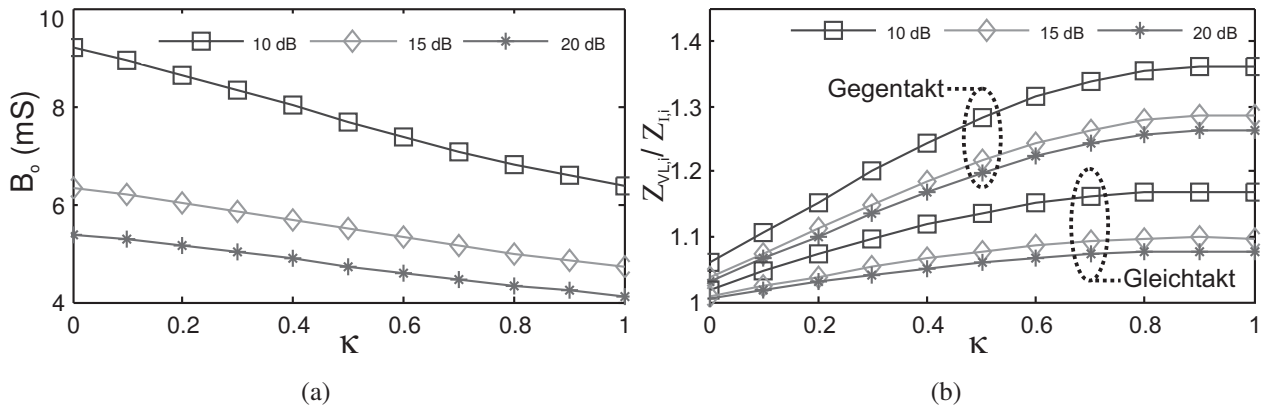


Abbildung 3.3: (a) Kompensierende Gegentakt-Suszeptanz B_o und (b) Normierter Gleich- und Gegentakt Wellenwiderstand $Z_{VL,i}$ als Funktion von κ für 10 bis 20 dB Kopplung mit $\rho = 1.12$ und $\phi_0 = 90^\circ$.

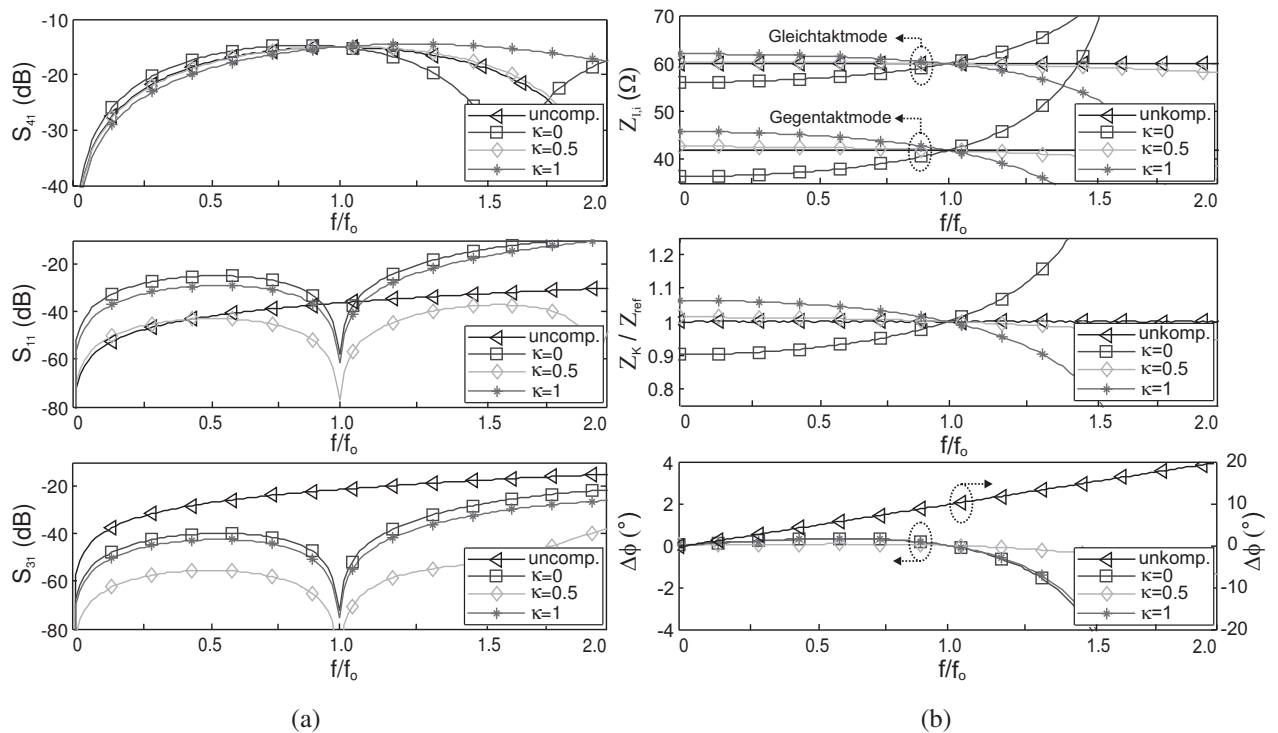


Abbildung 3.4: (a) Streuparameter und (b) effektive Wellenparameter für den unkompensierten Fall sowie für $\kappa = 0$, $\kappa = 0.5$ und $\kappa = 1$.

Auch $\Delta\phi$ zeigt deutlich weniger Dispersion für $\kappa = 0.5$ im Vergleich zu $\kappa = 0$ und $\kappa = 1$. Letztere weisen jedoch diesmal (im Vergleich zu den effektiven Wellenwiderständen) eine ähnliche Dispersion mit gleichem Vorzeichen auf.

3.2.4 Ideale Position der Kapazität

Wie im vorherigen Kapitel gezeigt, hängt die Dispersion der effektiven Wellenparameter erheblich von der Position κ der Kapazität ab. Es wird nun angestrebt, die Position zu finden, welche die Kompensation des Kopplers über eine große Bandbreite optimiert. Zu diesem Zweck wird der gesamte Lösungsraum untersucht und mit einer Kennzahl K_{\min} bewertet. K_{\min} ist definiert als die minimale Direktivität D über eine bestimmte relative Bandbreite RBW ¹:

$$K_{\min} = \min(D(f)); f \in \{RBW\}, \quad (3.24)$$

In dieser Arbeit wird die untersuchte Bandbreite mit $RBW = 100\%$ angenommen. Abbildung 3.5 zeigt den Konturplot von K_{\min} im (κ, k) -Raum für einen typischen Mikrostreifenleitungskoppler. Die optimale Position liegt ungefähr bei $\kappa = 0.48$ für starke Kopplung und steigt an bis auf $\kappa = 0.55$ für schwache Kopplung. Eine minimale Direktivität größer als $K_{\min} = 35$ dB kann so für einen 10 dB-Koppler erreicht werden. Bei einer Platzierung der Kapazitäten am Ende ($\kappa = 0$) bzw. im Zentrum ($\kappa = 1$) der verkoppelten Leitungen fällt die minimale Direktivität sogar auf unter $K_{\min} = 10$ dB bzw. $K_{\min} = 15$ dB ab.

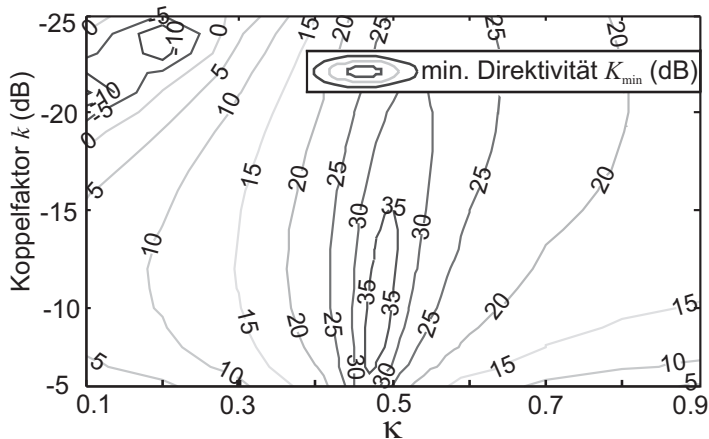


Abbildung 3.5: Minimale Direktivität über eine relative Bandbreite von 100% als Funktion von κ und der Kopplung k .

3.3 Kompensation mit $n > 2$ Kapazitäten

Unter Beibehaltung der Symmetrie wird die Anzahl der Kapazitäten nun erhöht. Beispielhaft untersuchen wir in einem ersten Ansatz drei Kapazitäten. Um die theoretischen Grenzen auszuloten, folgt schließlich die Betrachtung einer beliebigen Anzahl von Kapazitäten. Um die Anzahl der Unbekannten zu beschränken, nehmen wir für die Leitungsabschnitte identische Querschnitte an. Es gilt somit wie bereits in Abschnitt 3.1.4 $Z_{VL,i,p} = Z_{VL,i} \forall p$. Die Herleitung ähnelt dem Fall von zwei Kapazitäten, daher werden an dieser Stelle nur einzelne Aspekte erwähnt. Des Weiteren beschränken sich die Untersuchungen in diesem Abschnitt auf 15 dB-Koppler.

¹Aus dem Englischen für *relative bandwidth*

Für $n = 3$ liegt die mittlere Kapazität aus Symmetriegründen stets im Zentrum ($\kappa = 1$). Die Position der beiden äußeren Kapazitäten stellt eine zu optimierende Entwurfsvariable dar. Die Hälfte dieser symmetrischen Struktur wurde bereits in Abbildung 3.2 dargestellt.

Die ABCD-Matrix (3.13) wird mit der ABCD-Matrix der halben Suszeptanz im Zentrum $B_{2,i}/2 = \pi f C_{2,i}$ multipliziert. Da die Position von $B_{2,i}$ konstant ist, erhält man als zusätzlichen Freiheitsgrad lediglich den Wert der Suszeptanz. Für jede relative Position κ ergibt sich ein Lösungsraum mit Kombinationsmöglichkeiten von B_1 und B_2 . Zu jedem Lösungspaar gehören bestimmte Werte von $Z_{VL,i}$ und $\phi_{VL,i}$. Die minimale Direktivität K_{\min} ist als Konturplot in Abhängigkeit von κ und $B_{2,o}$ in Abbildung 3.6 dargestellt. Der größte Wert liegt mit $K_{\min} = 46$ dB bei $\kappa = 0.33$ und $B_{2,o} = 3mS$. Sowohl für $n = 2$ als auch $n = 3$ wird das maximale K_{\min} erreicht, wenn der Koppler in n ungefähr gleich große Abschnitte unterteilt wird. Jeder Abschnitt besteht hier aus einer Kapazität gegen Masse im Zentrum einer verkoppelten Leitung. Um die Synthese für den Fall von $n > 3$ Kapazitäten zu vereinfachen, wird diese Erkenntnis verallgemeinert: Der Koppler wird in n identische Abschnitte unterteilt mit identischen Kapazitäten ($C_{q,i} = C_i$) im Zentrum der einzelnen Abschnitte. Dies mag nicht die beste Lösung sein, es reduziert jedoch den Parameterraum und vereinfacht den Entwurf des Kopplers. Die einzelnen Abschnitte können über (3.20) und (3.21) ausgelegt werden, wobei ϕ_0 durch ϕ_0/n ersetzt wird. Abbildung 3.7 zeigt die Streuparameter einer solchen Struktur für verschiedene n . Mit $n > 16$ Kapazitäten wird bereits eine Isolation von mehr als 80 dB über den betrachteten Frequenzbereich erreicht. Die minimale Direktivität K_{\min} sowie die resultierende Gegentakt-Suszeptanz sind in Abbildung 3.8 als Funktion von n dargestellt. Für $n > 5$ ist K_{\min} bereits größer als 50 dB.

Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass für eine zunehmende Anzahl n die Struktur mit konzentrierten Kapazitäten immer mehr einer verteilten Struktur ähnelt. Für den Grenzfall von $n \rightarrow \infty$ erhält man somit eine uniforme, verkoppelte Leitung mit gleichen Phasengeschwindigkeiten von Gleich- und Gegentaktmode.

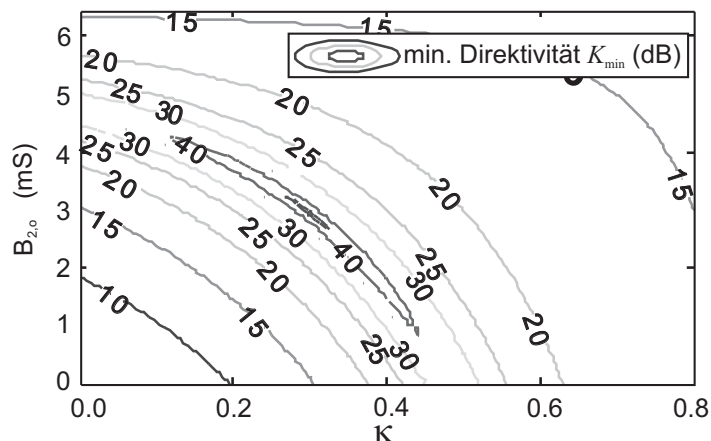


Abbildung 3.6: Minimale Direktivität K als Funktion von κ und der Suszeptanz $B_{2,o}$

3 Kapazitive Kompensation

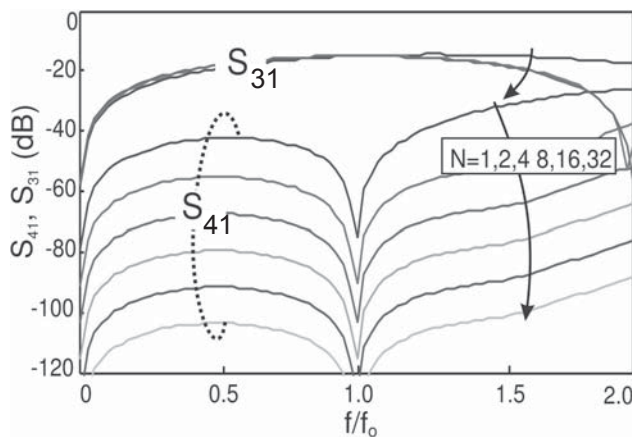


Abbildung 3.7: Streuparameter S_{41} und S_{31} für eine unterschiedliche Anzahl n von Kapazitäten für $k = 15$ dB, $\rho = 1.12$ und $C_e/C_o = 0.3$.

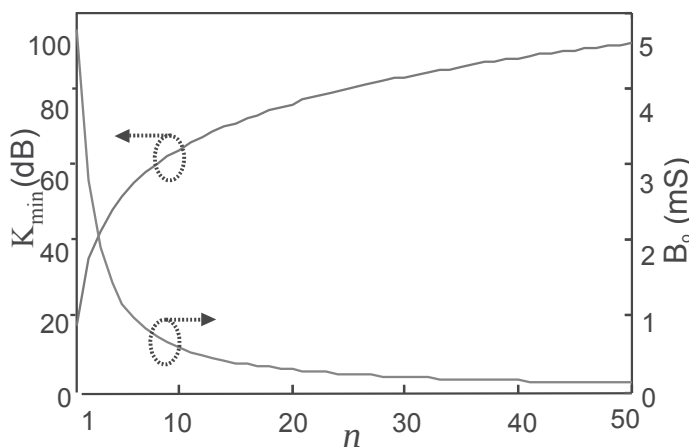


Abbildung 3.8: Minimale Direktivität K_{\min} und Gegentakt-Suszeptanz B_o als Funktion von n .

3.4 Experimente

Verschiedene 15 dB-Koppler mit einer Mittenfrequenz von 2 GHz wurden entworfen und auf Rogers Ro4003c Substraten (Substratdicke $h = 508 \mu\text{m}$, $\epsilon_r = 3.55$) hergestellt.

Die Kapazitäten wurden als interdigitale Strukturen realisiert, wie Abbildung 3.9 zu entnehmen ist. Die geometrischen Parameter der realisierten Koppler sind in Tabelle 3.1 aufgelistet. Koppler mit $n = 2, 3$ und 16 Kapazitäten, welche $n_{\text{fing}} = 7, 5$ beziehungsweise 1 Finger haben, wurden

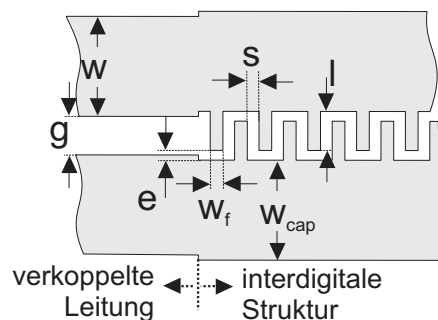


Abbildung 3.9: Geometrie der interdigitalen Kapazität.

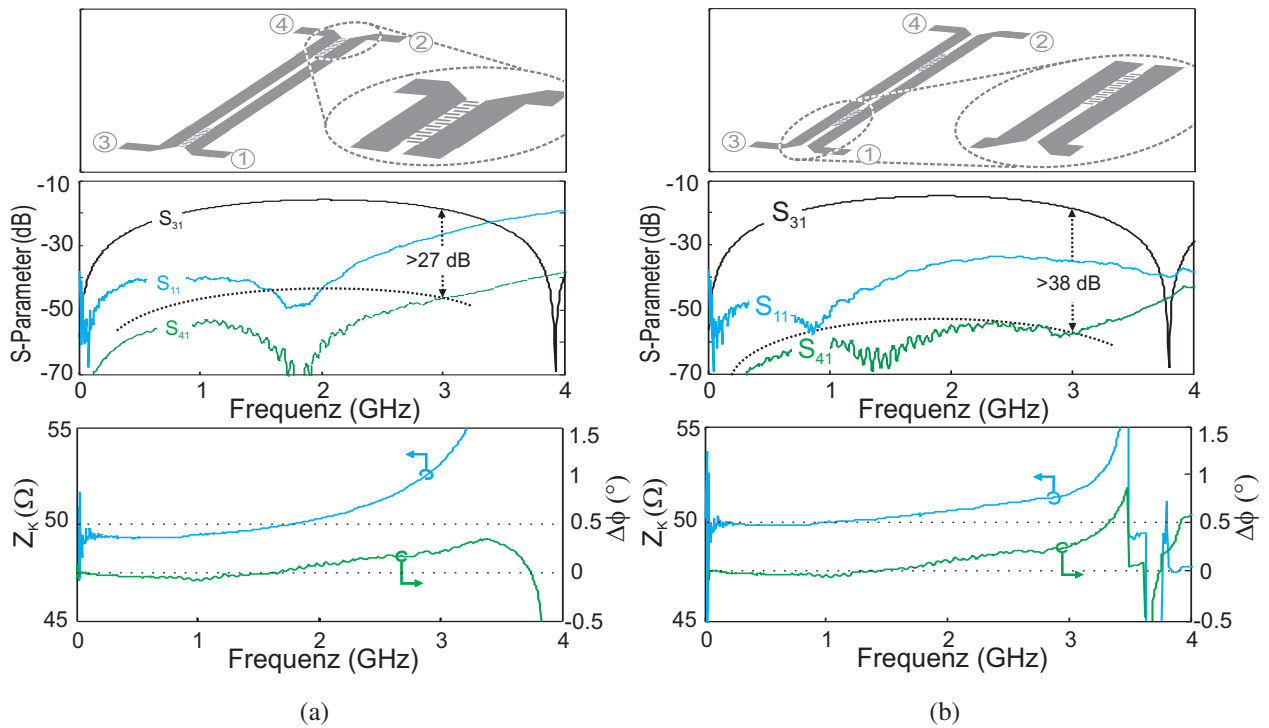


Abbildung 3.10: Richtkoppler mit zwei Kapazitäten bei (a) $\kappa = 0$ und (b) $\kappa = 0.5$. Gezeigt sind die gemessenen Streuparameter (mitte) sowie die extrahierten effektiven Wellenparameter (unten) als Funktion der Frequenz.

entworfen. Neben optimal positionierten Kapazitäten wurde zum Vergleich auch der Fall mit $n = 2$ und $\kappa = 0$ untersucht. Die Messergebnisse sind in den Abbildungen 3.10 - 3.11 wiedergegeben. Die entsprechenden Layouts sind in den Bildern ebenfalls dargestellt.

<i>coupler</i>	$2kapa_{\kappa=0}$	$2kapa_{\kappa=0.5}$	$3kapa_{\kappa=0.3}$	$16kapa$
n	2	2	3	16
n_{fing}	7	7	5	1
w [μm]	1060	995	1026	1005
w_{cap} [μm]	1060	995	1026	1005
l [μm]	375	400	445	405
g [μm]	415	415	415	415
w_f [μm]	115	115	115	115
s [μm]	135	135	135	135
e [μm]	115	115	115	115

Tabelle 3.1: Geometrische Parameter des hergestellten Kopplers.

3 Kapazitive Kompensation

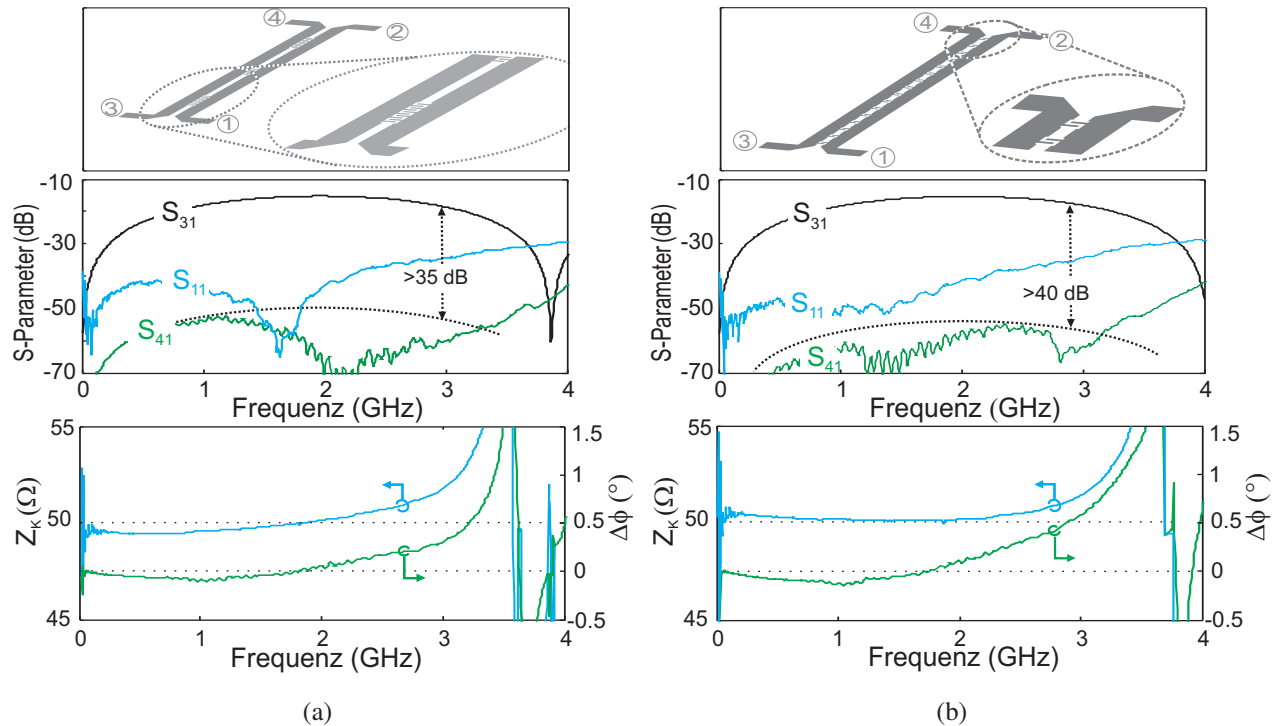


Abbildung 3.11: Richtkoppler mit (a) 3 Kapazitäten ($\kappa = 0.33$) und (b) 16 gleich verteilten Kapazitäten. Gemessene Streuparameter (Mitte) und extrahierte effektive Wellenparameter (unten) als Funktion der Frequenz.

Die Abbildungen 3.10a und 3.10b veranschaulichen den Vorteil einer optimalen Positionierung für den Fall von zwei Kapazitäten: Die minimale Direktivität K_{\min} verbessert sich von 27 dB ($\kappa = 0$) auf 38 dB ($\kappa = 0.5$).

Die aus den gemessenen Streuparametern extrahierten effektiven Wellenparameter verdeutlichen, dass die effektive Kopplerimpedanz Z_K für $\kappa = 0.5$ einen deutlich flacheren Verlauf annimmt. Die Differenz der effektiven elektrischen Längen $\Delta\phi$ beträgt weniger als 0.3° in beiden Fällen.

Ein Vergleich mit Abbildung 3.5 zeigt, dass die gemessenen minimalen Direktivitäten K größer sind als prognostiziert. So erhalten wir $K_{\min, \text{mess}, \kappa=0} = 27$ dB statt $K_{\min, \text{sim}, \kappa=0} < 10$ dB und $K_{\min, \text{mess}, \kappa=0.5} = 38$ dB statt $K_{\min, \text{sim}, \kappa=0.5} = 35$ dB. Die Gründe hierfür können vielfältig sein. Auf der einen Seite sind die tatsächlichen Werte für ρ und C_e/C_o etwas kleiner, als in der Simulation angenommen. Auf der anderen Seite werden für die Simulation konzentrierte Elemente angenommen, während die kapazitiven Strukturen in Realität eine gewisse Länge haben. Auf diesen Aspekt wird im nachfolgenden Kapitel 4 ausführlich eingegangen. Vollwellensimulationen mit interdigitalen Strukturen erzielen qualitativ ähnliche Ergebnisse für K_{\min} wie die Messungen. In der Tat lässt sich auf Grund der verteilten Struktur der interdigitalen Kapazität der Fall $\kappa = 0$ nicht realisieren. Bezogen auf das Zentrum der Kapazität gilt stets $\kappa > 0$.

Die Kompensation mit drei bzw. sechzehn Kapazitäten (Abbildung 3.11) erzielen minimale Direktivitäten von $K_{\min, 3\text{Kap.}} = 35$ dB bzw. $K_{\min, 16\text{Kap.}} = 40$ dB. Auch wenn dies im Vergleich

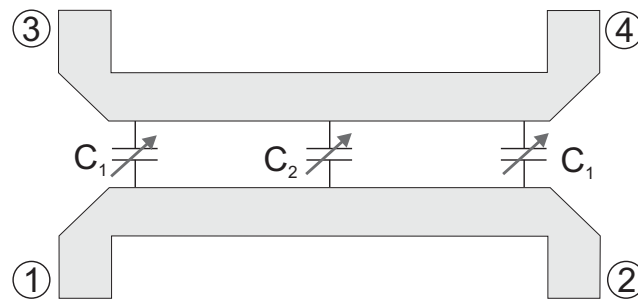


Abbildung 3.12: Schematischer Aufbau eines abstimmbaren Richtkopplers mit drei variablen Kapazitäten.

zur Literatur sehr gute Ergebnisse sind², so fällt auf, dass die theoretisch erreichbaren Werte von $K_{\min,3Kap.} = 46$ dB (Abbildung 3.6) und $K_{16Kap.} > 70$ dB (Abbildung 3.8) nicht erreicht werden.

Die Gründe hierfür liegen in der Messunsicherheit, den Herstellungstoleranzen sowie den bisher nicht berücksichtigten Verlusten. Diese limitierenden Faktoren werden ausführlich in den Kapiteln 5 und 6 untersucht und quantitativ erfasst.

3.5 Kapazitiv abstimmbare Koppler

Realisierte Richtkoppler unterliegen Fehlern systematischer und stochastischer Natur. Erstere treten auf Grund ungenauer Vollwellenanalyse auf, z.B. durch eine falsche Annahme der Materialparameter, Konvergenzfehler oder Diskretisierungsfehler. Diese Art von Fehler können über eine gezielte Korrektur des Schaltungsentwurfs (engl. *redesign*) korrigiert werden. Stochastische Fehler haben ihren Ursprung in den Toleranzen des Herstellungsprozesses, insbesondere des Ätzprozesses, sowie in Materialtoleranzen. Sie können nicht über ein *redesign* korrigiert werden. In diesem Abschnitt wird ein abstimmbarer Koppler vorgestellt, der die Möglichkeit bietet, stochastische Fehler nach Herstellung zu korrigieren [87]. Im Bereich der Hochfrequenzfilter und Oszillatoren sind derartige Methoden sehr gebräuchlich [88, 89].

In Kapitel 3.3 wurde bereits gezeigt, dass das Gleichungssystem bei einer Kompensation mit $n > 2$ Kapazitäten überbestimmt ist. Der zusätzliche Freiheitsgrad wurde erfolgreich dazu verwendet, die Kompensation hinsichtlich ihrer Bandbreite zu optimieren. In diesem Kapitel wird der zusätzliche Freiheitsgrad hingegen für die Korrektur von Herstellungstoleranzen verwendet.

²Tatsächlich weisen die hier präsentierten Messergebnisse auch in einem ausführlichen Vergleich von über 30 publizierten und kommerziellen Richtkopplern die höchsten Direktivitäten über eine vergleichbare Bandbreite auf [86]

3.5.1 Analyse

Der schematische Aufbau eines Richtkopplers mit drei abstimmbaren Kapazitäten ist in Abbildung 3.12 dargestellt. Sie zeigt die Gegentakt-Kapazität C_2 im Zentrum sowie zwei identischen Kapazitäten C_1 an den Enden der verkoppelten Leitungen. Der Anschaulichkeit halber wird hier nur die Gegentakt-Kapazität gezeigt. In der nachfolgenden Analyse wird die Gleichtakt-Kapazität zuerst berücksichtigt, später jedoch begründet vernachlässigt. Die $abcd$ -Matrix der linken Hälfte der Struktur kann für die Mode i und $\kappa = 0$ wie folgt beschrieben werden:

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} a_i & b_i \\ c_i & d_i \end{pmatrix}_i &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ jB_{i,1} & 1 \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} \cosh(\phi_{VL,i}) & Z_{VL,i} \cdot \sinh(\phi_{VL,i}) \\ \frac{1}{Z_{VL,i}} \cdot \sinh(\phi_{VL,i}) & \cosh(\phi_{VL,i}) \end{pmatrix} \\ &\times \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ j\frac{B_{i,2}}{2} & 1 \end{pmatrix}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

wobei $B_{i,1} = \omega C_{i,1}$ und $B_{i,2} = \omega C_{i,2}$ die Suszeptanzen an den Enden und in der Mitte des Kopplers darstellen. Der Koppler kann nun über seine effektiven Wellenparameter gemäß (2.9) beschrieben werden. Des Weiteren gilt für den idealen Koppler mit Kopplung k , dass er die Gleichungen (2.1), (2.2) und (2.4) erfüllen muss.

3.5.2 Lösungsraum

Die acht zu bestimmenden Parameter sind die Wellenwiderstände $Z_{VL,i}$ und die elektrischen Längen $\phi_{VL,i}$ der verkoppelten Leitungen, sowie die Suszeptanzen $B_{i,1}$ und $B_{i,2}$. Das Problem ist überbestimmt, da mit (2.1), (2.2) und (2.4) nur drei Entwurfsgleichungen vorliegen. Einige der Größen hängen voneinander ab oder sind vorgegeben, was das Verfahren vereinfacht. Die parasitäre Kapazität der Gleichtaktmode C_e hängt von der Art der Realisierung ab und sollte, wie im vorherigen Kapitel detailliert beschrieben, generell berücksichtigt werden. Wie in Abschnitt 3.5.4 demonstriert wird, gilt in diesem Beispiel jedoch $C_e \ll C_o$, weshalb C_e in der Analyse vernachlässigt werden kann [54]. Die elektrische Länge und der Wellenwiderstand der Gleichtaktmode können somit festgelegt werden: $\phi_{VL,e} = \phi$ und $Z_{VL,e} = Z_{1,e}$. Des Weiteren ist über die Inhomogenität auch die elektrische Länge der Gegentaktmode bestimmt: $\phi_{VL,o} = \phi_{VL,e}/\rho$. Wird nur eine Kapazität verwendet (C_1 oder C_2), so gibt es genau eine Lösung für das Kompensationsproblem, d.h. $Z_{VL,o}$ und B_1 (oder B_2) sind eindeutig bestimmt. Bei zwei Kapazitäten ist das Problem überbestimmt und der Lösungsraum wird begrenzt durch seine

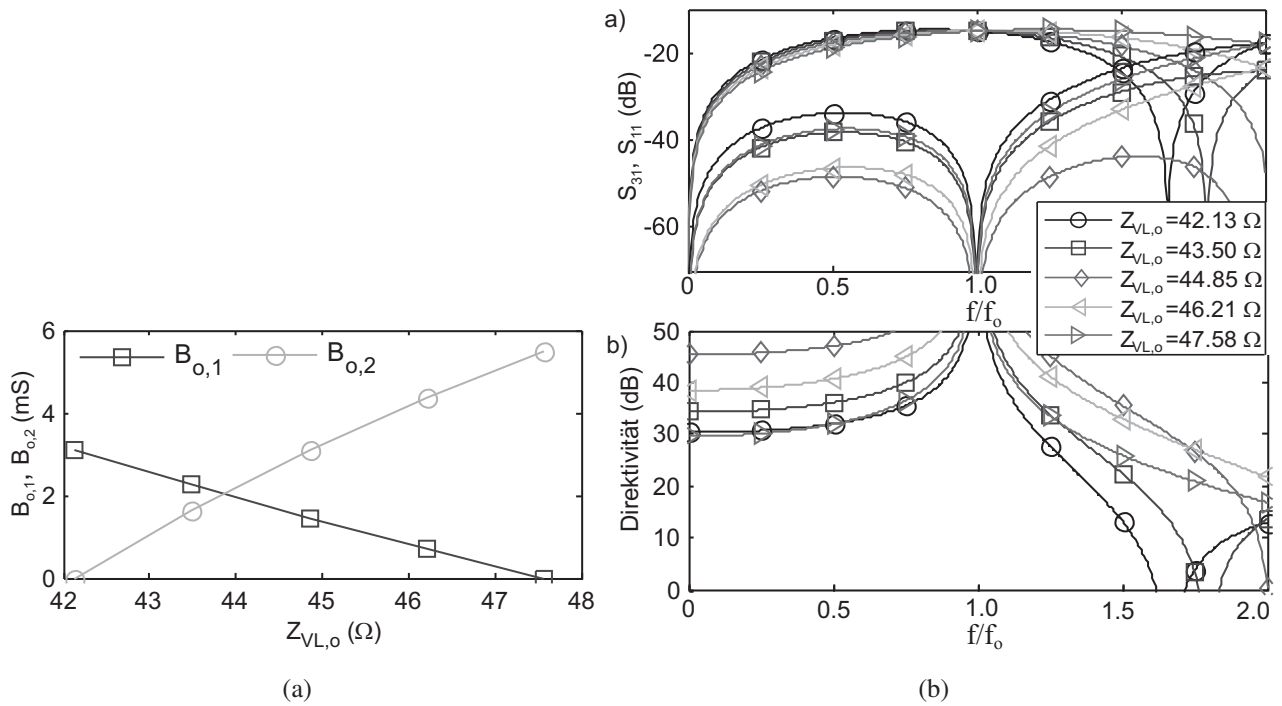


Abbildung 3.13: (a) Gegentakt-Suszeptanzen $B_{o,1}$ und $B_{o,2}$ als Funktion des Gegentakt-Wellenwiderstandes $Z_{VL,o}$ für eine Kompensation bei $\phi = 90^\circ$. (b) Die dazugehörigen Streuparameter (oben) und Direktivität (unten) für ausgewählte Werte von $Z_{VL,o}$.

- untere Grenze

$$B_{o,2} = 0, B_{o,1} = B_{o,1,max}, Z_{VL,o} = Z_{VL,o,min},$$

und

- obere Grenze

$$B_{o,1} = 0, B_{o,2} = B_{o,2,max}, Z_{VL,o} = Z_{VL,o,max}.$$

Innerhalb dieser Grenzen gibt es für jedes $Z_{VL,o}$ genau eine Kombination $[B_{o,1}, B_{o,2}]$, die das Kompensationsproblem löst. Die genaue Lösung ist

$$B_{o,1} = \frac{\cos \phi_{VL,o} - \frac{Z_{VL,o} \sin \phi_{VL,o}}{Z_{l,o}} \sin \frac{\phi}{2}}{\cos} \frac{\phi}{2} Z_{VL,o} \sin \phi_{VL,o}, \quad (3.26)$$

$$\frac{B_{o,2}}{2} = \frac{\cos \phi_{VL,o} - \frac{Z_{l,o} \phi}{\sin 2}}{Z_{VL,o}} \sin \phi_{VL,o} \cos \frac{\phi}{2} Z_{VL,o} \sin \phi_{VL,o}. \quad (3.27)$$

Abbildung 3.13(a) zeigt die Gegentakt-Suszeptanzen $B_{o,1}$ und $B_{o,2}$ eines 15 dB-Kopplers mit $\rho = 1.09$ als Funktion des Wellenwiderstandes $Z_{VL,o}$. Die Streuparameter des Kopplers sind für fünf unterschiedliche Werte von $Z_{VL,o}$ in Abbildung 3.13(b) als Funktion der normierten Frequenz dargestellt. f_0 ist die Entwurfssfrequenz, bei der $\phi = 90^\circ$ gilt.

Es zeigt sich, dass $B_{o,1} \approx B_{o,2}/2$ die beste Wahl für eine möglichst breitbandige Kompensation ist.

3.5.3 Adaptive Fehlerkorrektur

Im Folgenden werden Abweichungen der Permittivität ($\Delta\varepsilon$), der Substratdicke (Δh), der Leiterbreite (Δw) und des Koppelspaltes (Δg) diskutiert (Siehe Abbildung 3.9 und Tabelle 3.1). Variationen der Leiterbreite und des Koppelspaltes resultieren aus Schwankungen des Ätzworganges. Sie werden über den Ätzfaktor EF (engl.: *etching factor*) berücksichtigt: $EF = 10\mu\text{m} = \Delta w = -\Delta g$. Der Einfluss der Toleranzen kann mit analytischen Formeln der Wellenparameter (z.B. über *ADS LineCalc* [90]) oder per Vollwellenanalyse abgeschätzt werden. In Tabelle 3.2 sind die Einflüsse der Toleranzen beispielhaft für einen 15 dB-Richtkoppler auf einem Ro4003 Substrat mit $h = 0.81$ mm aufgelistet.

Die Inhomogenität ρ sowie die elektrische Länge werden durch die Variationen nur geringfügig beeinflusst. Sie können zudem über eine Einstellung der Kapazitäten direkt korrigiert werden. Änderungen der Koppelstärke k liegen in der Größenordnung von ≈ 0.1 dB und sind somit vernachlässigbar. Die Kopplerimpedanz $Z_{VL,K} = \sqrt{Z_{VL,e} \cdot Z_{VL,o}}$ variiert jedoch mit $\Delta Z_{VL,K} \approx \pm 0.44 \Omega$, was in einer erheblichen Verringerung von Anpassung und Isolation resultiert. Es sei an dieser Stelle angemerkt, dass für dünnere Substrate die Abweichung $\Delta Z_{VL,K}$ noch größer wird und 1Ω schnell überschreiten kann.

Der Einfachheit halber werden hier nur die Gegentakt-Kapazitäten variiert. Sie beeinflussen sowohl den effektive Gegentakt-Widerstand $Z_{1,o}$ als auf die elektrische Länge $\phi_{VL,o}$ der Gesamtstruktur. Über $Z_{1,o}$ wird folglich auch Z_K variiert, was für die Impedanzbedingung des Kopplers relevant ist. So kann zum Beispiel eine durch einen zu großen Gleichtakt-Wellenwiderstand $Z_{VL,e}$ erhöhte effektive Kopplerimpedanz $Z_{VL,K}$ mittels der Gegentakt-Kapazität C_o korrigiert werden. Zu berücksichtigen ist dabei, dass dies die Kopplung k erhöht.

Abbildung 3.14 zeigt die nötigen Suszeptanzen $B_{o,1}$ und $B_{o,2}$ als Funktion der Inhomogenität ρ und der effektiven Kopplerimpedanz $Z_{VL,K}$. Die fett-gedruckten, gestrichelten Linien markieren die obere (blau) und untere (grün) Grenze für $B_{o,1} = 0$ beziehungsweise $B_{o,2} = 0$. Außerhalb dieses Bereichs ist der Koppler auf diese Weise nicht mehr kompensierbar.

Nominalwerte: $h = 0.81$ mm, $\varepsilon = 3.55$, $w = 1685 \mu\text{m}$, $g = 500 \mu\text{m}$				
Variation	$\Delta Z_K [\Omega]$	$\Delta \rho \cdot 10^{-4}$	$\Delta \theta [^\circ]$	$\Delta c [\text{dB}]$
$\Delta\varepsilon = 0.05$	-0.154	3.77	0.279	0.007
$\Delta h = 10 \mu\text{m}$	0.350	4.27	-0.052	-0.106
$\Delta EF = 10 \mu\text{m}$	-0.22	4.79	0.0074	-0.172

Tabelle 3.2: Einfluss der Toleranzen auf die Parameter des Kopplers.

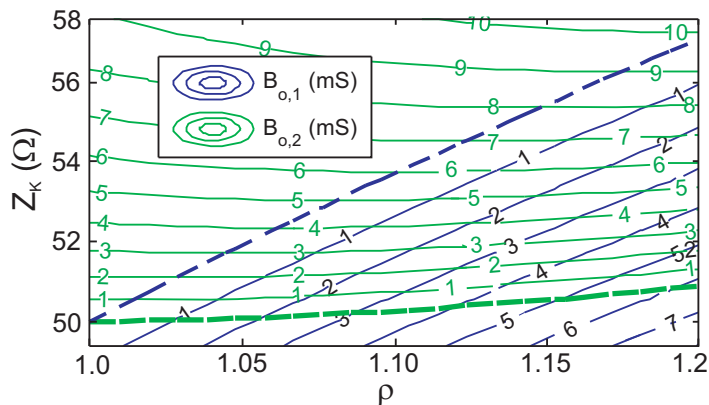


Abbildung 3.14: Wertebereich der Suszeptanzen $B_{o,1}$ und $B_{o,2}$ als Funktion der effektiven Kopplerimpedanz und der effektiven Inhomogenität ρ .

Für eine schwächere Inhomogenität ρ (zum Beispiel durch eine Vor-Kompensierung) werden die benötigten Suszeptanzen kleiner. Der Bereich der Kopplerimpedanzen $Z_{VL,K}$, für den der Koppler kompensiert werden kann, verringert sich jedoch auch, was für die Abstimmung des Kopplers in der Praxis unvorteilhaft sein kann. Mittels der Gegentaktkapazität kann die effektive Wellenimpedanz $Z_{I,o}$ (bzw. die Kopplerimpedanz Z_K) ausschließlich verringert werden, weshalb der Koppler stets so ausgelegt werden sollte, dass ohne Abstimmkapazitäten seine effektive Kopplerimpedanz $Z_{VL,K} > Z_{ref}$ erfüllt.

3.5.4 Realisierung abstimmbarer Kondensatoren

Das vorgestellte Abstimmverfahren kann prinzipiell mit einer beliebigen, jedoch variablen Kapazität, wie zum Beispiel einer MEMS Kapazität oder Varaktordiode, realisiert werden. Diese muss lediglich zwei Bedingungen erfüllen: Zum einen muss sie den benötigten Wertebereich abdecken, und zum anderen muss sie zwischen den verkoppelten Leitungen angebracht werden können.

Um den vorgestellten Ansatz zu verifizieren, werden in dieser Arbeit verstellbare dielektrische Schrauben verwendet. Diese werden derart zwischen den Leitungen, oberhalb des Kopplers angebracht, dass sie bis auf die Platine abgesenkt werden können. Solch eine Technik ist weit verbreitet bei der Abstimmung von Filtern oder Oszillatoren.

Die dielektrischen Abstimmerschrauben werden in einem Deckel montiert, der sich in einem Abstand von ≈ 4 mm über dem Substrat befindet. Die Gegentakt-Kapazität kann nun erhöht werden, indem der Abstand d zwischen Schraube und Substrat bzw. den verkoppelten Leitungen verringert wird, wie in Abbildung 3.15 schematisch dargestellt ist. In dieser Arbeit verwenden wir zwei verschiedene dielektrische Abstimmerschrauben von *Alfred Tronser GmbH* [91]: die eine besitzt eine Permittivität von $\epsilon_r = 10$ und einen Radius von $r = 0.8$ mm, die andere von $\epsilon_r = 30$ und $r = 508$ μm . Die von diesen Schrauben erzeugte Gleich- und Gegentaktkapazitäten sind in Abbildung 3.15a dargestellt. Die Simulation wurde mit CST Microwave Studio [92] durchgeführt. Das Substrat wird mit $\epsilon = 3.55$ und einer Dicke von $h_s = 0.81$ mm angenommen, die verkoppelten Leiter mit einer Weite von $w = 1.5$ mm und einem Koppelspalt von $s = 0.46$ mm. Im Falle eines Leitungskopplers führt diese Struktur zu einer Kopplung von etwa -15 dB. Wenn die benötigten Kapazitätswerte über die

Abstimmuschrauben allein nicht erzeugt werden können, bietet es sich an, den Abstand der verkoppelten Leitungen im Bereich der Abstimmuschrauben zu verringern. Dies ist in Abbildung 3.15b für einen stufenartig verringerten Spalt von $g = 0.07$ mm gezeigt.

Es zeigt sich, dass die Gegentakt-Kapazität für einen geringer werdenden Abstand stark ansteigt. Die maximal erreichbaren Werte liegen bei 0.15 pF ($\epsilon = 10$) und 0.25 pF ($\epsilon = 30$) bei uniformen verkoppelten Leitungen sowie bei 0.4 pF ($\epsilon = 10$) und 0.7 pF ($\epsilon = 30$) für die verkoppelten Leitungen mit stufenartiger Verengung. Die Gleichtakt-Kapazität erweist sich als annähernd konstant mit einem Wert von $C_e < 0.015$ pF, was ihre Vernachlässigung in unserer Analyse rechtfertigt.

3.5.5 Experimente

Ein 15 dB-Koppler wird mit einer Mittenfrequenz von 3 GHz auf einem *Rogers Ro4003*-Substrat ($h = 0.81$ mm, $\epsilon_r = 3.55$) realisiert. Hierfür wird er mit einer effektiven Kopplerimpedanz von ungefähr $Z_{VL,K} \approx 52 \Omega$ bei einer Referenzimpedanz von $Z_{ref} = 50 \Omega$ ausgelegt. Der Koppler wird dann mit einem Vierstor-Netzwerkanalysator vermessen und mit dielektrischen Abstimmuschrauben abgeglichen. Der abstimmbare Koppler ist in Abbildung 3.16b dargestellt. Die simulierten Streuparameter aus Abbildung 3.13b können trotz adaptiver Abstimmung nicht erreicht werden. Limitierende Faktoren scheinen die vier nicht identischen Übergänge der Messvorrichtung zu sein. Die gemessenen Reflexion S_{ii} der Messvorrichtung beträgt an allen Toren weniger als -30 dB. Unterschiede in der Anpassung der Messtore führen jedoch zu einer Asymmetrie der Gesamtstruktur, die durch symmetrisch angeordnete Abstimmuschrauben nicht oder nur begrenzt korrigiert werden kann. Ab-

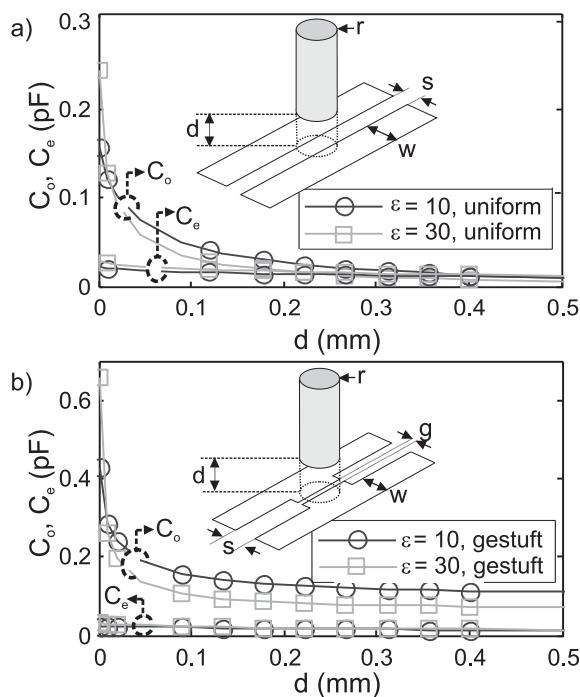


Abbildung 3.15: Gleich- und Gegentakt-Kapazität als Funktion der Distanz d der Abstimmuschraube zum Substrat für zwei unterschiedliche Abstimmuschrauben bei (a) einer uniform verkoppelten Leitung sowie (b) einer verkoppelten Leitung mit einer lokalen stufenartigen Verengung (b).

weichungen von der idealen doppelten Symmetrie können die Direktivität signifikant beeinflussen. Die vier unterschiedlichen Reflexionsfaktoren S_{ii} sind in Abbildung 3.16a gezeigt. Die Abstimm-schrauben wurden in drei verschiedene Zustände gebracht (*set 1 – set 3*). Auf diese Weise konnten sehr große Direktivitäten bei unterschiedlichen Frequenzen realisiert werden. *Set 2* erzeugt so eine Direktivität von > 40 dB in einem Frequenzbereich von 2.75 GHz bis 3.4 GHz.

3.6 Fazit

In diesem Kapitel wurde die bekannte Methode der kapazitiven Kompensation aufgegriffen und erweitert. Im Gegensatz zu den Ansätzen aus der Literatur wurde eine beliebige Anzahl an Kondensatoren betrachtet. Deren Position auf der Leitung wurde hinsichtlich einer maximalen Direktivität innerhalb einer bestimmten Bandbreite optimiert. Die parasitäre Gegentaktkapazität wurde nach Wissen des Autors erstmalig konsequent in den Entwurfsgleichungen berücksichtigt.

Kompensierte Koppler mit zwei, drei und sechzehn ideal positionierten Kondensatoren wurden hergestellt und vermessen sowie hinsichtlich ihrer effektiven Wellenparameter charakterisiert. Die Koppler wiesen Direktivitäten von 35 – 40 dB über einer Bandbreite von 100% auf, was eine deutliche Verbesserung im Vergleich zu den Werten in Literatur darstellt. Die Gründe, warum die simulier-

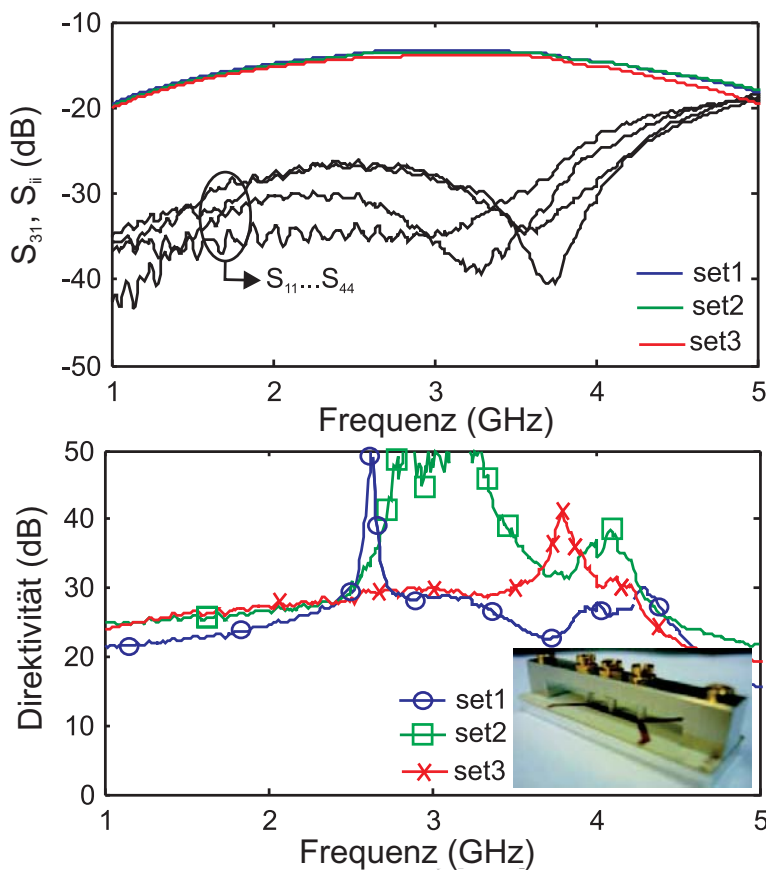


Abbildung 3.16: (a) Streuparameter und (b) Direktivität eines 3 GHz/15 dB-Kopplers für unterschiedliche Abstände der dielektrischen Abstimm-schrauben sowie Foto des abstimmbaren Kopplers.



3 Kapazitive Kompensation

ten Direktivitäten nicht erreicht wurden, können den Herstellungstoleranzen und Messunsicherheiten zugeschrieben werden. Diese beiden Aspekte werden ausführlich in Kapitel 6 behandelt.

Des Weiteren fällt auf, dass die realisierten, interdigitalen Kapazitäten Ausdehnungen in Längsrichtung ($X-X'$) aufweisen, die bei der Simulation mit konzentrierten Kapazitäten vernachlässigt werden. Die Modellierung realer Kapazitäten unter Berücksichtigung ihrer geometrischen Ausdehnung wird im nächsten Kapitel behandelt.

Eine Realisierung von quasi-konzentrierten Kapazitäten ist mittels dünner dielektrischer Stifte möglich, die zwischen die Leitungen geführt werden. So wurde gezeigt, dass bei einer Kompensation mit $n > 2$ Kapazitäten, der zusätzliche Freiheitsgrad herstellungsbedingte Abweichungen korrigieren kann. Der Abstimmbereich wurde spezifiziert und eine experimentelle Verifizierung mit mechanischen Abstimmerschrauben wurde durchgeführt. Die Messergebnisse bestätigen prinzipiell die Möglichkeit und das Verfahren, Richtkoppler abzustimmen. Auf Grund gegebener Asymmetrien konnten die simulierten Direktivitäten jedoch nicht erreicht werden.

4 Generische Kompensationsnetzwerke

Im vorherigen Kapitel wurde gezeigt, dass unter idealisierten Bedingungen eine Kompensation mittels Kapazitäten möglich ist. In Mikrostreifentechnologie werden Kapazitäten häufig als interdigitale Strukturen realisiert [93–95]. Diese haben eine Ausdehnung in Längsrichtung, welche bei genauerer Betrachtung nicht vernachlässigbar ist. Die realisierten Kapazitäten können demnach nicht mehr als konzentrierte, zwischen den Leitungen geschaltete Zweitore betrachtet werden. Ihr Ersatzschaltbild entspricht vielmehr einem Viertor mit reaktiven Komponenten sowohl in Längs- als auch Querrichtung.

Es sei an dieser Stelle erwähnt, dass es auch Realisierungen von Kapazitäten mit sehr geringer Längsausdehnung gibt, wie zum Beispiel mittels verkoppelter Stichleitungen oder kurzer Abschnitte mit starker Kopplung. Stichleitungen sind jedoch relativ lang und können ausschließlich zwischen schwach verkoppelten Leitungen oder an die Enden der Koppler angebracht werden [96]. Mit kurzen Abschnitten starker Kopplung hingegen lassen sich die benötigten Kapazitätswerte nicht erzielen [95]. Diese Ansätze werden daher in dieser Arbeit nicht weiter verfolgt.

Wenn sich die realisierten interdigitalen Kapazitäten nur über Viertornetzwerke beschreiben lassen, so drängt sich die Frage auf, wie solche Viertornetzwerke idealer Weise beschaffen sein müssen, um eine möglichst breitbandige Kompensation zu erzielen.

Dieses Kapitel beschäftigt daher sich mit der Analyse und Synthese solcher allgemeinen Kompensationsnetzwerke.

4.1 Analyse möglicher Netzwerke

Es werden in dieser Arbeit ausschließlich doppelt-symmetrische Viertornetzwerke betrachtet, welche sich in Gleich- und Gegentakt-Netzwerke zerlegen lassen. Diese können dann mit effektiven Wellenparametern, d.h. einem effektiven Wellenwiderstand $Z_{NW,i}$ und einer elektrischen Länge $\phi_{NW,i}$ beschrieben werden (der Index NW kennzeichnet im Folgenden sich auf Netzwerke beziehende Parameter). Dieses Verfahren bietet sich an, da die zu kompensierenden verkoppelten Leitungen ebenfalls über Wellenparameter beschrieben werden.

Im Folgenden wird untersucht, wie das Netzwerk in Bezug auf seine effektiven Wellenparameter beschaffen sein muss, um verkoppelte Leitungen einer bestimmten Inhomogenität zu kompensieren.

4.1.1 Allgemeiner Fall

Im allgemeinen Fall besteht die Gesamtstruktur aus $n \geq 1$ Kompensationsnetzwerken, verbunden durch Abschnitte von verkoppelten Leitungen. Je nachdem, ob die Gesamtstruktur an den Enden mit einer verkoppelten Leitung oder mit einem Netzwerk beginnt, gibt es $n + 1$ bzw. $n - 1$ Leitungsabschnitte. Der Index p bezeichnet die Position des Kompensationsnetzwerks bzw. des Leitungsabschnittes.

Auf Grund der angenommenen Symmetrie ist die Betrachtung der Hälfte der Struktur ausreichend. In jeder Hälfte gibt es m Netzwerke und l verkoppelte Leitungen. Die Werte für m und l wurden bereits in Kapitel 3 in (3.6) und (3.7) für gerade und ungerade n beschrieben.

Hier und im Folgenden dieser Arbeit werden die Gesamtstruktur und die Kompensationsnetzwerke mit den Indizes GS bzw. NW gekennzeichnet. Sofern nicht anders angegeben, werden sie stets über ihre *effektiven* Wellenparameter gemäß Kapitel 2.3 beschrieben. Auf eine zusätzliche Kennzeichnung als solche über den bisher verwendeten Index I wird aus Gründen der Übersichtlichkeit verzichtet.

Aus den (effektiven) Wellenparametern der einzelnen Netzwerke (NW,i,p) und Leitungsabschnitte (VL,i,p) lassen sich die dazugehörigen $ABCD$ -Matrizen berechnen. Die Hälfte der Gesamtstruktur kann nun über eine Multiplikation der $(m + l)$ $ABCD$ -Matrizen berechnet werden.

So gilt für gerade n

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{GS,i} = \left(\prod_{p=1}^m \left[\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{VL,i,p} \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{NW,i,p} \right] \right) \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{VL,i,m+1}, \quad (4.1)$$

und für ungerade n

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{GS,i} = \left(\prod_{p=1}^{m-1} \left[\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{VL,i,p} \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{NW,i,p} \right] \right) \times \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{VL,i,m} \times \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}_{NW,i,m}. \quad (4.2)$$

Aus der $ABCD$ -Matrix der Gesamtstruktur lassen sich ihre effektiven Wellenparameter $Z_{GS,i}$ und $\phi_{GS,i}$ berechnen.

Ziel der Synthese ist es, eine Gesamtstruktur zu entwerfen, deren effektive Wellenwiderstände der Impedanzbedingung (2.2) genügen und nach (2.2) die gewünschte Kopplung k erzeugen. Ferner müssen die effektiven elektrischen Längen $\phi_{GS,i}$ die Ausbreitungsbedingung (2.1) erfüllen.

Vorgegebene Parameter sind somit die Referenzimpedanz Z_{ref} , die Kopplung k , die Inhomogenität $\rho_{VL,p}$ der verkoppelten Leitungen in Abschnitt p und die Entwurfsfrequenz f_0 . Letztere spielt bei

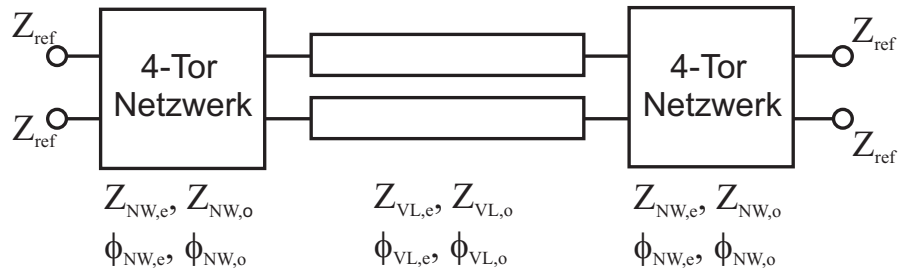


Abbildung 4.1: Gesamtstruktur bestehend aus verkoppelter Leitung und $n = 2$ Kompensationsnetzwerken mit $\kappa = 0$.

der allgemeinen Analyse jedoch noch keine Rolle, da Koppler vorerst über ihre elektrische Länge bestimmt werden.

Die einzelnen Netzwerke können prinzipiell beliebige effektive Wellenwiderstände $Z_{NW,i,p}$ und elektrische Längen $\phi_{NW,i,p}$ annehmen. Einzige Einschränkung ist hier, dass $Z_{NW,e,p} > Z_{NW,o,p}$ gelten muss. Auch die Leitungsabschnitte können prinzipiell beliebige Wellenwiderstände $Z_{VL,i,p}$ und elektrische Längen $\phi_{VL,i,p}$ aufweisen. Als Einschränkung gilt hier ebenfalls $Z_{VL,e,p} > Z_{VL,o,p}$. Zusätzlich hängen bei den verkoppelten Leitungen die elektrischen Längen der Eigenwellen über die vorgegebene Inhomogenität voneinander ab: $\phi_{VL,e,p} = \rho_p \cdot \phi_{VL,o,p}$. Streng genommen kann die Inhomogenität $\rho_{VL,p}$ variieren, da sie von der Geometrie der Wellenleiter abhängt und somit eine Funktion der Impedanzen $Z_{VL,i,p}$ ist.

Die Anzahl der Freiheitsgrade N_{FG} hängt von der Anzahl der Kompensationsnetzwerke folgendermaßen ab:

$$N_{FG} = \begin{cases} \frac{7}{2}(n+1) & \text{für } n = 1, 3, 5 \dots (\text{ungerade}) \\ \frac{7}{2}(n) + 4 & \text{für } n = 2, 4, 6 \dots (\text{gerade}) \end{cases} \quad (4.3)$$

4.1.2 Reduzierter Fall

Wie im vorherigen Abschnitt verdeutlicht, ist selbst für eine geringe Anzahl n an Netzwerken die Anzahl der Freiheitsgrade, die den Lösungsraum der Synthese eines idealen Kopplers aufspannen, so groß, dass eine anschauliche Analyse nicht ohne eine deutliche Reduzierung der Freiheitsgrade möglich ist. So wird in diesem Abschnitt der Fall von $n = 2$ Kompensationsnetzwerken betrachtet, was zu einem maximalen Lösungsraum von $N_{FG} = 11$ Freiheitsgraden führt. Werden die Kompensationsnetzwerke an die Enden platziert, wie in Abbildung 4.1 dargestellt, so liegen gibt es in beiden symmetrischen Hälften $m = l = 1$ Leitungsabschnitte bzw. Kompensationsnetzwerke. Der Lösungsraum reduziert sich somit auf $N_{FG} = 7$ Freiheitsgrade.

Des Weiteren werden für das hier analysierte Beispiel folgende Festlegungen getroffen: Die Gesamtstruktur wird für eine Kopplung von $k_{GS} = 20 \log_{10} \left(\frac{Z_{GS,e} - Z_{GS,o}}{Z_{GS,e} + Z_{GS,o}} \right) = -10$ dB und Referenzimpedanzen

4 Generische Kompensationsnetzwerke

von $Z_{\text{ref}} = 50 \Omega$ ausgelegt. Sie wird stets bei der Entwurfsfrequenz f_0 für eine elektrische Länge von $\phi_{\text{GS},i} = 90^\circ$ ideal kompensiert. Die elektrische Länge der Gleichtaktmode der verkoppelten Leitung beträgt $\phi_{\text{VL},e} = 60^\circ$ bei f_0 . Diese Festlegung ist willkürlich, sie führt jedoch erfahrungsgemäß zu sinnvollen elektrischen Längen $\phi_{\text{NW},i}$ für das Kompensationsnetzwerk. Die Inhomogenität wird frequenzunabhängig mit $\rho_{\text{VL}} = \phi_{\text{VL},e}/\phi_{\text{VL},o} = 1.1$ angenommen, einem typischen Wert für verkoppelte Mikrostreifenleiter. Die verbleibenden Freiheitsgrade, mit denen die Kompensation und die erwünschte Kopplung eingestellt werden, sind demnach die effektiven Wellenwiderstände $Z_{\text{NW},i}$ der Netzwerke, die Wellenwiderstände $Z_{\text{VL},i}$ der verkoppelten Leitung, sowie die elektrischen Längen $\phi_{\text{NW},i}$ des Netzwerks.

Es ergibt sich ein Lösungsraum, welcher der Anschaulichkeit halber als Funktion der auf die Leitungswiderstände normierten effektiven Wellenwiderstände der Netzwerke $Z_{\text{NW},i}/Z_{\text{VL},i}$ dargestellt wird. Für jedes Wertepaar $\left[\frac{Z_{\text{NW},e}}{Z_{\text{VL},e}}, \frac{Z_{\text{NW},o}}{Z_{\text{VL},o}} \right]$ werden nun die Wellenwiderstände der verkoppelten Leitung sowie die effektiven Wellenparameter der Kompensationsnetzwerke so optimiert, dass die Gesamtstruktur in f_0 kompensiert ist. Gleiche Wertepaare $\left[\frac{Z_{\text{NW},e}}{Z_{\text{VL},e}}, \frac{Z_{\text{NW},o}}{Z_{\text{VL},o}} \right]$ in Abbildung 4.2(a)-(f) gehören somit stets zu der selben Lösung.

Die resultierende minimale Direktivität K_{min} sowie die benötigte effektive Inhomogenität der Kompensationsnetzwerke $\rho_{\text{NW}} = \phi_{\text{NW},e}/\phi_{\text{NW},o}$ sind in Abbildung 4.2(a) und (b) gezeigt. Die effektive Kopplerimpedanz des Netzwerkes $Z_{\text{NW},K} = \sqrt{Z_{\text{NW},i} \cdot Z_{\text{NW},i}}$ sowie die Kopplerimpedanz der verkoppelten Leitungen $Z_{\text{VL},K} = \sqrt{Z_{\text{VL},e} \cdot Z_{\text{VL},o}}$ und schließlich die jeweiligen Koppelstärken k_{NW} und k_{VL} sind in Abbildung 4.2(c)-(f) dargestellt.

Es zeigt sich, dass es zu jedem Widerstandsverhältnis $Z_{\text{NW},o}/Z_{\text{VL},o}$ ein optimales, K_{min} maximierendes Verhältnis $Z_{\text{NW},e}/Z_{\text{VL},e}$ gibt. Die Maxima von K_{min} verlaufen ungefähr entlang einer durch $(Z_{\text{NW},o}/Z_{\text{VL},o}) \cdot (Z_{\text{VL},e}/Z_{\text{NW},e}) = 1$ beschriebenen Linie. In der Nähe dieser Linie haben die Kopplerimpedanzen $Z_{\text{NW},K}$ und $Z_{\text{VL},K}$ ungefähr den Wert der Referenzimpedanz $Z_{\text{ref}} = 50 \Omega$. Die Impedanzbedingung des idealen Kopplers ist hier somit nicht nur für die Gesamtstruktur erfüllt, sondern auch in jedem Abschnitt selbst. Erwartungsgemäß wird das absolute Maximum von K_{min} für $Z_{\text{NW},e}/Z_{\text{VL},e} = Z_{\text{NW},o}/Z_{\text{VL},o} = 1$ erzielt. Die idealen Kopplerbedingungen sind hier frequenzunabhängig erfüllt ($K_{\text{min}} = \infty$).

4.1.3 Dispersion der Gesamtstruktur

Ursache für die nicht perfekte Kompensation über der Frequenz ($K_{\text{min}} < \infty$) ist die Dispersion der effektiven Wellenparameter der Gesamtstruktur.

In Kapitel 3 wurde bereits das frequenzabhängige Verhalten des effektiven Wellenwiderstandes der Gesamtstruktur sowie der Differenz der elektrischen Längen betrachtet. Zwecks einer genaueren Analyse werden an dieser Stelle nun Dispersionsfaktoren für die Wellenparameter eingeführt. Für einen Widerstand Z wird der Dispersionsfaktor wie folgt definiert:

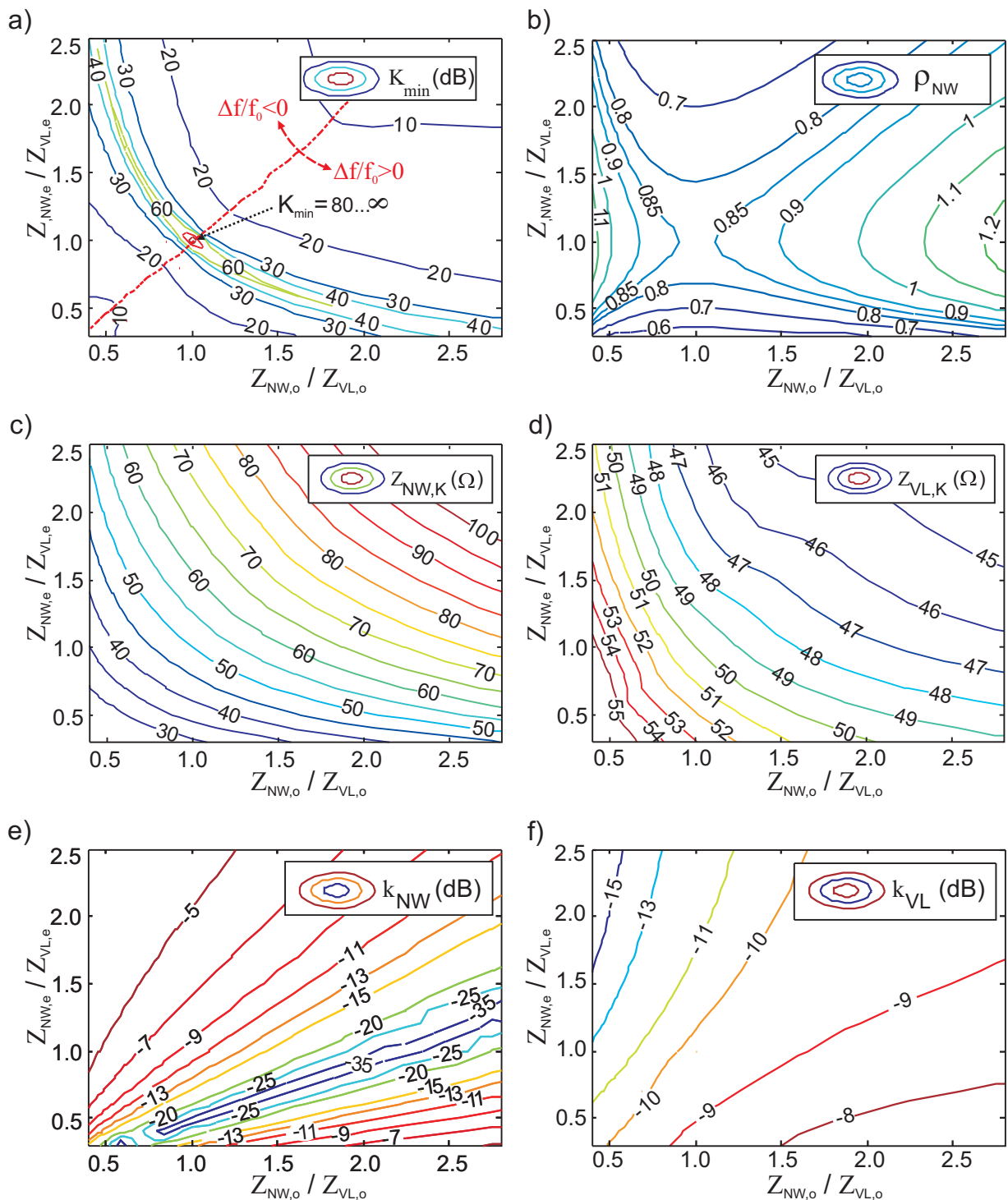


Abbildung 4.2: Lösungsraum der Kompensation, dargestellt als Funktion der Widerstandsverhältnisse $Z_{NW,i}/Z_{VL,i}$. Gezeigt sind (a) die minimale Direktivität K_{min} , (b) die effektive Inhomogenität ρ_{NW} , (c) und (d) die Kopplerimpedanzen $Z_{NW,K}$ und $Z_{VL,K}$ sowie (e) und (f) die effektiven Koppel-faktoren k_{NW} und k_{VL} .

$$D_z(f) = \frac{Z(f)}{Z(f_0)}. \quad (4.4)$$

Diese Definition des Dispersionsfaktors gilt prinzipiell sowohl für die Wellenwiderstände der verkoppelten Leitung (VL) und der Zuleitung (REF), als auch für die effektiven Wellenwiderstände des Netzwerks (NW) und des Gesamtstruktur (GS). Eine Unterscheidung der einzelnen Fälle erfolgt daher im Folgenden mittels entsprechender Indizes.

Unter der Annahme einer konstanten Phasengeschwindigkeit ist die Phasenkonstante¹ linear von der Frequenz abhängig. Der Dispersionsfaktor des Ausbreitungskoeffizienten berücksichtigt eine frequenzabhängige Phasengeschwindigkeit. Aus dieser resultiert eine nichtlinear von der Frequenz abhängige Phasenkonstante bzw. elektrische Länge. Für den Dispersionsfaktor des Ausbreitungskoeffizienten gilt somit:

$$D_\phi(f) = \frac{f_0}{f} \frac{\phi(f)}{\phi(f_0)}. \quad (4.5)$$

Wie schon bei $D_z(f)$, wird auch bei $D_\phi(f)$ mittels entsprechender Indizes unterschieden, welche Eigenwelle i bzw. welcher Teil der Struktur (VL, NW, GS) betrachtet wird.

In der Literatur werden zur Beschreibung von dispersiven Wellenparametern die konstanten Terme üblicherweise auf den statischen Fall bezogen [97–99]. In dieser Arbeit werden die Terme jedoch auf die Werte bei der Entwurfsfrequenz normiert. Die gezielte Kompensation bei dieser Frequenz sowie das breitbandige Verhalten können so getrennt betrachtet werden.

Vorerst werden die verkoppelten Leitungen und die Netzwerke jedoch als dispersionsfrei angenommen (es gilt $D_{z,VL,i} = D_{z,NW,i} = D_{z,ref} = 1$). Lediglich die Dispersion der Gesamtstruktur $D_{z,GS,i}$ wird betrachtet. Diese resultiert für $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} \neq 1$ aus den Reflektionen an den Impedanzsprüngen zwischen Netzwerk und verkoppelter Leitung. Die Dispersion der Netzwerke wird dann in Abschnitt 4.3.3 betrachtet. In Abschnitt 4.5.1 wird schließlich auch die Dispersion der verkoppelten Leitungen sowie der Referenzimpedanz berücksichtigt.

Für die Kopplerimpedanz $Z_{GS,K}$ der Gesamtstruktur gilt ferner $D_{z,GS} = \sqrt{D_{z,GS,e} \cdot D_{z,GS,o}}$. Ist ein Koppler bei der Entwurfsfrequenz kompensiert, so ist er zusätzlich bei jeder beliebigen Frequenz kompensiert, wenn seine effektiven Wellenparameter keine Frequenzabhängigkeit aufweisen ($D_{z,GS,i} = D_{\phi,GS,i} = 1$). Dies ist offensichtlich für $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} = 1$ der Fall, wie aus Abbildung 4.2a) ersichtlich ist. Die Bedingungen eines idealen Kopplers sind ebenfalls frequenzunabhängig erfüllt, wenn für die Dispersionsfaktoren die folgenden Gleichungen gelten:

$$D_{z,GS,K} = \sqrt{D_{z,GS,e} \cdot D_{z,GS,o}} = D_{z,ref} (= 1), \quad (4.6)$$

$$D_{\rho,GS} = D_{\phi,GS,e}/D_{\phi,GS,o} = 1, \quad (4.7)$$

¹Aufgrund der angenommenen Verlustfreiheit betrachten wir ausschließlich den Imaginärteil des Ausbreitungskoeffizienten $\text{imag}(\gamma) = \beta$.

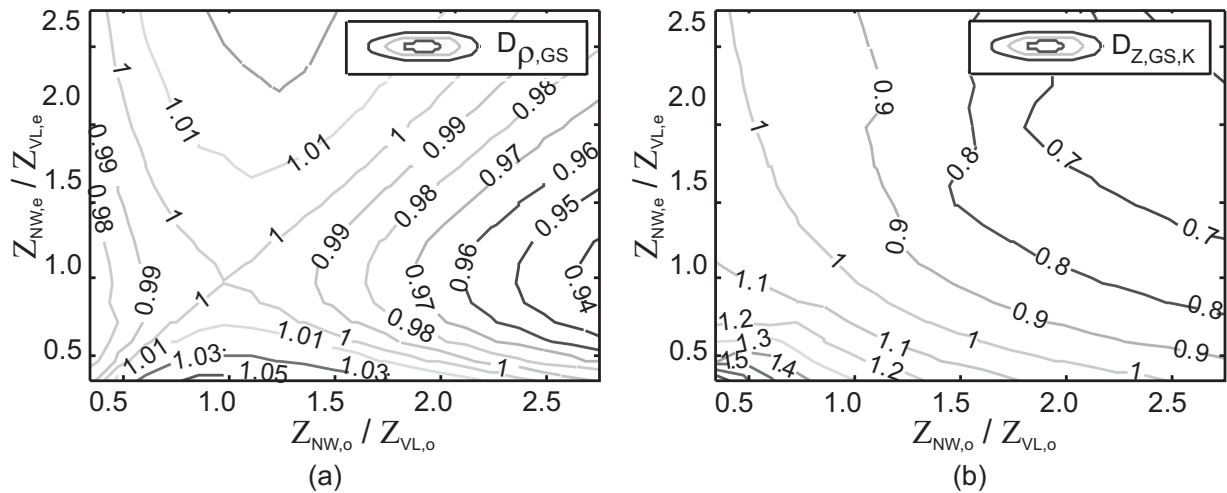


Abbildung 4.3: (a) $D_{\rho,GS}$ und (b) $D_{z,GS,K}$ der untersuchten Struktur.

wobei $D_{z,ref}$ die Dispersion der Referenzimpedanz, $D_{z,GS,K}$ die Dispersion der effektiven Kopplerimpedanz $Z_{GS,K}$ der Gesamtstruktur und $D_{\rho,GS}$ die Dispersion ihrer effektiven Inhomogenität kennzeichnen.

Abbildung 4.3 zeigt die Werte von $D_{\rho,GS}(f_1)$ und $D_{z,GS,K}(f_1)$ bei $f_1 = 1.5 \cdot f_0$, also der oberen Grenze des Frequenzbereichs, in dem K_{min} bestimmt wird. Im betrachteten Lösungsraum ist die Dispersion der Inhomogenität sehr schwach ausgeprägt und es gilt $D_{\rho,GS} \approx 1$. Es lassen sich zudem zwei $D_{\rho,GS}(f_1) = 1$ beschreibende Linien erkennen, welche sich in $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} = 1$ kreuzen. Ein Grund hierfür ist die Tatsache, dass $D_{\phi,GS,e}$ und $D_{\phi,GS,o}$ stets eine positive Steigung aufweisen, wodurch sie sich im gesamten Bereich zumindest teilweise kompensieren.

Die Dispersion der Wellenwiderstände kann hingegen sowohl eine positive als auch eine negative Steigung annehmen, wie in Abbildung 4.3b gezeigt. Es gilt $\frac{\partial D_{z,GS,i}}{\partial f} > 0$ für $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} < 1$ und $\frac{\partial D_{z,GS,i}}{\partial f} < 0$ für $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} > 1$. Bei unterschiedlichen Vorzeichen der Dispersionen von Gleich- und Gegentaktmode kompensieren sich ihre Einflüsse auf die Dispersion der Kopplerimpedanz $D_{z,GS,K}$, bei gleichem Vorzeichen hingegen verstärken sie sich, wie in Abbildung 4.4, oben links bzw. unten rechts dargestellt. Im betrachteten Lösungsraum gibt es daher nur eine $D_{z,GS,K}(f_1) = 1$ beschreibende Linie. Diese verläuft ebenfalls durch $Z_{NW,i}/Z_{VL,i} = 1$ und dabei ähnlich wie bei $D_{\rho,GS}(f_1)$. Da keine deckungsgleiche Überlappung stattfindet, ist in diesen Bereichen K_{min} zwar sehr groß, jedoch nicht unendlich.

Mit zunehmendem Abstand von dieser „Ideallinie“ weicht die Dispersion $D_{z,GS,K}(f_1)$ deutlich stärker von Eins ab als $D_{\rho,GS}(f_1)$.

In Abbildung 4.4 ist die relative Frequenzverschiebung der maximalen Kopplung $\Delta f = f_{max(S_{31})} - f_0$ im Lösungsraum dargestellt, wobei f_0 die Frequenz der maximalen Kopplung im idealen Fall ist. Bei f_0 gilt $\phi_{GS,i} = 90^\circ$ und $\max(S_{31}) = k = \frac{Z_{GS,e} - Z_{GS,o}}{Z_{GS,e} + Z_{GS,o}}$. Die Frequenzverschiebung von $\max(S_{31})$ tritt auf, wenn die Kopplung k frequenzabhängig ist. Dies ist der Fall, wenn die Dispersionen der

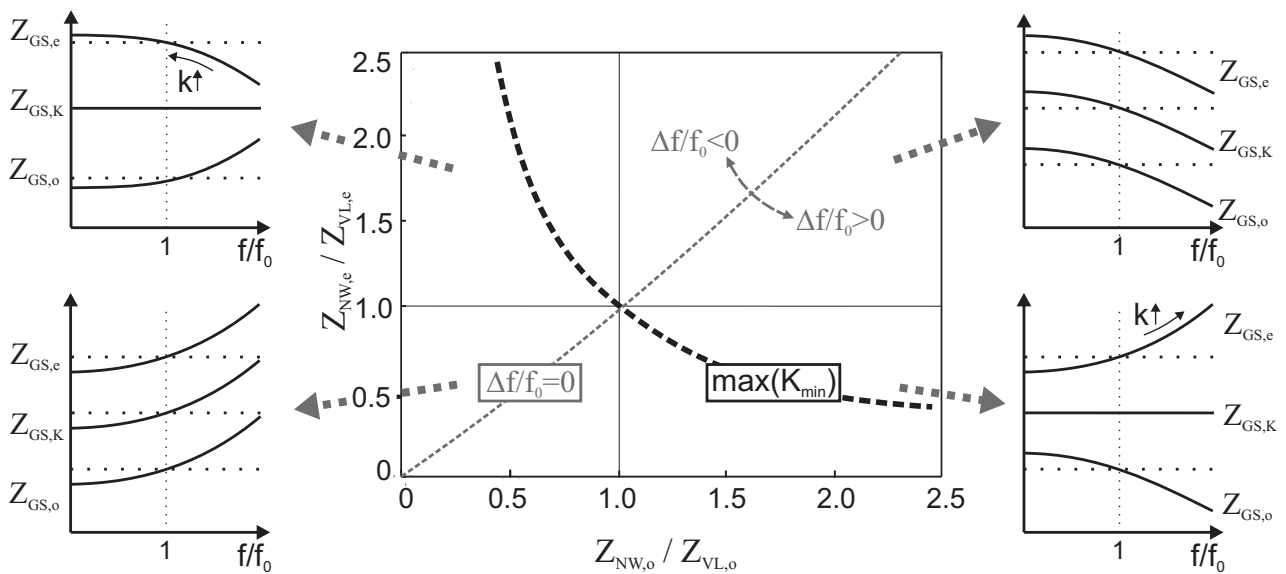


Abbildung 4.4: Relative Frequenzverschiebung von $f(\max(S_{31}))/f_0$ im Lösungsraum des kompensierten Kopplers, unterteilt in vier charakteristische Bereiche mit den dazugehörigen Frequenzverläufen der Wellenimpedanzen.

Eigenwellen $D_{z,GS,e}$ und $D_{z,GS,o}$ unterschiedlich sind. Bei gleichem Vorzeichen der Dispersionen von Gleich- und Gegentaktwiderstand wird die Frequenzabhängigkeit des effektiven Koppelfaktors geschwächt (Bereiche unten links bzw. oben rechts) und es tritt unter Umständen keine Frequenzverschiebung auf, was durch die fett markierte, rot gestrichelte Linie in Abbildung 4.4 gekennzeichnet ist.

4.1.4 Zusammenfassung der Analyse

Abschließend lässt sich zusammenfassen, dass die beste Kompensation mit angepassten Netzwerken, d.h. für $Z_{NW,i} = Z_{VL,i}$, erzielt wird. In diesem Fall tritt keine Frequenzverschiebung auf, und die Bedingungen für einen idealen Koppler sind frequenzunabhängig erfüllt.

Der Bereich entlang der $\max(K_{\min})$ beschreibenden Linie mit positiver Frequenzverschiebung der maximalen Kopplung $\max(S_{31})$ (Bereich unten rechts in Abbildung 4.4) ist aus mehreren Gründen ungeeignet. Zum Einen lässt sich die Kompensation, je nach Lage im Parameterraum, nicht mehr bei der Frequenz der maximalen Kopplung einstellen. Zum Anderen wird die Gesamtstruktur deutlich größer und die benötigten Netzwerke nehmen schwer zu realisierende Werte an ($\rho_{NW} = 0.8 - 0.9$) bei gleichzeitig sehr schwacher Kopplung $k_{NW} < -30$ dB für $\rho_{VL} = 1.1$).

Entlang der $\max(K_{\min})$ beschreibenden Linie im oberen linken Bereich des Lösungsraumes (Abbildung 4.4) liegt ein für die Praxis günstiger Parameterraum. Während sich die negative Frequenzverschiebung leicht korrigieren lässt, ist die Gesamtstruktur bei der Entwurfssfrequenz kleiner als 90° – eine unter Umständen wünschenswerte Miniaturisierung.

Die effektiven Wellenwiderstände $Z_{NW,i}$ und die entsprechenden elektrischen Längen $\phi_{NW,i}$ der beiden Eigenwellen mit $\rho_{NW} < 1$ müssen über entsprechende Netzwerktopologien realisiert werden.

Die Bereiche, in denen $\rho_{NW} > 1$ gilt (siehe Abbildung 4.2b), sind hingegen aus herstellungstechnischen Gründen interessant. Solche Netzwerke lassen sich mit einfachen verkoppelten Leitungen realisieren und bedürfen nicht der aufwendigen Synthese von komplexen Kompensationsnetzwerken. Im Gegensatz zu den optimalen Netzwerken entlang der $\max(K_{\min})$ beschreibenden Linie (mit $\rho_{NW} < 1$) ist die erzielbare breitbandige Direktivität hier mit $K_{\min} < 20$ dB relativ gering (siehe Abbildung 4.2a), weshalb sie im Folgenden als suboptimal bezeichnet werden.

In den nächsten zwei Abschnitten werden zuerst die suboptimalen Netzwerke (mit $\rho_{NW} > 1$) und später die optimalen Netzwerke (mit $\rho_{NW} < 1$) näher betrachtet.

4.2 Suboptimale Netzwerke

Das Netzwerk besteht hier aus einer einfachen verkoppelten Leitung mit $\rho_{NW} \approx \rho_{VL}$. Bei der tatsächlichen Optimierung variieren die genauen Werte geringfügig mit der Geometrie. Sie werden in einer ersten Analyse jedoch als identisch angenommen ($\rho_{NW} = \rho_{VL}$). Wie in Abbildung 4.5 dargestellt, kommt es an den Impedanzsprüngen zu Mehrfachreflexionen. Bei geeigneter Dimensionierung überlagern sich die Wellen derart, dass sie sich am Eingangstor und am (zu isolierenden) diagonalen Tor auslöschen. Die effektive Inhomogenität der Gesamtstruktur wird somit zu $\rho_{GS} = 1$, obwohl für die einzelnen Abschnitte $\rho_{VL}, \rho_{NW} > 1$ gilt. Dieses Verfahren wurde erstmals in [49] vorgestellt und in [50, 100] erweitert. Gemäß Abbildung 4.5 sind l_1 und l_2 die geometrischen Längen der mittleren beziehungsweise der äußeren verkoppelten Leitungsabschnitte.

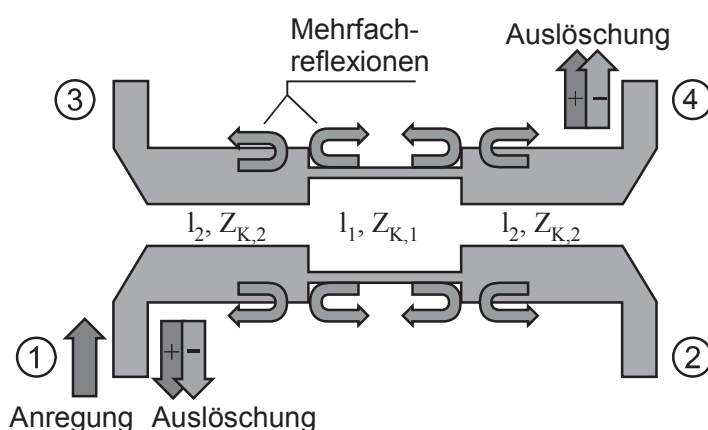


Abbildung 4.5: Mehrfachreflexionen an den Impedanzsprüngen eines Typ 2-Kopplers führen zu destruktiver Überlagerung an Tor 1 und Tor 4.

Es wird eine Hilfsvariable $p = \frac{l_1}{l_{\text{ges}}}$ eingeführt, mit $l_{\text{ges}} = l_1 + 2 \cdot l_2$, um den Lösungsraum systematisch zu untersuchen. Freiheitsgrade für die Kompensation sind die Wellenwiderstände der verkoppelten

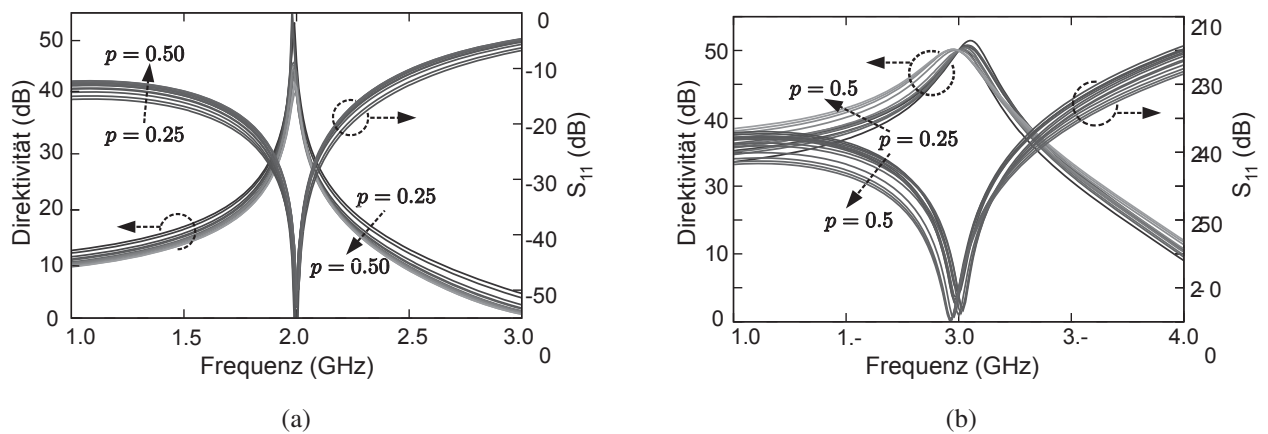


Abbildung 4.6: Direktivität und Eingangsreflexionsparameter für verschiedene Längenverhältnisse p eines Kopplers (a) vom Typ 1 und (b) vom Typ 2.

Leitungen der einzelnen Abschnitte und die geometrischen Längen l_1 und l_2 . Wie bereits im vorherigen Abschnitt erläutert, gibt es für jedes p zwei Arten von Parameterkombinationen, welche die idealen Kopplerbedingungen bei der Entwurfsfrequenz erfüllen:

- Typ 1: $Z_{K,1} < Z_{K,2}$ und $k_1 > k_2$, sowie
- Typ 2: $Z_{K,1} > Z_{K,2}$ und $k_1 < k_2$,

wobei $Z_{K,1}$ und k_1 die Kopplerimpedanz und die Koppelstärke der mittleren, $Z_{K,2}$ und k_2 die der äußeren Leitungsabschnitte sind. Simulationsergebnisse in Abhängigkeit vom Parameter p mit $0.25 < p < 0.5$ sind in Abbildung 4.6 gezeigt. Für Typ 1 wird die Kompensation breitbandiger, wenn p minimiert wird, für Typ 2 hingegen, wenn p maximiert wird. Generell ist eine Kompensation mit Typ 2 vorzuziehen, da hier die Frequenzverschiebung negativ ist (was einer Miniaturisierung der Struktur entspricht), während sie bei Typ 1 positiv wird (was einer Vergrößerung der Gesamtstruktur entspricht). Zudem sind Anpassung und Direktivität bei einer Kompensation mit Typ 2 breitbandiger. Die parasitären Effekte, welche an den Impedanzsprüngen und am Übergang zwischen verkoppelter und einfacher Mikrostreifenleitung auftreten, wurden bisher vernachlässigt. Eine Feldsimulation der Gesamtstruktur, z.B. in HFSS [101], berücksichtigt diese Effekte. Auf Grund der langen Simulati-

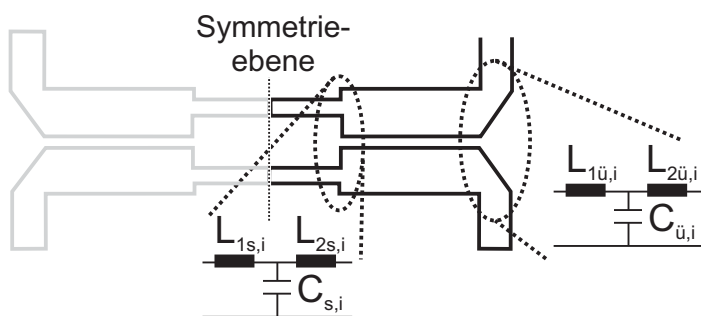


Abbildung 4.7: Gestufter Koppler mit Ersatzschaltbildern für Mode i mit Induktivitäten $L_{1s,i}$, $L_{2s,i}$ und der Kapazität $C_{s,i}$ für die Sprungstellen sowie $L_{1ü,i}$, $L_{2ü,i}$ und $C_{ü,i}$ für den Übergang.



Abbildung 4.8: Hergestellte Koppler mit drei (links) und fünf Abschnitten (rechts).

onszeit von $t > 30$ min eignet sich dieses Vorgehen allerdings nur eingeschränkt zur Optimierung, und somit lediglich zur Feinabstimmung.

Um das analytische Leitungsmodell des Kopplers zu verbessern, ohne dabei nennenswert Simulationsgeschwindigkeit einzubüßen, können die parasitären Effekte der Unstetigkeiten mit Ersatzschaltbildern modelliert. Im Rahmen dieser Arbeit wurden sowohl die Impedanzsprünge der verkoppelten Leitungen [102] als auch die Übergänge von verkoppelter Leitungen auf die einfache Mikrostreifenleitung [103] mit einem Feldsimulator eingehend untersucht. Es lässt sich zeigen, dass die Übergänge mittels unsymmetrischer T-Netzwerke reaktiver Komponenten hinreichend genau modelliert werden können [104]. Solche T-Netzwerke sind exemplarisch in Abbildung 4.7 dargestellt.

Gestufte Koppler mit drei Abschnitten (zwei Impedanzsprünge) sowie mit fünf Abschnitten (vier Impedanzsprünge) wurden hergestellt und vermessen. Sie sind in Abbildung 4.8 gezeigt. Die Geometrie ist ausführlich in [50] beschrieben. Die gemessenen und simulierten Direktivitäten des dreistufigen-, des fünfstufigen- sowie des unkompenzierten Koppplers sind in Abbildung 4.9 vergleichend dargestellt. Die maximale gemessene Direktivität des dreistufigen Kopplers liegt bei 25 dB, wobei die minimale Direktivität über eine Bandbreite von 100 % nur $K_{\min} = 5$ dB beträgt. Es sei allerdings erwähnt, dass die aufgelöteten SMA-Stecker nicht herauskalibriert wurden bzw. in der Simulation nicht berücksichtigt wurden.

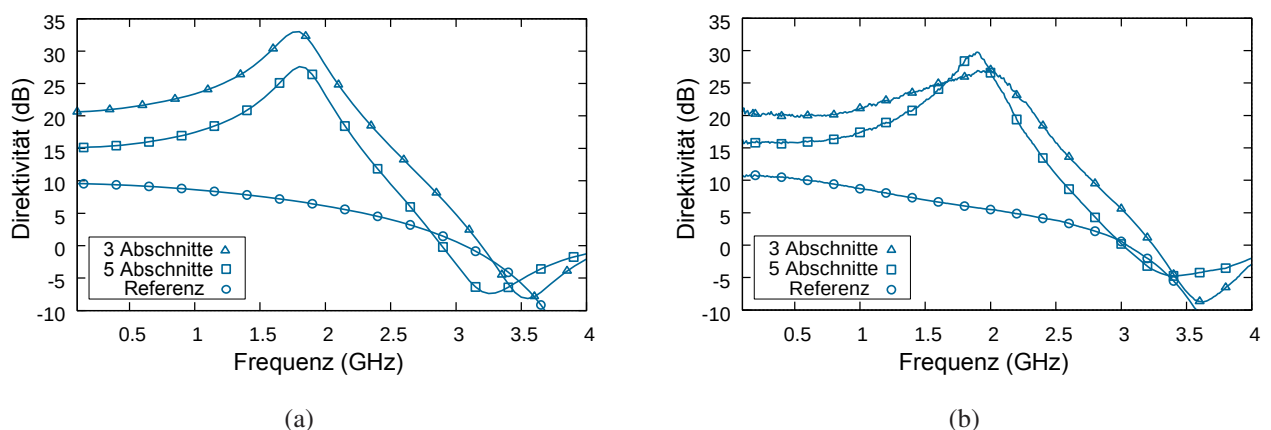


Abbildung 4.9: (a) Simulierte und (b) gemessene Direktivität von kompensierten Richtkopplern mit drei und fünf Abschnitten sowie von einem nicht kompensierten Referenzkoppler.

4.3 Optimale Netzwerke

4.3.1 Allgemeine Betrachtungen

In diesem Kapitel wird untersucht, mit welchen Topologien sich optimale Kompensationsnetzwerke prinzipiell realisieren lassen. Anschließend wird detailliert auf die Synthese einer sich als vorteilhaft erweisenden Struktur eingegangen.

Basierend auf der in Kapitel 4.1 durchgeführten Analyse, muss ein optimales Netzwerk bezüglich seiner effektiven Wellenparameter folgende Bedingungen erfüllen:

$$Z_{NW,i} = Z_{VL,i}, \quad (4.8)$$

$$n \cdot \phi_{NW,o} + \phi_{VL,o} = n \cdot \phi_{NW,e} + \phi_{VL,e} = 90^\circ, \quad (4.9)$$

wobei n gleiche Netzwerke angenommen werden. Die einfachsten symmetrischen Netzwerke, mit denen sich diese Bedingungen erfüllen lassen, sind Viertore, die sich für beide Moden i in einfache T - oder π -Schaltungen zerlegen lassen. Diese sind beispielhaft in Abbildung 4.10 dargestellt. Im symmetrischen, verlustlosen Fall gilt für die T -Schaltung $Z_{T1,i} = Z_{T2,i} = Z_{T,i} = j \cdot X_{T,i}$ sowie $Y_{T,i} = j \cdot B_{T,i}$ und für die π -Schaltung $Y_{\pi1,i} = Y_{\pi2,i} = Y_{\pi,i} = j \cdot B_{\pi,i}$ sowie $Z_{\pi,i} = j \cdot X_{\pi,i}$. Die effektiven Wellenparameter dieser zwei Netzwerke lauten dann wie folgt [74]:

$$Z_{NW(T),i} = \sqrt{2 \frac{X_{T,i}}{B_{T,i}} \cdot \left(1 - \frac{X_{T,i} \cdot B_{T,i}}{2}\right)}, \quad (4.10)$$

$$Z_{NW(\pi),i} = \sqrt{2 \frac{X_{\pi,i}}{B_{\pi,i}} / \left(1 - \frac{X_{\pi,i} \cdot B_{\pi,i}}{2}\right)}, \quad (4.11)$$

$$\phi_{NW(T/\pi),i} = \text{imag} \left(2 \cdot \sinh^{-1} \sqrt{\frac{-X_{T/\pi,i} \cdot B_{T/\pi,i}}{2}} \right) \quad (4.12)$$

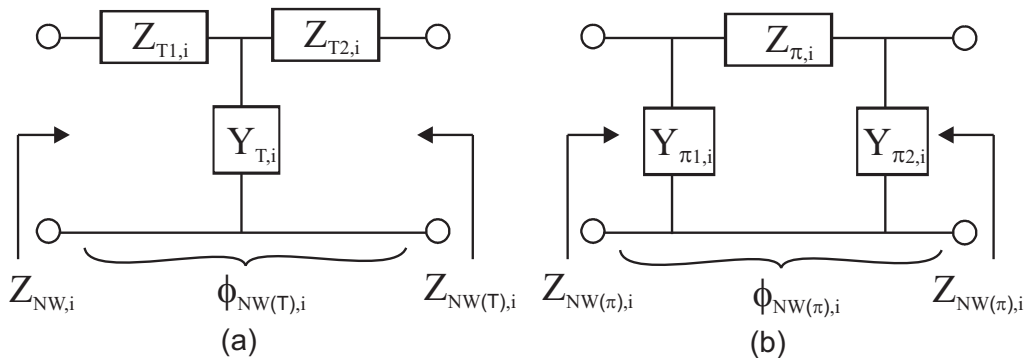


Abbildung 4.10: Symmetrische Netzwerke einfachster Topologie für Mode i : (a) T -Schaltung und (b) π -Schaltung.

Kompensation einer verkoppelten Leitung mit $\rho > 1$

Verkoppelte Mikrostreifenleitungen haben eine Inhomogenität von $\rho_{VL} > 1$. Die Kompensationsnetzwerke müssen demnach folgende, sich aus (4.8) und (4.9) ableitbare Bedingungen erfüllen:

$$\phi_{NW,o} > \phi_{NW,e}, \quad (4.13)$$

$$Z_{NW,e} > Z_{NW,o}. \quad (4.14)$$

Auf Grund der Verlustlosigkeit der Leitungen gilt zudem

$$\text{imag}(Z_{NW,i}) = 0, \quad (4.15)$$

$$\text{real}(\Phi_{NW,i}) = \xi_{NW,i} = 0. \quad (4.16)$$

Längs- und Querzweige der Schaltung können sowohl kapazitiv als auch induktiv beschaltet werden. So ergeben sich vier mögliche T-Netzwerke, die in Tabelle 4.1 vergleichend dargestellt sind. Auf eine Betrachtung des π -Netzwerks wird an dieser Stelle verzichtet, da die qualitativen Ergebnisse übertragbar sind. Im Folgenden wird untersucht, inwieweit sie die Bedingungen (4.14)–(4.16) erfüllen, und welche Anforderungen sich daraus für die Werte der Komponenten ableiten lassen.

Rein kapazitive beziehungsweise rein induktive Netzwerke erfüllen (4.15)–(4.16) nicht, da ihre effektiven Wellenwiderstände rein imaginär sind und ihr Wellenübertragungsmaß nur aus einem Realteil bestehen. Netzwerke mit Längsinduktivitäten und Querkapazitäten (im Folgenden Tiefpass genannt) sowie Netzwerke mit Längskapazitäten und Querinduktivitäten (im Folgenden Hochpass genannt) eignen sich prinzipiell zur Kompensation. Die gültigen Frequenzbereiche sind hier $\omega < \omega_c$ für den Tiefpass und $\omega > \omega_c$ für den Hochpass, wobei ω_c die jeweilige in Tabelle 4.1 gelistete Grenzfrequenz bezeichnet. Aus den Bedingungen (4.13)–(4.14) und den Formeln (4.10) und (4.12) lassen sich Anforderungen für die Komponenten ableiten. Für beide Netzwerktypen lauten sie gleichermaßen:

$$\frac{C_o}{C_e} \geq \max\left(\frac{L_o}{L_e}, \frac{L_e}{L_o}\right). \quad (4.17)$$

Kompensation einer verkoppelten Leitung mit $\rho < 1$

Als Beispiel für verkoppelte Leitungen mit $\rho_{VL} < 1$ sei an dieser Stelle die in der Einleitung bereits erwähnte *suspended substrate*-Leitung genannt. Insbesondere mit verkoppelten Leitungen, die durch das Substrat getrennt vertikal übereinander liegen, können starke Verkopplungen und Inhomogenitäten mit bis zu $\rho_{VL} 0.1$ realisiert werden [66–69]. Der Fokus dieser Arbeit liegt jedoch auf der Kompensation von verkoppelten Mikrostreifenleitungen. Es soll daher an dieser Stelle zwar auf die prinzipiellen Eigenschaften der Kompensationsnetzwerke für verkoppelte Leitungen mit $\rho_{VL} < 1$, nicht jedoch auf die Synthese und Realisierung solcher Netzwerke eingegangen werden. Wie für

4 Generische Kompensationsnetzwerke

Tiefpass	Hochpass	Rein kapazitiv	Rein induktiv
$B > 0, X > 0$ $\rightarrow B = \omega C, X = \omega L$	$B < 0, X < 0$ $\rightarrow B = \frac{-1}{\omega L}, X = \frac{-1}{\omega C}$	$B > 0, X < 0$ $\rightarrow B = \omega C, X = \frac{-1}{\omega C}$	$B < 0, X > 0$ $\rightarrow B = \frac{-1}{\omega L}, X = \omega L$
(4.6) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_e}{L_o}$ (4.7) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_o}{L_e}$ $\Rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \max(\frac{L_e}{L_o}, \frac{L_o}{L_e})$ (4.8) $\rightarrow \omega_c = \sqrt{\frac{2}{LC}}$	(4.6) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_e}{L_o}$ (4.7) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_o}{L_e}$ $\Rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \max(\frac{L_e}{L_o}, \frac{L_o}{L_e})$ (4.8) $\rightarrow \omega_c = \sqrt{\frac{1}{2LC}}$	(4.8) $\rightarrow \text{imag}(Z_{I,i,NW}) \neq 0$ (4.9) $\rightarrow \text{imag}(\phi_{I,i,NW}) \neq 0$	(4.8) $\rightarrow \text{imag}(Z_{I,i,NW}) \neq 0$ (4.9) $\rightarrow \text{imag}(\phi_{I,i,NW}) \neq 0$

Tabelle 4.1: Kompensation einer verkoppelten Leitung mit $\rho_{VL} > 1$. Übersicht über potentielle T-Netzwerke, ihre prinzipiellen Eignung sowie die Anforderung an ihre Komponenten.

den Fall von $\rho_{VL} > 1$ eignen sich rein kapazitive bzw. rein induktive Netzwerke nicht, da ihre effektiven Wellenwiderstände rein imaginär und ihr Wellenübertragungsmaß reel sind. Auf ihre Auflistung in Tabelle 4.2 wird daher verzichtet. Auch die Grenzfrequenzen für Hochpass- und Tiefpass-Schaltungen sind identisch zum vorherigen Fall, da sie unabhängig von der zu kompensierenden verkoppelten Leitung sind. Aus den Bedingungen (4.13)-(4.14) sowie den Formeln (4.10)-(4.12) lässt sich nun folgender Wertebereich für Hochpass und Tiefpass herleiten:

$$\frac{L_o}{L_e} < \frac{C_o}{C_e} < \frac{L_e}{L_o}. \quad (4.18)$$

Tiefpass	Hochpass
(4.6) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} < \frac{L_e}{L_o}$ (4.7) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_o}{L_e}$ $\Rightarrow \frac{L_o}{L_e} < \frac{C_o}{C_e} < \frac{L_e}{L_o}$ (4.8) $\rightarrow \omega_c = \sqrt{\frac{2}{LC}}$	(4.6) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} < \frac{L_e}{L_o}$ (4.7) $\rightarrow \frac{C_o}{C_e} > \frac{L_o}{L_e}$ $\Rightarrow \frac{L_o}{L_e} < \frac{C_o}{C_e} < \frac{L_e}{L_o}$ (4.8) $\rightarrow \omega_c = \sqrt{\frac{1}{2LC}}$

Tabelle 4.2: Kompensation einer verkoppelten Leitung mit $\rho_{VL} < 1$ mit Tiefpass- und Hochpass-T-Netzwerken. Übersicht über den Wertebereich der Komponenten und die Grenzfrequenz der Schaltungen.

Vergleich von Tiefpass und Hochpass

Die Bedingungen (4.17) für $\rho_{VL} > 1$ und (4.18) für $\rho_{VL} < 1$ gelten jeweils für Tiefpass und Hochpass. Bei genauerer Betrachtung erweist sich jedoch nur der Tiefpass als geeignete Lösung. Die Gründe hierfür sind vielfältig: Zum einen lässt sich die Anforderung 4.17 für den Hochpass nicht erfüllen, da bei einer entsprechenden Realisierung als Viertor für die Serienkapazitäten $C_e \approx C_o$

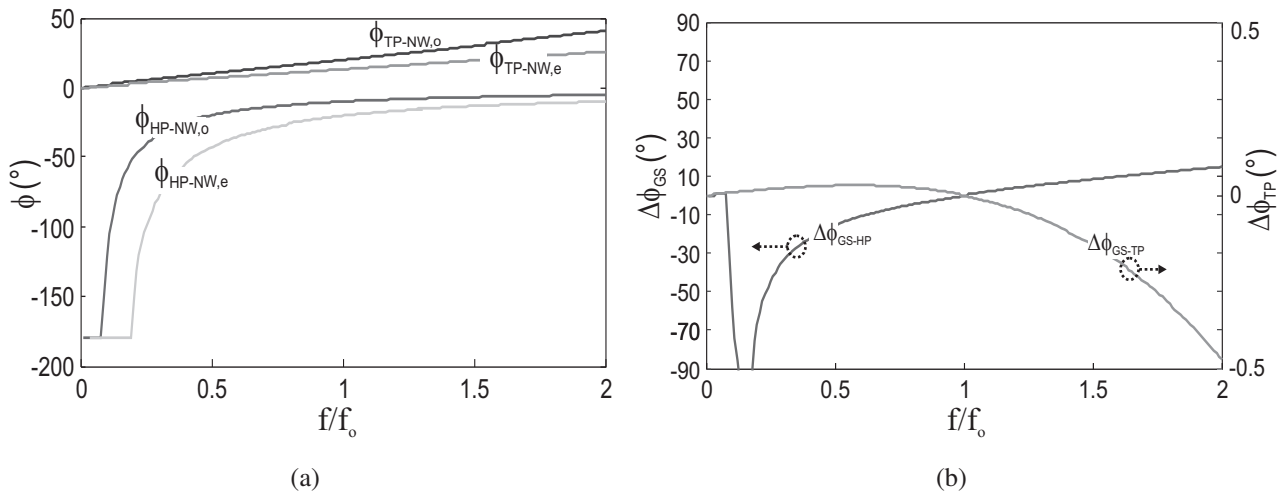


Abbildung 4.11: (a) Elektrische Längen als Funktion der Frequenz für verkoppelte Leitungen, Tiefpass- und Hochpass-Netzwerk. (b) Phasendifferenz $\Delta\phi_{GS} = \phi_{GS,e} - \phi_{GS,o}$ eines Kopplers, kompensiert mit Tiefpass- bzw. Hochpass-Netzwerk.

gilt, für die Querinduktivitäten jedoch $L_e \gg L_o$. Wie in Abbildung 4.11a gezeigt, ist die effektive elektrische Länge des Hochpasses negativ. Die elektrische Länge der zu kompensierenden verkoppelten Leitung muss daher in diesem Fall größer als die elektrische Länge sein, bei der die Gesamtstruktur letztendlich kompensiert werden soll ($\phi_{VL,i} > \phi_{GS,i}$). Des weiteren erkennt man in Abbildung 4.11a, dass beim Tiefpass-Netzwerk der Betrag der Phasendifferenz der Eigenwellen $\|\Delta\phi_{TP-NW}\| = \|\phi_{TP-NW,e} - \phi_{TP-NW,o}\|$ mit zunehmender Frequenz steigt. Dies entspricht qualitativ dem Verhalten der elektrischen Längen der verkoppelten Leitung. Beim Hochpass-Netzwerks hingegen wird der Betrag der Phasendifferenz mit zunehmender Frequenz kleiner. Dies hat zur Folge, dass die Phasendifferenz der mit einem Hochpass-Netzwerk kompensierten Gesamtstruktur eine deutlich stärkere Frequenzabhängigkeit aufweist als die mit einem Tiefpassnetzwerk kompensierte Struktur (Abbildung 4.11b).

Eine Kompensation mittels Hochpass wäre für $\rho < 1$ zwar realisierbar, jedoch äußerst schmalbandig. Die nachfolgenden Untersuchungen beschränken sich somit auf Netzwerke mit Tiefpassverhalten.

4.3.2 Synthese von Kompensationsnetzwerken

In diesem Abschnitt wird die Synthese eines optimalen Kompensationsnetzwerks beschrieben [105]. Die Untersuchung beschränkt sich hierbei auf ein T-Netzwerk, wobei die Herleitung für ein entsprechendes π -Netzwerk mit den entsprechenden Formeln gleich ist. Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird im Folgenden auf den Index T verzichtet. Wie in Abbildung 4.12 gezeigt, weist das Vier-tornetzwerk Selbst- und Gegeninduktivität L_s (engl.: *self*) und L_m (engl.: *mutual*) auf, sowie den Kondensator zur Masse C_{gnd} (engl.: *Ground*) und den Kondensator zwischen den Leitungen C_m .

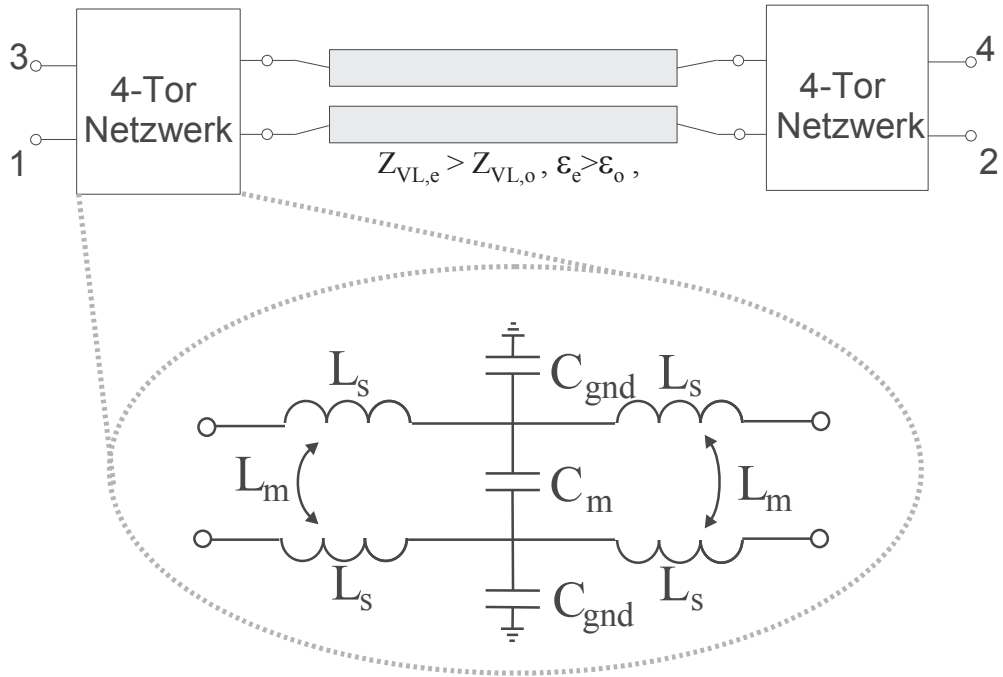


Abbildung 4.12: Verkoppelte Leitungen mit Viertornetzwerken an den Enden.

Diese Komponenten hängen mit denen der T-Netzwerke von Gleich- und Gegentaktwelle wie folgt zusammen:

$$L_e = L_s + L_m, \quad (4.19)$$

$$L_o = L_s - L_m, \quad (4.20)$$

$$C_e = C_{\text{gnd}}, \quad (4.21)$$

$$C_o = C_{\text{gnd}} + 2 \cdot C_m. \quad (4.22)$$

Die Phasenbedingung (4.9) kann nun in Abhängigkeit von n , der Anzahl der Kompensationsnetzwerke, und ρ_{VL} , der Inhomogenität der verkoppelten Leitungen, wie folgt ausgedrückt werden:

$$\frac{\phi_{\text{GS}}}{2n} (\rho_{\text{VL}} - 1) = \text{imag} \left(\rho_{\text{VL}} \cdot \sinh^{-1} \left(j \sqrt{\frac{B_o X_o}{2}} \right) - \sinh^{-1} \left(j \sqrt{\frac{B_e X_e}{2}} \right) \right), \quad (4.23)$$

Hierbei ist ϕ_{GS} die elektrische Länge, bei der die Gesamtstruktur kompensiert werden soll, und es gilt $B_i = \omega C_i$ und $X_i = \omega L_i$. Aus (4.8) und (4.10) folgt für die reaktiven Komponenten

$$B_i = \frac{2 \cdot X_i}{Z_{\text{VL},i}^2 + X_i^2}. \quad (4.24)$$

Durch Einsetzen von (4.24) in (4.23) ergibt sich die Gleichung

$$\frac{\phi_{GS}}{2n} (\rho_{VL} - 1) = \text{imag} \left(\rho_{VL} \cdot \sinh^{-1} \left(j \sqrt{\frac{(r_L X_e)^2}{Z_{VL,o}^2 + (r_L X_e)^2}} \right) - \sinh^{-1} \left(j \sqrt{\frac{(X_e)^2}{Z_{VL,e}^2 + X_e^2}} \right) \right), \quad (4.25)$$

welche für X_e numerisch gelöst werden kann. Hierbei gibt $r_L = \frac{L_o}{L_e}$ das Induktivitätsverhältnis an. Die verbleibenden Unbekannten B_i und $\phi_{VL,i}$ erhält man dann durch (4.24) bzw. (4.9) und (4.12). Der Wertebereich von r_L ist begrenzt durch

$$r_{L,\min} = \frac{Z_{VL,o}}{Z_{VL,e}}, \quad (4.26)$$

$$r_{L,\max} = 1. \quad (4.27)$$

Für $r_{L,\min}$ gilt $\phi_{NW,i} = \phi_{GS}/n$ und somit $\phi_{i,VL} = 0^\circ$. Die Gesamtstruktur wird somit zu einem Richtkoppler aus konzentrierten Elementen (engl.: *Lumped-Element Directional Coupler*).

Der Wert $r_{L,\max}$ folgt mit $L_g = 0$ aus (4.19) und (4.20). Die Komponenten eines Netzwerkes für $n = 2$ sind in Abbildung 4.13 als Funktion des Koppelfaktors k dargestellt.

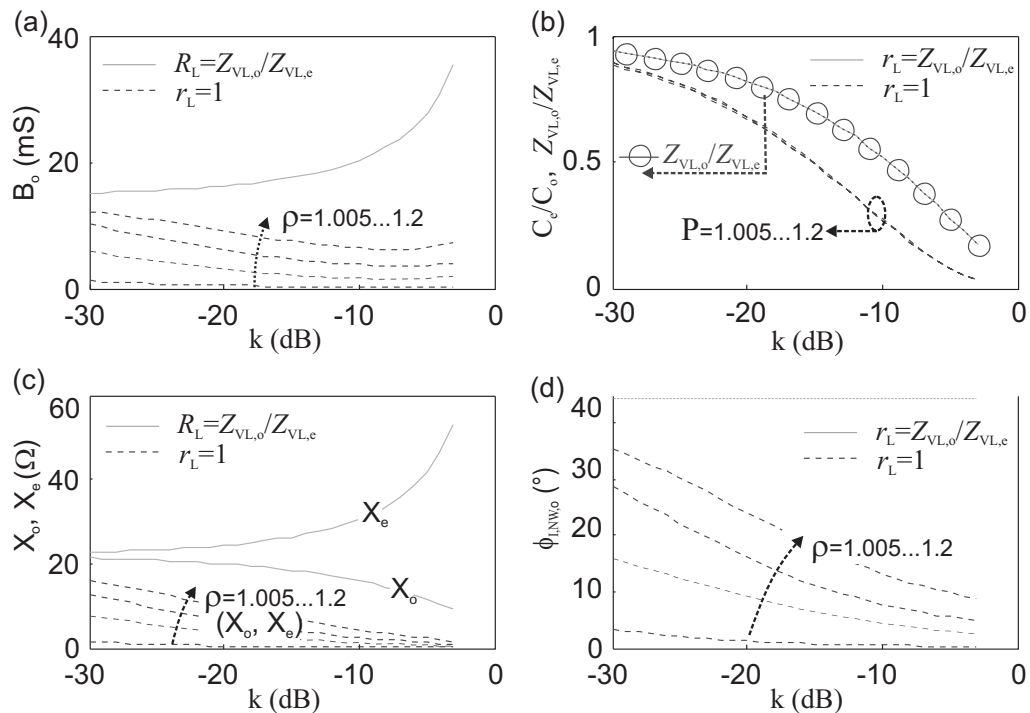


Abbildung 4.13: Netzwerkparameter in Abhängigkeit vom Koppelfaktor k und von der Inhomogenität ρ_{VL} für minimales und maximales Induktivitätsverhältnis r_L : (a) Gegentaktsuszeptanz B_o , (b) Kapazitätsverhältnis C_e/C_o , (c) Gleich- und Gegentaktreaktanz X_i sowie (d) die elektrische Länge der Gegentaktmode des Netzwerkes $\phi_{NW,o}$.

4 Generische Kompensationsnetzwerke

Netzwerke mit kleinstmöglicher elektrischer Länge (für $r_L = 1$) sowie größtmöglicher elektrischer Länge (für $r_L = Z_{VL,o}/Z_{VL,e}$) sind explizit dargestellt, da sie die Grenzen des Lösungsraumes repräsentieren. In der Analyse variiert die Inhomogenität der verkoppelten Leitungen ρ_{VL} zwischen 1.005 und 1.2, dem typischen Wertebereich verkoppelter Mikrostreifenleitungen. Sämtliche Komponentenwerte steigen sowohl für zunehmendes ρ_{VL} als auch für kleinere Induktivitätsverhältnisse r_L (Abbildung 4.13(a)-(c)). Es folgt aus (4.12), dass sich somit auch die elektrische Länge des Netzwerkes vergrößert, wie in Abbildung 4.13(d) gezeigt. Für $r_L = 1$ verringert sich die Gegentaktsuszeptanz B_o (Abbildung 4.13(a)) mit zunehmender Kopplung bis $k \approx -6$ dB. Für größere k steigt B_o wieder an. Für $r_L < 1$ verschwindet das lokale Minimum und die Kurve nimmt einen mit der Kopplung monoton steigenden Verlauf an.

Für $r_L = Z_{VL,o}/Z_{VL,e}$ entspricht das Kapazitätsverhältnis $C_e/C_o = B_e/B_o$ dem Induktivitätsverhältnis L_o/L_e , wie in Abbildung 4.13(b) gezeigt. Dieses Verhalten ist zu erwarten: Es ist die Bedingung eines idealen Kopplers aus konzentrierten Elementen [106]. Des Weiteren nimmt B_e/B_o für zunehmende r_L und k stetig ab, ist dabei jedoch fast unabhängig von ρ_{VL} . Die Gleich- und Gegentaktsreaktanzen X_e und X_o sind für $r_L = 1$ per Definition identisch und fallen stetig mit zunehmender Kopplung. Nach oben hin sind ihre Werte ebenfalls durch $r_L = Z_{GS,o}/Z_{GS,e}$ begrenzt. In diesem Fall steigt die Reaktanz der Gleichtaktmode stetig mit k , während die der Gegentakmode stetig fällt.

In Abbildung 4.14 sind die Werte der Komponenten des Netzwerkes B_i und X_i , sowie die elektrischen Längen $\phi_{NW,i}$ als Funktion von r_L für $n = 2$ und einer Kopplung von -10 dB gegeben. Die resultierenden Streuparameter und Direktivitäten für $r_L = r_{L,min} = 0.52$, $r_L = 0.76$ und $r_L = 1$ sind in Abbildung 4.15 abgebildet. Zum Vergleich sind hier auch die Ergebnisse einer rein induktiven [60] bzw. rein kapazitiven [84] Kompensation gegeben. Für $r_{L,min}$ wird die elektrische Länge des Netzwerkes $\phi_{NW,i} = \phi_{GS}/n$. Somit verschwindet die verkoppelte Leitung und die Gesamtstruktur entspricht nun der eines Kopplers aus konzentrierten Elementen. Die Kompensation erreicht für diesen Fall ungefähr die Qualität der rein induktiven bzw. rein kapazitiven Kompensation ($K_{min} \approx 20$ dB). Für größere r_L verbessert sich die Kompensation über der Bandbreite und nimmt schließlich für $r_L = 1$ ihren maximalen Wert von $K_{min} = 65$ dB an.

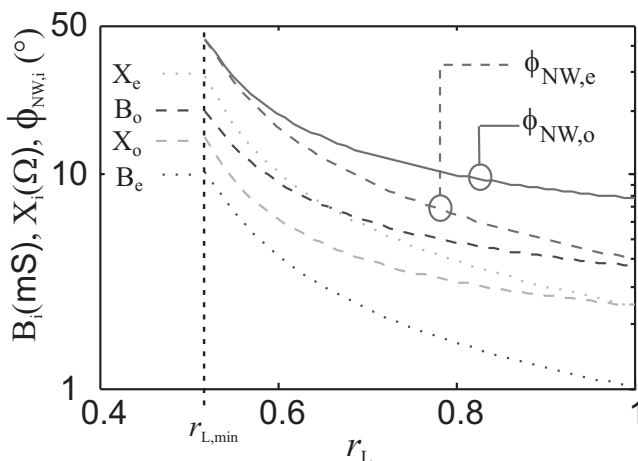


Abbildung 4.14: Netzwerkparameter X_i und B_i sowie die resultierenden elektrischen Längen $\phi_{NW,i}$ in Abhängigkeit von r_L .

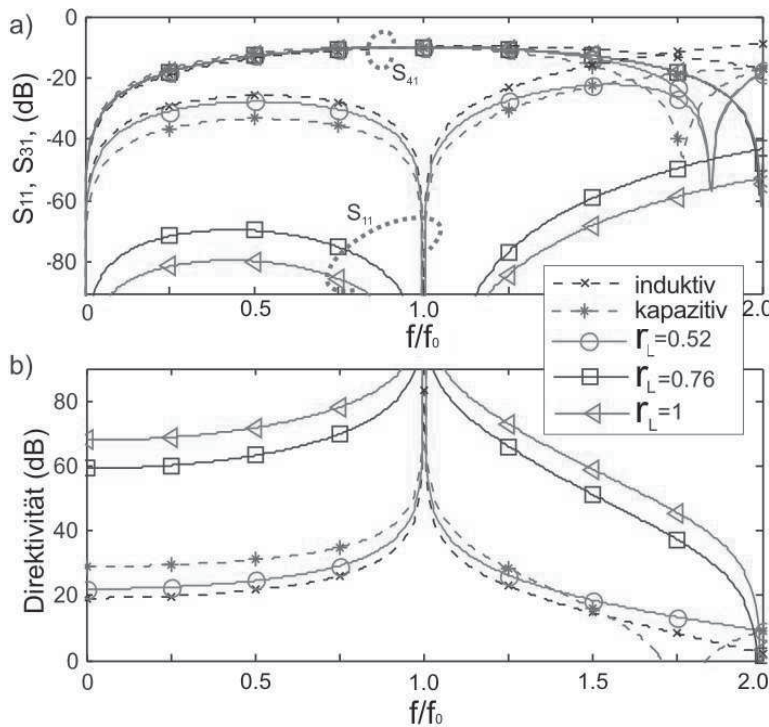


Abbildung 4.15: (a) Streuparameter S_{11} und S_{41} sowie (b) Direktivität für verschiedene Kompensationsverfahren: Induktivitäten in Serie, Kapazität zwischen den Leitungen und Kompensation mit Viertornetzwerk für $r_L = 0.52, 0.76$ und 1 .

4.3.3 Dispersion der Kompensationsnetzwerke

In der allgemeinen Analyse in Kapitel 4.1 wurden die effektiven Wellenparameter der Netzwerke und die Wellenparameter der verkoppelten Leitung als dispersionsfrei angenommen. Es wurde gezeigt, dass für den Fall von Impedanzsprüngen zwischen Netzwerk und verkoppelter Leitung die effektiven Wellenparameter der Gesamtstruktur dispersiv sind. Dies ist der limitierende Faktor für eine frequenzunabhängige Kompensation.

Wie im vorherigen Abschnitt beschrieben kann eine inhomogene verkoppelte Leitung mit T- (bzw. π)-Netzwerken ideal bei der Entwurfsfrequenz kompensiert werden. In diesem Fall wird die Bandbreite der Kompensation dadurch begrenzt, dass die Netzwerke *per se* dispersiv sind, selbst wenn sie aus verlust- und dispersionslosen Komponenten bestehenden. Für $f \neq f_0$ ist die Impedanzbedingung bzw. die Ausbreitungsbedingung somit nicht erfüllt. Das Frequenzverhalten ihres effektiven Wellenwiderstands lässt sich über den Dispersionsfaktor $D_{z,NW(T)}$ ($D_{z,NW(\pi)}$) beschreiben. Er leitet sich aus (4.10) - (4.11) wie folgt für die Mode i ab:

$$D_{z,NW(T),i} = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \cdot \sin^2\left(\frac{\phi_{NW(T),i}(f_0)}{2}\right)}{1 - \sin^2\left(\frac{\phi_{NW(T),i}(f_0)}{2}\right)}}, \quad (4.28)$$

$$D_{z,NW(\pi),i} = \frac{1}{D_{z,NW(T),i}}. \quad (4.29)$$

Mit zunehmender elektrischer Länge wächst der \sin^2 -Term, und die Dispersion nimmt zu.

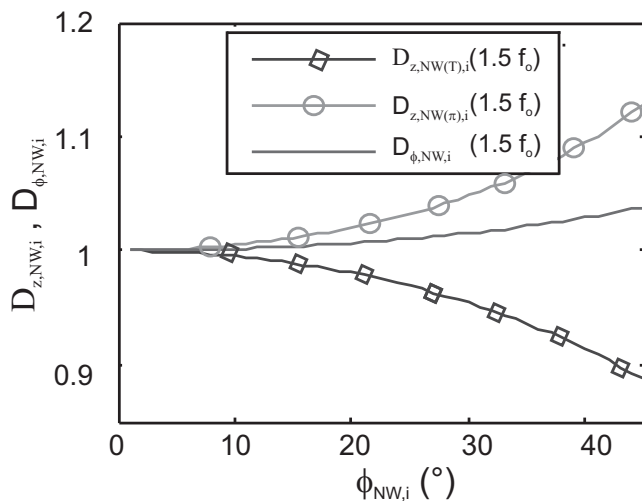


Abbildung 4.16: Die Dispersionsfaktoren einfacher T- bzw. π -Netzwerke $D_{z,NW(T),i}$, $D_{z,NW(\pi),i}$ und $D_{\phi,NW,i}$ für $f = 1.5 \cdot f_0$ als Funktion der elektrischen Länge.

Auch die Ausbreitungskonstante des Netzwerkes hat einen dispersiven Charakter, welcher durch den Dispersionsfaktor $D_{\phi,NW,i}$ erfasst wird. Dieser berücksichtigt, wie schon in Abschnitt 4.1.3 beschrieben, ein von der linearen Frequenzabhängigkeit abweichendes Verhalten. Er lässt sich aus (4.12) wie folgt ableiten:

$$D_{\phi,NW(T/\pi),i} = \frac{\arcsin\left(\frac{f}{f_0} \cdot \sin\left(\frac{\phi_{NW(T),i}(f_0)}{2}\right)\right)}{\frac{f}{f_0} \cdot \frac{\phi_{NW(T),i}(f_0)}{2}}. \quad (4.30)$$

Die Dispersionsfaktoren sind in Abbildung 4.16 für eine Frequenz von $f = 1.5 \cdot f_0$ als Funktion der elektrischen Länge dargestellt.

Verringerung der Dispersion

Aus (4.28) - (4.30) folgt, dass die Dispersionsfaktoren $D_{z,NW,i}$ und $D_{\phi,NW,i}$ von einfachen T- oder π -Netzwerken mit kleiner werdender elektrischer Länge gegen Eins konvergieren – das Netzwerk wird dispersionsfrei. Die Dispersion eines Kompensationsnetzwerkes lässt sich demnach verringern, indem man es durch eine größere Anzahl von n Teilnetzwerken (im Folgenden mit dem Index TN gekennzeichnet) ersetzt. Der einfachste Ansatz ist eine Aufteilung in identische, symmetrische Netzwerke, deren elektrische Längen jeweils ein n -tel des Gesamtnetzwerkes (im Folgenden mit dem Index GN gekennzeichnet) betragen. In diesem Fall entsprechen der Wellenwiderstand und die Dispersionsfaktoren D_Z und D_{ϕ} des Gesamtnetzwerkes den effektiven Wellenwiderständen und Dispersionsfaktoren der Teilnetzwerke. Es gilt:

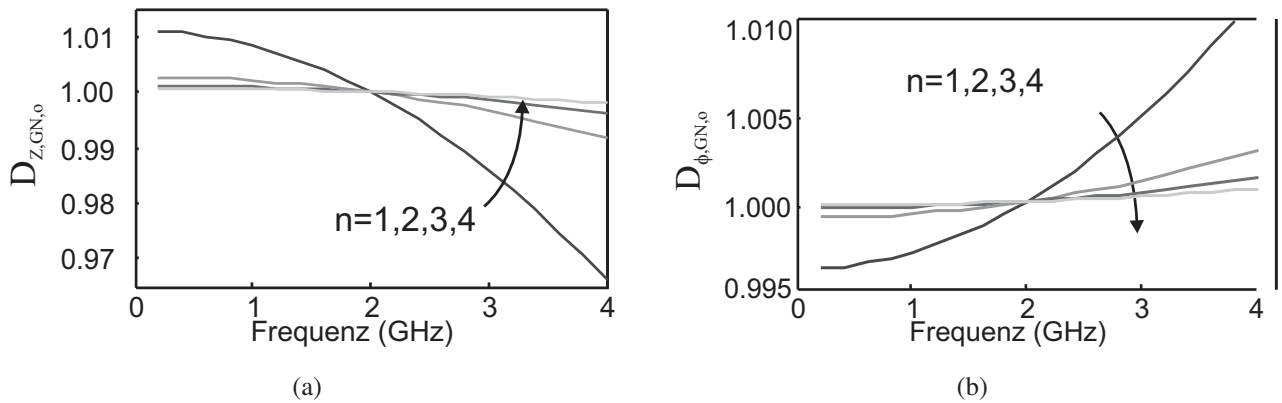


Abbildung 4.17: Die Dispersionsfaktoren der Gegentakmode in Abhängigkeit von der Anzahl n identischer, symmetrischer Teilnetzwerke: (a) $D_{z,GN,o}$ und (b) $D_{\phi,GN,o}$.

$$Z_{GN,i} = Z_{TN,i}, \quad (4.31)$$

$$\phi_{GN,i} = \phi_{TN,i} \cdot n, \quad (4.32)$$

$$D_{z,GN,i} = D_{z,TN,i} = \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \cdot \sin^2\left(\frac{\phi_{GN,i}(f_0)}{2n}\right)}{1 - \sin^2\left(\frac{\phi_{GN,i}(f_0)}{2n}\right)}}, \quad (4.33)$$

$$D_{\phi,GN,i} = D_{\phi,TN,i} = \frac{f_0}{f} \cdot \frac{2n}{\phi_{GN,i}(f_0)} \cdot \arcsin\left(\frac{f}{f_0} \cdot \sin\left(\frac{\phi_{GN,i}(f_0)}{2n}\right)\right). \quad (4.34)$$

In Abbildung 4.17 sind die Dispersionsfaktoren eines T-Netzwerkes für eine unterschiedliche Anzahl n dargestellt. Bei der Entwurfswellenlänge f_0 beträgt hier die elektrische Länge $\phi_{NW(T),o} = 16^\circ$ und der effektive Wellenwiderstand $Z_{I,T-NW,o} = 41 \Omega$. Diese scheinbar willkürlich gewählten Werte stellen, wie wir später sehen werden, typische Werte der Gegentakmode eines Kompensationsnetzwerkes dar. Die Teilnetzwerke können entweder zu größeren Netzwerken kaskadiert, oder verteilt über der verkoppelten Leitung angebracht werden. Abbildung 4.18 zeigt die minimale Direktivität K_{\min} in Abhängigkeit von n , für drei verschiedene Fälle: eine äquidistante Verteilung der Teilnetzwerke, eine Kaskadierung der Netzwerke zu einem großen Netzwerk in der Mitte des Kopplers ($\kappa = 1$), sowie, für gerade n , eine Aufteilung in zwei Netzwerke mit je $n/2$ Teilnetzwerken, positioniert an den Leitungsenden ($\kappa = 0$). Die verteilten Netzwerke erzielen die beste Kompensation. Die minimale Direktivität K_{\min} ist dann ca. 2 dB größer als für ein einzelnes Netzwerk mit $\kappa = 1$ und ca. 8 dB größer als bei einer Kompensation mit zwei Netzwerken à $n/2$ und $\kappa = 0$.

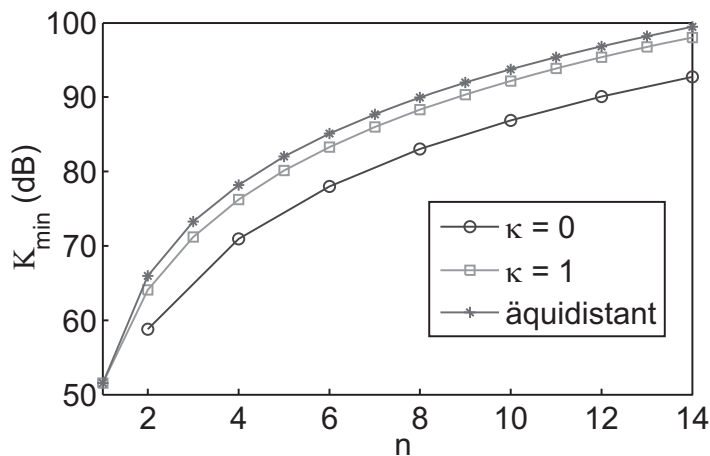


Abbildung 4.18: Minimale Direktivität K_{\min} in Abhängigkeit von der Anzahl n der Teilnetzwerke und deren Position.

Kaskadierung unsymmetrischer Teilnetzwerke

Netzwerke höherer Ordnung ($n \geq 2$) müssen nicht zwangsläufig aus identischen, symmetrischen Teilnetzwerken bestehen. Teilnetzwerke können auch unterschiedlich oder sogar asymmetrisch sein, solange ihre Gesamtanordnung symmetrisch ist und die Impedanz- und Ausbreitungsbedingung erfüllt sind. Als Einschränkung für die Komponenten folgt lediglich, dass $L_e \geq L_o$ und $C_o \leq C_e$ gelten müssen.

Die Dispersion $D_{z,NW(T),i}$ ($D_{z,NW(\pi),i}$) symmetrischer Netzwerke ist stets monoton fallend (steigend). Lässt man asymmetrische Teilnetzwerke zu und kaskadiert diese gespiegelt zu einem symmetrischen Gesamtnetzwerk, so kann mit der erhöhten Anzahl an Freiheitsgraden ein nicht monotoner $D_{z,GN,i}$ -Verlauf eingestellt werden. In Abbildung 4.19(a) ist die Topologie eines solchen Gesamtnetzwerkes dargestellt. Das Netzwerk ist für die Kompensation eines 10 dB-Kopplers mit $\rho_{VL} = 1.1$ und einer Mittenfrequenz von $f_0 = 1$ GHz ausgelegt. Die Werte der Komponenten sind sowohl für symmetrische als auch asymmetrische Teilnetzwerke angegeben. Das Induktivitätsverhältnis wurde für beide Fälle mit $r_L = 0.9$ angenommen. Die Dispersionen der effektiven Wellenwiderstände $D_{z,GN,i}$ sind in Abbildung 4.19(b) vergleichend dargestellt. Es zeigt sich, dass für symmetrische Teilnetzwerke die Dispersion der Gegentaktmode etwa um einen Faktor 3 stärker ist, als die der Gleichtaktmode. Bei der oberen Grenze der 100% Frequenzbandbreite beträgt sie $D_{z,GN,o}(1.5f_0) \approx 0.997$. Die asymmetrischen Teilnetzwerke werden für $D_{z,GN,i}(1.5f_0) = D_{z,GN,i}(f_0) = 1$ optimiert. Diese Werte können auch annähernd erreicht werden, so dass sich bei einer Darstellung der Dispersionen mit gleicher Skala wie für die symmetrischen Netzwerke Abweichungen von Eins nicht feststellen lassen.

Die Dispersion der Ausbreitung $D_{\phi,GN,i}$ ist in Abbildung 4.19(c) gezeigt. Auch sie ist für die Gegentaktmode stärker ausgeprägt als für die Gleichtaktmode. Sie steigt sich geringfügig für den Fall von asymmetrischen Teilnetzwerken.

In Abbildung 4.19(d) sind die Ergebnisse der Kompensation mit einem solchen Netzwerk, positioniert im Zentrum des Kopplers ($\kappa = 1$), dargestellt. Es zeigt sich, dass die Rückflussdämp-

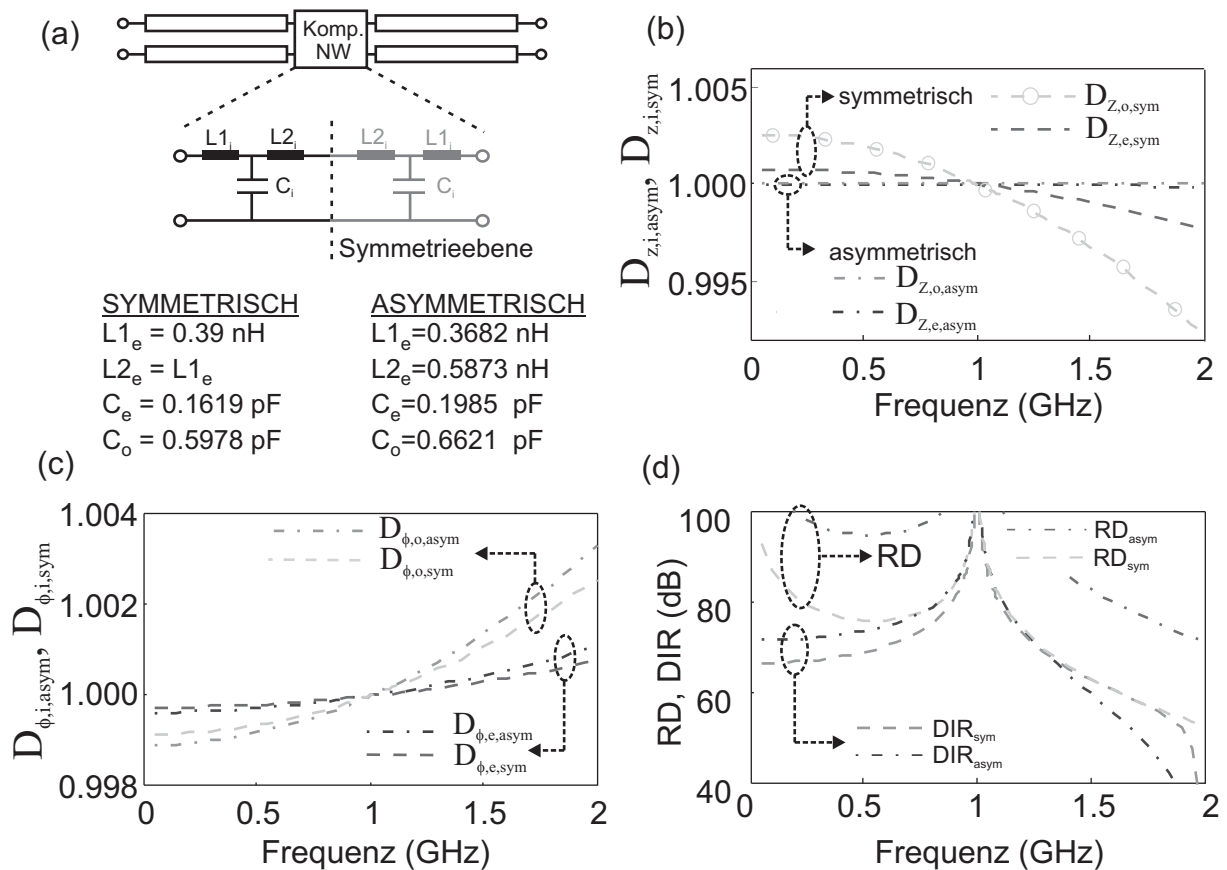


Abbildung 4.19: Vergleich von symmetrischen und asymmetrischen T-Netzwerken, kaskadiert zu einem größeren Netzwerk. (a) Netzwerkstruktur und Werte der Komponenten, (b) Dispersion der effektiven Wellenwiderstände, (c) Dispersion der effektiven Phasenlängen und (d) Direktivität (DIR) und Rückflussdämpfung (RD).

fung $RD = -20 \log(S_{11})$ durch Verwendung asymmetrischer Teilnetzwerke um bis zu 20 dB gesteigert wird. Die Direktivität (DIR) ändert sich hingegen kaum. Tatsächlich wird die minimale Direktivität über 100% Bandbreite sogar geringfügig schlechter ($K_{min,sym} = 62.5 \text{ dB}$ gegenüber $K_{min,asy} = 59.5 \text{ dB}$). Eine Optimierung von $D_{\phi,GN,i}$ wurde ebenfalls untersucht. Eine Verringerung ist hier jedoch nur mit einer gleichzeitig deutlichen Vergrößerung von $D_{z,GN,i}$ möglich, so dass keine Verbesserung, weder der Anpassung noch der Direktivität, auftritt.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass unter idealen Bedingungen (verlustlose, dispersionsfreie Leitungen) Kompensationsnetzwerke aus konzentrierten Elementen synthetisiert werden können, die, zusammen mit den idealen Leitungen, die Bedingungen für einen idealen Koppler annähernd frequenzunabhängig erfüllen. Die Qualität der Kompensation hängt hierbei von der Anzahl der Netzwerke, deren Ordnung, und der Positionierung auf der verkoppelten Leitung ab. Im Folgenden Abschnitt wird nun auf die Realisierung solcher Netzwerke eingegangen.

4.4 Realisierung von Kompensationsnetzwerken

4.4.1 Technologiebetrachtung

Die vorherige Synthese bezog sich auf Netzwerke mit idealen, konzentrierten Elementen (engl.: *Lumped Components*). Als solche werden üblicher Weise passive Komponenten bezeichnet, deren Abmessungen in beliebiger Richtung klein gegen die Wellenlänge bei der Betriebsfrequenz sind, so dass keine nennenswerten, durch die geometrische Ausdehnung hervorgerufene Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangstor auftritt. In der Praxis gilt hierfür eine maximale Abmessung von weniger als $\lambda/20$ als Richtwert [107]. Aufgrund der oftmals geringen, jedoch bei genauer Betrachtung nicht vernachlässigbaren Ausdehnung werden solche Bauelemente häufig auch als quasi-konzentrierte Elemente bezeichnet.

Die Auswahl unterschiedlicher Technologien ist sehr groß. Von ihr hängen die realisierbaren Werte der Komponenten, ihre Abmessungen, und die damit verbundenen parasitären Eigenschaften ab. Es soll an dieser Stelle keine Übersicht mit Anspruch auf Vollständigkeit gegeben werden. Ein ausführlicher Vergleich unterschiedlicher Technologien findet sich in der Literatur [107].

Die nachfolgende Betrachtung beschränkt sich daher auf die für Mikrostreifenleiter relevanten Technologien. Reaktive Komponenten bzw. Netzwerke werden hier klassischer Weise auf zwei Arten realisiert:

- als diskrete, auf der Oberfläche montierbare Bauteile, so genannte SMD Komponenten (engl.: *Surface Mount Device*), welche auf die Struktur gelötet werden,
- als sogenannte verteilte Netzwerke (engl.: *distributed network*), die mittels Leitungen realisiert werden.

Mit Hilfe der vorangegangenen Synthese (siehe insbesondere Abbildung 4.14), können die benötigten Komponenten für die Kompensation eines Kopplers mit beliebiger Kopplung und Mittenfrequenz abgeschätzt werden. Für einen 10 dB-Koppler ($\rho_{VL} = 1.1$) mit zwei einfachen T-Netzwerken bei einer Entwurfsfrequenz von $f_0 = 1$ GHz liegt der Wert der Gegentaktkapazität beispielsweise im Bereich von $C_o \approx 1 - 2$ pF, während die Gleichtaktkapazität C_e um einen Faktor 0.25 – 0.5 geringer ist. Die Induktivitäten von Gleich- und Gegentaktmode liegen im Bereich von 0.4 – 0.8 nH. Sämtliche Werte skalieren mit $\frac{f_0}{f}$ und werden so mit zunehmender Frequenz kleiner.

Die Abmessungen von SMD-Bauteilen sind normiert und liegen üblicherweise im Bereich (L)änge \times (B)reite = 0.4×0.3 mm² – 1.6×0.8 mm². Die Bedingung für konzentrierte Elemente bei Frequenzen im einstelligen Gigahertzbereich ist somit erfüllt.

SMD-Kondensatoren sind mit Kapazitäten von weniger als 0.1 pF bis hin zu einigen μ F kommerziell erhältlich [108–110]. Verlustarme Modelle weisen hohe Güten von $Q > 600$ (für 1 pF, 1 GHz) auf. Diese verringern sich jedoch stark mit steigender Frequenz sowie mit zunehmender Kapazität. Des weiteren sind nur bestimmte Werte erhältlich – häufig in 0.1 pF Schritten. Die minimalen

Toleranzen liegen bei ± 0.05 pF für Kapazitäten $C < 2$ pF. SMD-Induktoren sind mit Induktivitäten ab ca. 0.2 nH in 0.1 nH Schritten erhältlich. Für die im vorherigen Beispiel synthetisierten Kompensationsnetzwerke werden Induktivitäten von $L < 0.8$ nH/ f_o /GHz benötigt. Verglichen mit SMD Kondensatoren sind die Verluste von SMD Induktoren relativ groß. Güten von $Q = 10..20$ (bei 800 MHz) gelten bereits als relativ gut. Spulen mit einem Luftkern können auch Güten bis zu $Q = 76$ (bei 800 MHz) aufweisen [107]. Die Güte ist unabhängig von dem Wert der Induktivität, sie steigt jedoch mit zunehmender Frequenz stark an und erreicht unterhalb der ersten Resonanzfrequenz ihr Maximum. Die kleinstmöglichen Toleranzen liegen im Bereich von ± 0.1 nH, was in dem hier betrachteten Wertebereich eine Abweichung von $> 10\%$ bedeutet. Die Induktivitätswerte der Datenblätter beziehen sich auf einzelne, isolierte Bauteile. Ungeklärt bleibt somit, wie sich die Induktivitäten von Gleich- und Gegentaktwelle verhalten, wenn zwei SMD-Induktivitäten parallel zu einander in verkoppelten Leitungen angebracht werden.

Eine nicht ideale Montage der Bauteile, z.B. durch Toleranzen beim Lötten oder horizontalen Versatz beim Aufbringen, beeinträchtigen die elektrischen Eigenschaften von SMD-Komponenten ebenfalls.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass SMD-Komponenten auf Grund ihrer Dimensionen sowie ihres Wertebereichs prinzipiell für Kompensationsnetzwerke verwendet werden können. Die großen statistischen Abweichungen der Werte, die hohen Verluste der Induktivitäten, sowie die begrenzte Verfügbarkeit von Kapazitäts- bzw. Induktivitätswerten sind jedoch Einschränkungen, die eine möglichst exakte Realisierung der synthetisierten Netzwerke ausschließen.

Wenn die geforderten Werte und Dimensionen es zulassen, werden daher bei hohen Frequenzen die reaktiven Komponenten vorzugsweise mittels Leitungen realisiert [107]. Hierfür sprechen die deutlich geringeren Verluste und die Tatsache, dass im realisierbaren Wertebereich jeder gewünschte Wert durch Änderung der Geometrie erzielt werden kann.

Bei einer Realisierung mit Leitungen werden deren induktiven bzw. kapazitiven Eigenschaften gezielt ausgenutzt bzw. verstärkt. So werden hochohmige Leitungen häufig als Induktivitäten verwendet, leerlaufende, niederohmige Stichleitungen hingegen als Kapazitäten zur Masse. Serienkapazitäten mit Werten im Bereich einiger fF können durch sehr schmale Spalte ($< 100\mu\text{m}$) realisiert werden, was für die hier angestrebten Koppler jedoch nicht ausreichend ist. Typische Werte von interdigitalen Kapazitäten hingegen liegen in dem interessanten Bereich von bis zu 1 pF. Bei niedrigen Frequenzen und in stark miniaturisierter Form können die aus Leitungen bestehenden Elemente als quasi-konzentriert betrachtet werden. Als Beispiele seien hier spiralförmige Induktivitäten und interdigitale Kapazitäten genannt.

Mit zunehmender Frequenz, so auch in dieser Arbeit, können die Komponenten auf Grund der relativ großen Abmessungen nicht mehr als quasi-konzentriert betrachtet werden. Eine exakte elektrische Modellierung von interdigitalen „Kapazitäten“ ist nur durch Ersatzschaltbilder höherer Ordnung, also komplexen Netzwerken, möglich.

4.4.2 Realisierung in Mikrostreifentechnik

In diesem Abschnitt wird exemplarisch die Realisierung eines Kompensationsnetzwerkes in Mikrostreifentechnik vorgestellt. Anschließend wird das Netzwerk in Bezug auf seine effektiven Wellenparameter und deren Frequenzabhängigkeit analysiert, und entsprechende Ersatzschaltbilder werden hergeleitet. Die theoretisch mögliche Kompensation mit einem solchen Netzwerk wird erörtert und die Ergebnisse werden mit den idealen konzentrierten Netzwerken aus Kapitel 4.3 verglichen. Auf die Asymmetrie der Netzwerke und die damit verbundene Modenverkopplung wird in Kapitel 6 eingegangen. Im Gegensatz zu Kapitel 4.3 wird die Dispersion der verkoppelten Leitung sowie der Zuleitung konsequent berücksichtigt. Verluste werden jedoch nach wie vor vernachlässigt. Diese werden in Kapitel 5 gesondert behandelt.

Beschreibung der Struktur

Die Struktur ist in Abbildung 4.20 dargestellt. Sie als interdigitaler Kondensator [93, 94] aufgefasst werden. Leiterbreite und Spalt der anregenden verkoppelten Leitung sind mit w_{VL} und s_{VL} bezeichnet. Im Bereich der interdigitalen Struktur sind diese Leitungen durchgehend, sie ändern sich jedoch in Bezug auf ihren Abstand und ihre Breite. Im Bereich der interdigitalen Struktur wird die Breite der Leitung mit w_{NW} bezeichnet. Sie besitzt gemäß Abbildung 4.20 den gleichen inneren Bezugspunkt wie w_{VL} , nämlich die innere Kante der verkoppelten Leitung. Die äußere Abkantung wird somit zu $s_{au} = w_{NW} - w_{VL}$. Die innere Abkantung s_{in} gibt vor, wie tief die interdigitalen Finger in die Struktur eindringen können. s_{in} (s_{au}) kann prinzipiell positive und negative Werte annehmen, wobei s_{in} (s_{au}) > 0 gilt, wenn die innere (äußere) Kante der verkoppelten Leitung nach außen (innen) abknickt.

Von beiden Leitungen gehen m Stichleitungen (im Folgenden "Finger" genannt) senkrecht von der Innenkante ab. Länge und Breite der Finger sind l_f bzw. w_f , und der Spalt zwischen den Fingern wird mit s_f gekennzeichnet. Zwischen den Enden der Finger und der anderen Leitung liegt der Spalt g_f . Die Finger verkoppeln somit über eine Länge von $l_k = g_{VL} + 2 \cdot (s_i - g_f)$.

Charakterisierung

Verfahren zur Charakterisierung von Diskontinuitäten und die Extraktion der entsprechenden Ersatzschaltbilder sind in [111, 112] ausführlich beschrieben.

Die Struktur wird mit Hilfe eines Feldsimulators simuliert und charakterisiert. In dieser Arbeit wird vorzugsweise der *Finite Elemente Solver HFSS* [101] verwendet. Die Anregung erfolgt zur Charakterisierung nicht direkt an der Struktur selbst, sondern über Zuleitungen. Dies ist notwendig, da an der Diskontinuität zwischen den verkoppelten Leitungen und der Netzwerkstruktur höhere Moden angeregt werden. Diese Moden sind evaneszent und wirken ausschließlich in der Nähe der Diskontinuität. Die Länge der Zuleitung muss demnach so gewählt werden, dass die höheren Moden an den

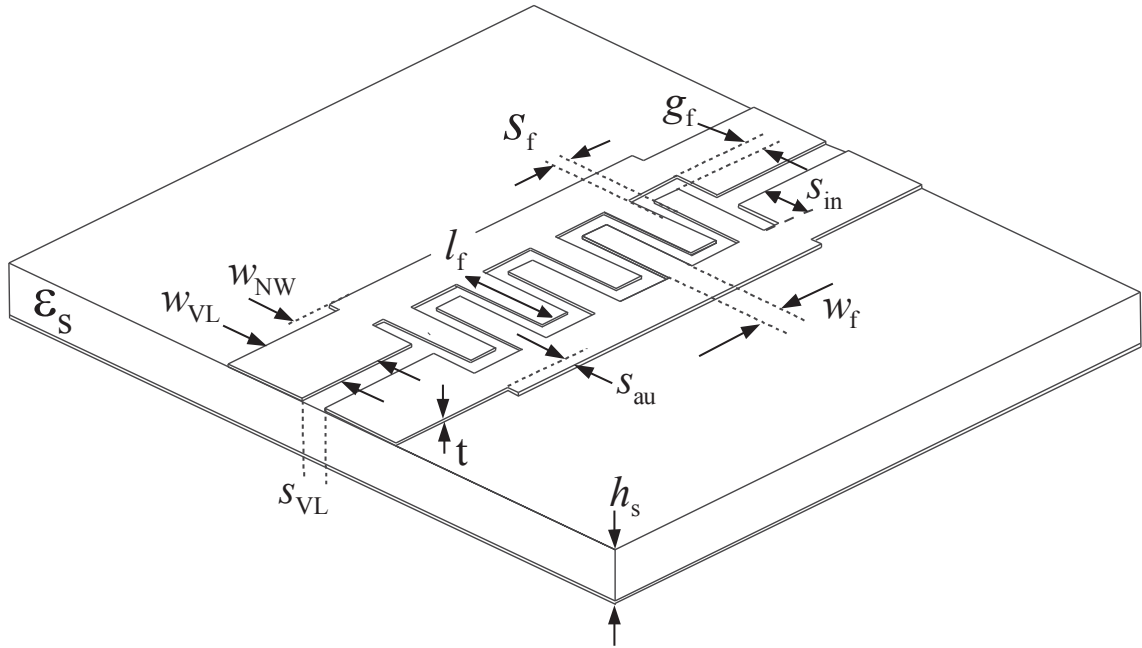


Abbildung 4.20: Kompensationsnetzwerk in Mikrostreifentechnik.

Eingangstore nahezu vollständig abgeklungen sind. Wird die Zuleitung zu kurz gewählt, überlagern sich die evaneszenten Moden mit den gewünschten, ausbreitungsfähigen Moden und verfälschen deren Streuparameter. Eine Länge, die der 2-3 fachen Zuleitungsbreite entspricht, erwies sich hier als ausreichend.

Da nur das Netzwerk von Interesse ist, muss aus den Streuparametern der gesamten Struktur S_{ges} der Einfluss der Zuleitungen herausgerechnet werden (engl.: *De-embedding*). Im idealen Fall erfolgt dies über eine einfache Verschiebung der Bezugsebene gemäß

$$S_{NW,i} = \begin{pmatrix} e^{\gamma_{i,1}L_1} & 0 \\ 0 & e^{\gamma_{i,2}L_2} \end{pmatrix} S_{ges,i} \begin{pmatrix} e^{\gamma_{i,1}L_1} & 0 \\ 0 & e^{\gamma_{i,2}L_2} \end{pmatrix}. \quad (4.35)$$

L_1 und L_2 sind hier die Längen der Zuleitungen, $\gamma_{i,1}$ und $\gamma_{i,2}$ die dazu gehörenden, komplexen Ausbreitungskonstanten. Dieses Verfahren ist in dem hier verwendeten Feldsimulator *HFSS* bereits implementiert.

Auf Grund nicht idealer Randbedingungen, Reflexionen an den Eingangstoren, sowie der Diskretisierung der Struktur, treten beim *De-embedding* stets Fehler auf. Aufwendigere Verfahren basieren auf Kalibriermethoden der Messtechnik und benötigen Simulationen der Zuleitungen mit verschiedenen Abschlüssen. Auf diese Weise können die Restfehler bestimmt werden, was eine sehr genaue Charakterisierung elektromagnetischer Strukturen [113–115] ermöglicht. In dieser Arbeit wurde das in *HFSS* implementierte Verfahren verwendet, da es sich als hinreichend genau erwies.

Aus den resultierenden Streuparametern $S_{NW,i}$ der Struktur lassen sich die effektiven Wellenparameter bzw. die Komponenten eines T - oder π -Ersatzschaltbildes bestimmen. Für Erstere werden die Streuparameter $S_{NW,i}$ zunächst in die $ABCD$ -Matrix transformiert aus der sich die Wellenparameter leicht bestimmen lassen [74]. Die Komponenten des T - bzw. π -Ersatzschaltbildes hingegen lassen sich direkt aus der Impedanzmatrix $Z_{NW,i}$ bzw. Admittanzmatrix $Y_{NW,i}$ des Netzwerkes bestimmen. Letztere erhält man aus einer Transformation der Streuparameter und des Bezugswiderstandes.

Es sei an dieser Stelle erwähnt, dass die extrahierten Komponenten (ebenso wie die effektiven Wellenparameter) frequenzabhängig sind. Eine genaue Modellierung der Struktur mit frequenzunabhängigen, konzentrierten Elementen kann daher nur mit Netzwerken höherer Ordnung erfolgen. Die Bestimmung der Elemente erfolgt in diesem Fall durch iterative Verfahren.

Optimierung

In der Literatur wird die interdigitale Struktur gewöhnlich als Kondensator verwendet und auch nur als solche betrachtet [93]. Ein Ersatzschaltbild, welches diese Struktur hinreichend genau und über eine große Bandbreite beschreibt, beinhaltet jedoch deutlich mehr Komponenten als die gewünschte Kapazität. Eine beispielhafte Modellierung dieser komplexen Struktur ist in [116] gegeben. Sämtliche Komponenten des Ersatzschaltbildes, die nicht zu der gewünschten Kapazität beitragen (wie z.B. Längsinduktivitäten oder Kapazitäten zur Masse), werden als parasitär angesehen. Eine Minimierung dieser Komponenten ist strukturbedingt nur eingeschränkt möglich.

Verwendet man die interdigitale Struktur jedoch als Kompensationsnetzwerk, so ist es nützlich, diese „parasitären“ Komponenten gezielt für die Netzwerksynthese zu nutzen. Die Ersatzschaltbilder für die Eigenwellen können unter Vernachlässigung der Asymmetrie in Gleichtakt- und Gegentaktstaltungen unterteilt werden. Diese Schaltungen weisen Tiefpasscharakter auf und bestehen aus Längsinduktivitäten und Querkapazitäten. Die Modellierung einer vorgegebenen physikalischen Struktur (z.B. eines verteilten Netzwerkes) mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes ist stets möglich. Die Anzahl der Energiespeicher bestimmt hierbei die Ordnung der Schaltung. Über eine Kurvenangleichung der komplexen Streuparameter die Werte der Komponenten schnell gefunden werden. Eine Erhöhung der Schaltungsordnung ermöglicht hierbei i.d.R. eine bessere Übereinstimmung.

Im Gegenzug ist die Umsetzung einer komplexen Schaltung mit bestimmter elektrischer Eigenschaft in eine entsprechende leitungsbasierte (verteilte) Struktur nur mit Einschränkungen möglich. So müssen bestimmte Rahmenbedingungen vorgegeben werden, was den Parameterraum und damit den Lösungsraum der Optimierung einschränkt. Verschiedene Entwurfsparameter, wie zum Beispiel die Substrathöhe h_s , die Permittivität ϵ_s und die Metallisierungsdicke t , werden durch die zu Beginn der Simulation getroffene Wahl des Substrates festgelegt. Herstellungsbedingte minimale Strukturgrößen für Leiterbreiten und Spalte (im vorliegenden Fall ungefähr 50 – 100 μm) schränken den Parameterraum ebenfalls ein. Sie müssen aus praktischen Gründen bei der Synthese aber berücksichtigt werden. Ein weiterer limitierender Faktor ist die begrenzte Genauigkeit der Feldsimulatoren. Hier sei insbesondere auf Diskretisierungsfehler und Fehler beim Verschieben der Referenzebene hin-

gewiesen [95]. Da eine Strukturänderung stets Gleich- und Gegentaktwelle beeinflusst, lassen sich nicht beliebige Parameterkombinationen erzeugen. Ein wünschenswertes Verhältnis der Induktivitäten von $r_L = 1$ (siehe Abbildung 4.15) ist beispielweise nicht realisierbar, da bei verkoppelten Leitungen stets eine Gegeninduktivität existiert und somit $r_L < 1$ gilt. Die Realisierung einer Struktur, deren Ersatzschaltbild eine (gewünschte) bestimmte Ordnung besitzt, erweist sich somit als sehr schwierig – je nach Randbedingung gar als unmöglich. Aus diesem Grunde ist es effizienter, anstelle der Netzwerkkomponenten die effektiven Wellenparametern der physikalischen Struktur direkt zu optimieren. Die Optimierung sollte dann vorerst nur bei der Entwurfsfrequenz f_0 stattfinden. Wenn bei ihr die vorgegebenen Bedingungen erfüllt werden, kann in einem weiteren Schritt das Verhalten über eine gewünschte Bandbreite analysiert und ggf. optimiert werden.

Nach erfolgreicher Synthese der physikalischen Struktur kann eine Modellierung in Form eines Ersatzschaltbildes höherer Ordnung durchaus zweckmäßig sein. Zum einen dient es dem tieferen Verständnis der elektrischen Eigenschaften der Struktur, zum anderen lässt es sich so in kommerzielle Schaltungssimulatoren integrieren.

An dieser Stelle wird beispielhaft die computergestützte Optimierung eines Netzwerkes für einen 15 dB-Koppler bei einer Entwurfsfrequenz von $f_0 = 2$ GHz beschrieben. Als Substrat wird *Ro4003c* von *Rogers Corporation* [117] mit einer Höhe von $h_s = 508$ μm , einer Metallisierungsdicke von $t = 17$ μm und einer Permittivität von $\varepsilon_r = 3.55$ ausgewählt. Bei einem Referenzwiderstand von $Z_{\text{ref}}(f_0) = 50$ Ω , ist die Erfüllung der Impedanzbedingung (4.8) das erste Optimierungsziel. Man erhält $Z_{\text{NW,e}}(f_0) = Z_{\text{VL,e}}(f_0) = 61$ Ω und $Z_{\text{NW,o}}(f_0) = Z_{\text{VL,o}}(f_0) = 41$ Ω . Bezüglich des zweiten Optimierungsziels, der Erfüllung der Ausbreitungsbedingung (4.9), ist es sinnvoll, die elektrischen Längen $\phi_{\text{NW},i}$ nicht explizit vorzugeben. Der Optimierungsprozess konvergiert deutlich schneller und stabiler, wenn (4.9) für eine verkoppelte Leitung beliebiger elektrischer Länge, jedoch mit bestimmter Inhomogenität ρ_{VL} erfüllt wird. Das modifizierte Kriterium lautet dann:

$$\rho_{\text{VL}} \cdot \phi_{\text{NW,o}} - \phi_{\text{NW,e}} = \phi_{\text{GS}} \cdot (1 - \rho_{\text{VL}}), \quad (4.36)$$

wobei ϕ_{GS} die gewünschte elektrische Länge der Gesamtstruktur ist. Wenn das Netzwerk (4.36) erfüllt, ergeben sich die genauen elektrischen Längen der verkoppelten Leitung aus (4.9).

Für eine zügige Optimierung sollte der Parameterraum reduziert werden. Zu diesem Zweck wird die Anzahl m der interdigitalen Finger vorab festgelegt, da Variationen von m zu sprunghaften Änderungen der Streuparameter bzw. der effektiven Wellenparameter führen. Eine Anzahl von $m = 3 - 4$ erweist sich in unserem Beispiel als günstig. Nach einer groben Optimierung der Struktur wird vorerst der Spalt s_f zwischen den Fingern festgelegt. Relativ kleine, aber leicht herzustellenden Werte im Bereich von $s_f \approx 0.1 - 0.2$ mm erwiesen sich hier als günstig. Mit den drei Parametern s_{in} , s_{au} , w_f und l_f kann die Struktur nun so optimiert werden, dass die Impedanzbedingung (4.8) und die Ausbreitungsbedingung (4.36 bzw. 4.9) bei der Entwurfsfrequenz f_0 erfüllt sind. Es muss dabei sichergestellt werden, dass der Spalt g_f an den Enden der Finger eine gegebene minimale Strukturgröße nicht unterschreitet (hier gilt $g_f \geq 100$ μm).

Substrat	Substrathöhe Metallisierungsdicke Permittivität	$h_s = 508 \mu\text{m}$ $t = 17 \mu\text{m}$ $\varepsilon_s = 3.55$
Verkoppelte Leitung	Leiterbreite Leiterspalt	$w_{\text{VL}} = 1050 \mu\text{m}$ $s_{\text{VL}} = 300 \mu\text{m}$
Interdigitale Struktur	Anzahl der Finger Fingerbreite Fingerlänge Fingerspalt Endspalt Leiterbreite Innere Kante Äußere Kante	$m = 4$ $w_f = 200 \mu\text{m}$ $l_f = 300 \mu\text{m}$ $s_f = 100 \mu\text{m}$ $g_f = 100 \mu\text{m}$ $w_{\text{NW}} = 1155 \mu\text{m}$ $s_{\text{in}} = 350 \mu\text{m}$ $s_{\text{au}} = 105 \mu\text{m}$
Wellenparameter bei f_0	Inhomogenität Wellenwiderstände elektrische Längen	$\rho_{\text{VL}} = 1.11$ $Z_{\text{VL,e}} = Z_{\text{NW,e}} = 61 \Omega$ $Z_{\text{VL,o}} = Z_{\text{NW,o}} = 41 \Omega$ $\phi_{\text{NW,o}} = 16^\circ$ $\phi_{\text{NW,e}} = 13^\circ$

Tabelle 4.3: Geometrie der optimierten interdigitalen Struktur sowie der verkoppelten Leitung

Findet der Optimieralgorithmus keine Lösung, so kann der Parameterraum um s_f erweitert werden. Eine Änderung der Fingerzahl m bietet sich hingegen nur an, wenn (4.9) stark verfehlt wird. Die Dimensionen der optimierten Struktur zusammen mit den resultierenden Wellenparametern sind in Tabelle 4.3 angegeben.

Die Optimierung wurde bei der Unterschreitung folgender Restfehler abgebrochen: $\Delta Z_o = |Z_{\text{NW,o}} - Z_{\text{VL,o}}| = 0.2 \Omega$, $\Delta Z_e = |Z_{\text{NW,e}} - Z_{\text{VL,e}}| = 0.2 \Omega$, $\Delta \phi = |\phi_{\text{GS,e}} - \phi_{\text{GS,o}}| = 0.05^\circ$.

Abbildung 4.21 zeigt die Dispersionen der Wellenwiderstände und die Dispersionen der Ausbreitungskoeffizienten (vgl. (4.5)) sowohl für das optimierte Netzwerk als auch für die verkoppelte Leitung und die 50Ω Zuleitung. Folgende Beobachtungen werden gemacht. Zum Einen besitzt $D_{z,x}$ (für $x = \text{NW},i; \text{VL},i; \text{ref}$) stets eine negative Steigung (entsprechend einer T-Schaltung) und $D_{\phi,x}$ erwartungsgemäß stets eine positive Steigung. Hierbei ist anzumerken, dass die Gegentaktmode des Netzwerkes stets die stärkste Dispersionen ($D_{z,\text{NW},i}$ und $D_{\phi,\text{NW},i}$) aufweist, während die Gegentaktmode der verkoppelten Leitung stets die schwächste Dispersion aufweist. Die Dispersionen $D_{\phi,\text{ref}}$

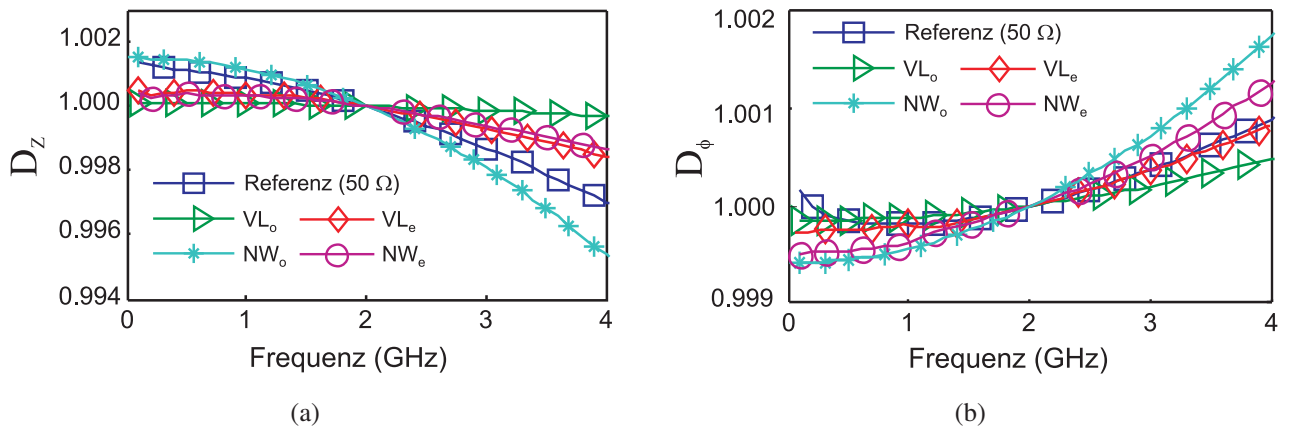


Abbildung 4.21: Dispersion der verkoppelten Leitungen (VL), des Netzwerkes (NW) sowie der 50Ω Zuleitung. (a) Dispersion der Wellenwiderstände D_z und (b) Dispersion der Ausbreitungskoeffizienten D_ϕ .

und $D_{z,\text{ref}}$ der Zuleitung sind stärker ausgeprägt als die entsprechenden Dispersionen von Gleich- oder Gegentaktmode der verkoppelten Leitung. Bezugnehmend auf Abschnitt 4.3.3 lässt sich feststellen, dass die interdigitale Struktur eine sehr geringe Dispersion aufweist und sich somit für eine breitbandige Kompensation eignet.

Modellierung

In den vorangegangenen Abschnitten wurden die Kompensationsnetzwerke erst aus idealen konzentrierten Elementen und später als verteilte Struktur mit Leitungen realisiert. Es wurde ferner erläutert, dass es zweckmäßig ist, die Optimierung der physikalischen Struktur an Hand ihrer effektiven Wellenparameter durchzuführen, statt sie auf eine ideale elektrische Schaltung höherer Ordnung zu gründen.

Ungeachtet dessen stellt sich nach erfolgreicher Synthese die Frage, wie das konzentrierte Netzwerk aussieht, mit dem sich die physikalische Struktur elektrisch beschreiben lässt.

Über eine Kurvenanpassung der effektiven Wellenparameter mit der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (engl.: *Curve-Fitting*) kann ein Kettenleiter-Tiefpass-Netzwerk gefunden werden, welches die interdigitale Schaltung hinreichend beschreibt. Die für das vorliegende Beispiel gefundene Topologie ist in Abbildung 4.22 gezeigt. Es ist ein Netzwerk siebter Ordnung mit vier Längsinduktivitäten und drei Querkapazitäten.

Die Abweichungen zwischen Ersatzschaltbild und verteilter Struktur sind sehr gering. Die relativen Restfehler der effektiven Wellenwiderstände sowie der elektrischen Längen sind in Abbildung 4.23 dargestellt. Im betrachteten Frequenzbereich $0 < f < 4$ GHz betragen Sie weniger als 0.05% für die elektrischen Längen und weniger als 0.01% für die Wellenwiderstände.

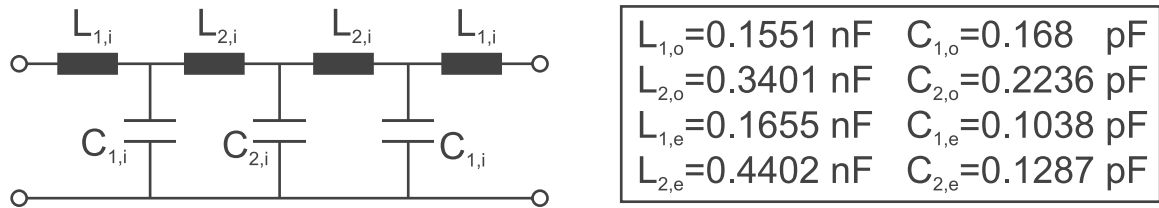


Abbildung 4.22: Ersatzschaltbild der interdigitalen Struktur für die Mode i mit den entsprechenden Werten der reaktiven Elemente ($i = [e,o]$)

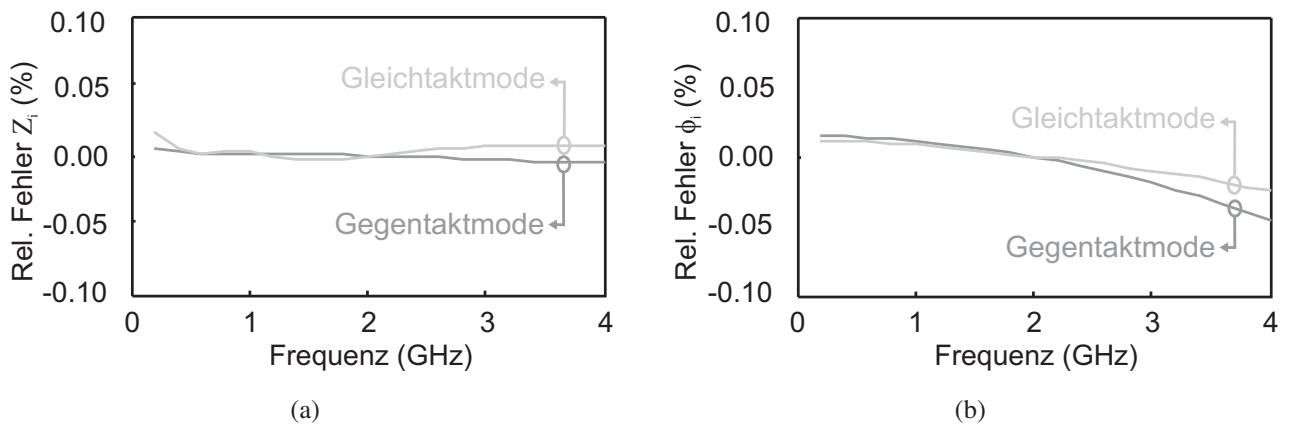


Abbildung 4.23: Abweichungen zwischen *HFSS*-Simulation und Ersatzschaltbild 7. Ordnung, angezeigt als Restfehler (a) des effektiven Wellenwiderstandes $(Z_{i,ESB} - Z_{i,HFSS})/Z_{i,ESB}$ und (b) der elektrischen Länge $(\phi_{i,ESB} - \phi_{i,HFSS})/\phi_{i,ESB}$.

Messtechnische Verifizierung

Die mit dem Feldsimulator synthetisierten Kompensationsnetzwerke werden realisiert und vermessen. Mit eigens hierfür hergestellten verkoppelten Referenzleitungen (fünf verkoppelte Leitungen unterschiedlicher Länge und eine leerlaufende verkoppelte Leitung) wurde der Messaufbau für beide Eigenmoden kalibriert. Das Kalibrierverfahren entspricht dem in Kapitel 2.4 vorgestellten *Multiline-TRL*-Verfahren. Die Messungen sind somit auf den dispersiven Wellenwiderstand der verkoppelten Zuleitung normiert.

Abbildung 4.24a zeigt die simulierten und gemessenen effektiven Wellenwiderstände der Gleichtaktmode des Netzwerks, normiert auf den jeweiligen Wellenwiderstand der Leitung. Während bei der Simulation eine Änderung der äußeren Kante ($w_{NW}/w_{VL} = 1.07 \dots 1.09$, vgl. Abbildung 4.20) in ei-

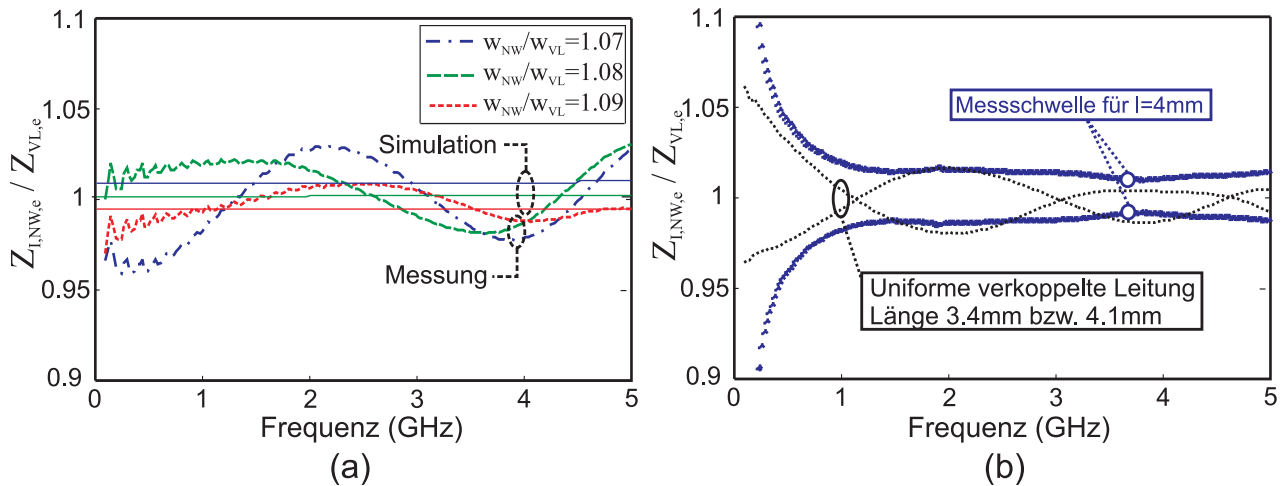


Abbildung 4.24: (a) Simulation und Messung der auf den Wellenwiderstand der verkoppelten Leitungen normierten effektiven Wellenwiderstände des Kompensationsnetzwerkes für verschiedene Verhältnisse der Leiterbreiten w_{NW}/w_{VL} . (b) Gemessene Wellenwiderstände von zwei einfachen verkoppelten Leitungen verschiedener Länge sowie die aus der Messunsicherheit resultierende Messschwelle.

ner gleichmäßigen Veränderung des Wellenwiderstandes resultiert, kann ein entsprechendes Verhalten messtechnisch nicht nachgewiesen werden. Es zeigt sich, dass die effektiven Wellenimpedanzen des Netzwerkes einen über der Frequenz sinusförmigen Verlauf annehmen und für $f > 1$ GHz um bis zu 3% von denen der verkoppelten Leitungen abweichen. Auch wenn der Toleranzbereich (der gemessenen Wellenimpedanz) auf den ersten Blick groß scheint, so muss berücksichtigt werden, dass die elektrische Länge des Netzwerkes mit $\phi_{I,e,NW}(f_0) \approx 14^\circ$ sehr klein ist. Mit zunehmender elektrischer Länge (beziehungsweise höherer Frequenz) steigt die Messgenauigkeit. Die Wellenwiderstände des Netzwerkes lassen sich also nur in einem Bereich von $\Delta Z = \pm 2\%$ messen. Zum Vergleich sind in Abbildung 4.24b die gemessenen Wellenwiderstände von zwei für die Kalibrierung genutzten verkoppelten Leitungen dargestellt. Da hier keine Änderung des Wellenwiderstandes vorliegt, müsste der gemessene normierte Wert gleich Eins sein. Auf Grund der Messungenauigkeiten schwanken jedoch auch hier die Werte um bis zu 2% für $f > 1$ GHz. Das angewandte redundante Multiline-TRL-Kalibrierverfahren ermöglicht die Abschätzung der Kalibrierfehler [81], aus denen sich die Messfehler einer beliebigen Messgröße ableiten lassen. Hierdurch kann, wie in Kapitel 6.2 ausführlich beschrieben, als kleinste messbare Abweichung die Messschwelle ermittelt werden. Diese Messschwelle ist in Abbildung 4.24b für verkoppelte Leitungen von 4 mm Länge angegeben. Sie liegt für $f > 1$ GHz ebenfalls bei ungefähr 2% des Referenzwiderstandes. Die simulierten dispersiven Eigenschaften der Netzwerke wie in Abbildung 4.21 dargestellt lassen sich somit messtechnisch nicht verifizieren.

4.5 Kompensation mit verteilten Netzwerken

Im Folgenden wird untersucht, wie gut sich verkoppelte Leitungen mit verteilten Netzwerken in Bezug auf die Bandbreite kompensieren lassen. Im Gegensatz zur der Betrachtung der Kompensation mit Netzwerken aus konzentrierten Elementen in Abschnitt 4.3, wird nun der dispersive Charakter der verkoppelten Leitung sowie der Zuleitung berücksichtigt.

Die vollständige Analyse des kompensierten Kopplers mit einem Feldsimulator erweist sich aus verschiedenen Gründen als ungünstig. Da wäre zum einen die lange Simulationsdauer, welche die Optimierung bzw. die Untersuchung eines größeren Parameterraumes sehr zeitaufwendig macht. Zum Anderen verhindern numerische Ungenauigkeiten, insbesondere Diskretisierungsfehler, eine exakte Kompensation bei der Entwurfsfrequenz. Um die Ergebnisse mit denen aus vorherigen Kapiteln zu vergleichen, ist eine Kompensation bei der Entwurfsfrequenz jedoch erstrebenswert. Zu diesem Zweck wird ein kombiniertes feldnumerisches-analytisches Verfahren angewendet, welches im Folgenden kurz erläutert und begründet wird.

Vernachlässigt werden nach wie vor Verluste, Asymmetrien sowie die Übergänge von der verkoppelten Leitung auf die einfachen Zuleitungen. Diese Übergänge können, wie bereits in Kapitel 4.2 (Abbildung 4.7) erläutert, über ein Ersatzschaltbild exakt beschrieben werden. Letzteres ist vom gleichen Typ (T-Schaltung, Tiefpass) wie das Kompensationsnetzwerk selbst. Es besitzt also selbst einen leicht kompensierenden Einfluss. Bezüglich ihrer effektiven Wellenparameter können die Übergänge so dimensioniert werden, dass ihr Einfluss auf den gesamten Koppler minimiert und schließlich vernachlässigt werden kann. In dieser Arbeit werden sie im Rahmen der Analysen daher nicht berücksichtigt.

4.5.1 Optimiertes Analyseverfahren

Das hier beschriebene Verfahren beruht auf der Annahme, dass sich bei geringfügiger Änderung der physikalischen Struktur nur die Beträge der effektiven Wellenparameter ändern, ihre Ableitungen über der Frequenz jedoch unverändert bleiben. Ausführliche Parameterstudien bestätigen diese Annahme:

- Bei geometrischen Variationen, welche Änderungen der effektiven Wellenparameter um bis zu $\pm 3\%$ erzeugen (Abbildung 4.25a), können nur sehr geringe Änderungen der Dispersion beobachtet werden. Wie in Abbildung 4.25b dargestellt liegen im betrachteten Frequenzbereich diese Abweichungen bei ungefähr 0.6% für die Gegentaktmode und bei 0.2% für die Gleichtaktmode.
- Auf Grund von Rechenungenauigkeiten schwanken die effektiven Wellenparameter selbst bei sehr kleinen Änderungen oder bei einer unterschiedlichen Anzahl von Diskretisierungsschritten, wie in Abbildung 4.26a dargestellt. Auch hier ist der Einfluss auf die Dispersion der

Wellenparameter verschwindend gering. Die Abweichungen liegen, wie in Abbildung 4.26b gezeigt, bei 1.5% für die Gegentaktmode und bei 0.4% für die Gleichtaktmode.

Eine Vollwellensimulation, die exakte Ergebnisse bei einer bestimmten Frequenz erzielt (z.B. Kompensation), ist auf Grund des erwähnten Diskretisierungsrauschens nicht möglich. Die Optimierung der Struktur bei der Entwurfsfrequenz kann somit bei Unterschreitung einer vorgegebenen Abweichung vom Idealwert abgebrochen und durch den Idealwert ersetzt werden. Die simulierten Dispersionen sind unabhängig von kleinen Variationen und werden der Vollwellensimulation entnommen. Das Verfahren ist grafisch in Abbildung 4.27 dargestellt. Basierend auf den Vorgaben des Systems [Z_{ref}] und der gewünschten Kopplercharakteristik [f_0, k] (siehe Abbildung 4.27a) werden die verkoppelte sowie die einfache Mikrostreifenleitung mit einem Feldsimulator (z.B. HFSS) ausgelegt und breitbandig simuliert (vgl. Abbildung 4.27b (links/mitte)). Die Strukturen werden hierbei so optimiert, dass die Impedanzbedingung des Kopplers bei der Entwurfsfrequenz erfüllt ist.

Anschließend wird, ebenfalls mit Hilfe des Feldsimulators, ein Kompensationsnetzwerk entworfen und gemäß Kapitel 4.4.2 optimiert (vgl. Abbildung 4.27b (rechts)). Abbruchkriterium bei dieser Optimierung ist das Unterschreiten einer vorgegebenen Schwelle bezüglich der Impedanzbedingung (4.8) sowie der modifizierten Ausbreitungsbedingung (4.36). In den untersuchten Fällen hat sich eine Schwelle von $\Delta Z_i = 0.2\Omega$ beziehungsweise $\Delta\phi = 0.1^\circ$ als hinreichend genau erwiesen.

Die frequenzabhängigen Wellenparameter werden schließlich extrahiert und in *MATLAB* [118] weiterverarbeitet. Drei Anpassungen werden hierbei vorgenommen, um die Restfehler der Feldsimulation zu minimieren. Die gestrichelten Größen kennzeichnen hierbei die in *MATLAB* korrigierten effektiven Wellenparameter der Kompensationsnetzwerke:

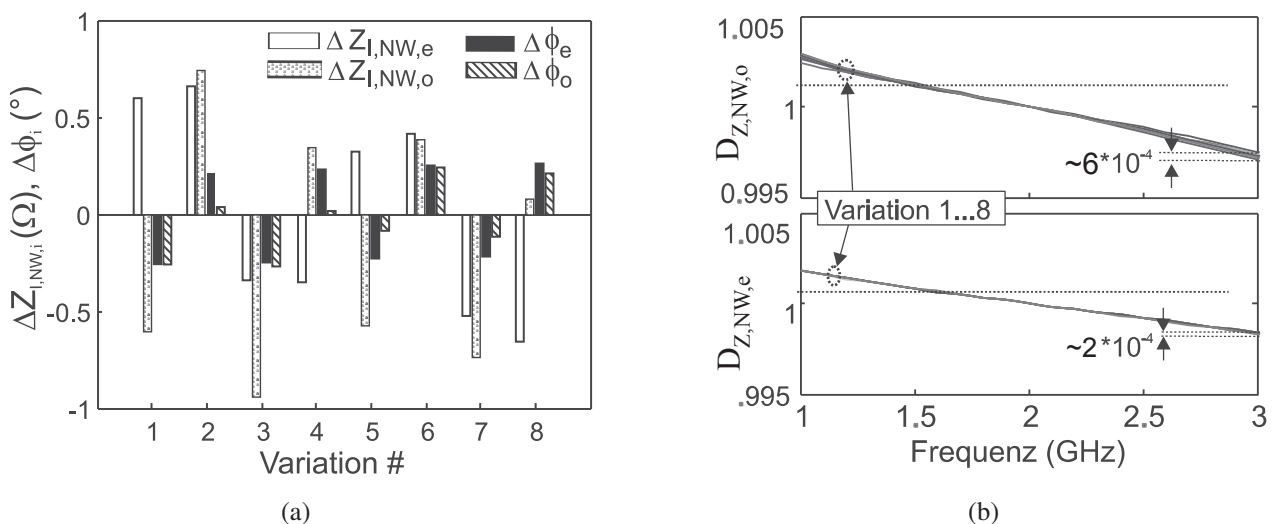


Abbildung 4.25: (a) Änderung der effektiven Wellenparameter $Z_{NW,i}$ und $\phi_{i,i}$ bei f_0 bedingt durch Variationen der Geometrie ($\Delta g_f \pm 5\mu\text{m}$, $\Delta L_f \pm 10\mu\text{m}$, $\Delta w_{TBD} \pm 10\mu\text{m}$) vom Referenznetzwerk. (b) Die zu den geometrischen Variationen gehörenden Dispersionen $D_{z,NW,i}$.

4 Generische Kompensationsnetzwerke

- Die effektiven Wellenwiderstände des Netzwerkes werden bei der Entwurfsfrequenz denen der verkoppelten Leitungen gleichgesetzt, die Dispersion wird jedoch beibehalten (vgl. Abbildung 4.27c (rechts)):

$$Z'_{\text{NW},i}(f) = Z_{\text{VL},i}(f_0) \cdot D_{z,\text{NW},i}(f). \quad (4.37)$$

- Der Wellenwiderstand der Zuleitung wird, ebenfalls unter Beibehaltung seiner Dispersion, dem geometrischen Mittel der Wellenwiderstände der verkoppelten Leitung angeglichen (vgl. Abbildung 4.27c (links)):

$$Z'_{\text{ref}}(f) = \sqrt{Z_{\text{VL},e}(f_0) \cdot Z_{\text{VL},o}(f_0)} \cdot D_{z,\text{ref}}(f). \quad (4.38)$$

- Schließlich werden die effektiven elektrischen Längen des Netzwerkes so korrigiert, dass die Ausbreitungsbedingung bei der Entwurfsfrequenz erfüllt ist. Bei einer Kompensation der Struktur mit n Netzwerken hat sich folgende Korrektur bewährt (vgl. Abbildung 4.27c (rechts)):

$$\phi'_{\text{NW},e}(f) = |\phi_{\text{NW},e}(f_0) + \Delta\phi_{\text{NW}}| \cdot D_{\phi,\text{NW},e}(f), \quad (4.39)$$

$$\phi'_{\text{NW},o}(f) = |\phi_{\text{NW},o}(f_0) - \Delta\phi_{\text{NW}}| \cdot D_{\phi,\text{NW},o}(f), \quad (4.40)$$

mit

$$\Delta\phi_{\text{NW}} = \frac{\phi_{\text{GS}}}{n} \left(\frac{\rho_{\text{VL}} - 1}{\rho_{\text{VL}} + 1} \right) - \frac{\rho_{\text{VL}} \cdot \phi_{\text{NW},o} - \phi_{\text{NW},e}}{\rho_{\text{VL}} - 1}. \quad (4.41)$$

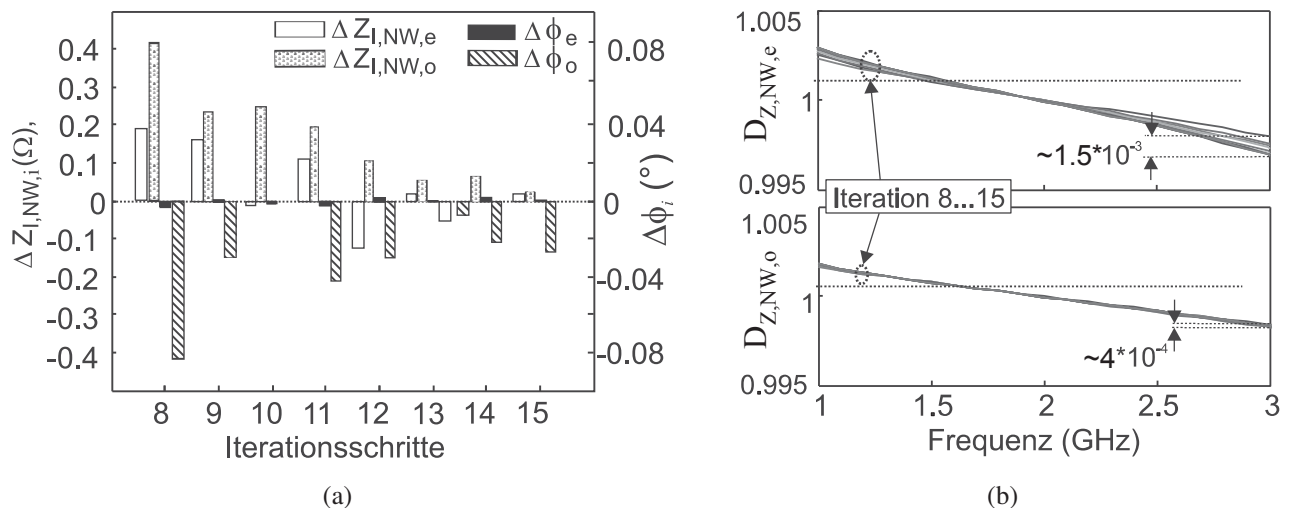


Abbildung 4.26: (a) Änderung der effektiven Wellenparameter $Z_{\text{NW},i}$ und ϕ_{i} bei f_0 bedingt durch die unterschiedlichen Diskretisierungen der Struktur für verschiedene Iterationen bei der Vollwellensimulation in *HFSS*. (b) Die zu den Iterationsschritten gehörenden Dispersionen $D_{z,\text{NW},i}$.

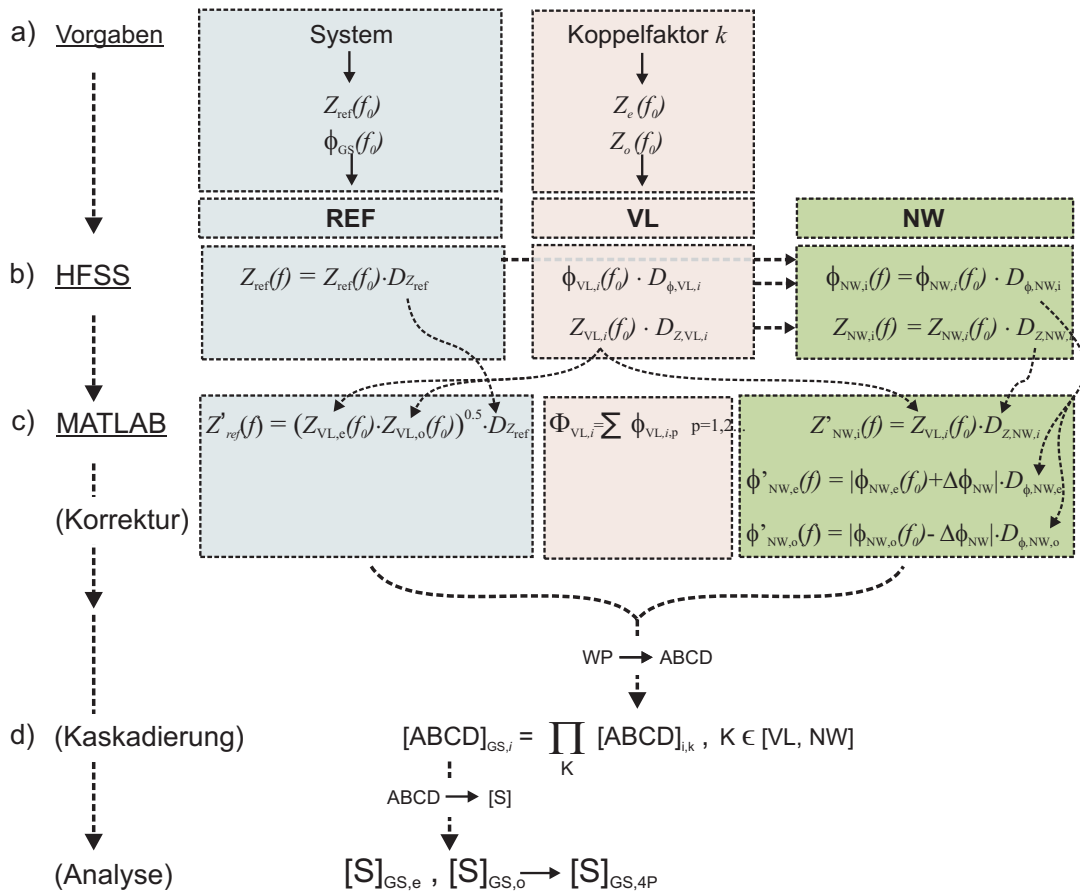


Abbildung 4.27: Kombiniertes Verfahren einer Vollwellen/MATLAB-Simulation zur Untersuchung kompensierter Koppler mit verteilten Netzwerken

Die gestrichelten Pfeile in Abbildung 4.27 veranschaulichen, wie die Parameter übergeben werden. Für beide Eigenwellen getrennt werden die korrigierten Kompensationsnetzwerke mit den Leitungsabschnitten kaskadiert (vgl. Abbildung 4.27d). Abhängig von der Anzahl der Netzwerke geschieht dies mit (4.1) oder (4.2). Die ABCD-Matrix $ABCD_{GS,i}$ der Gesamtstruktur wird schließlich in die entsprechende Streumatrix $S_{GS,i}$ transformiert. Der hierfür benötigte Referenzwiderstand ist der zuvor korrigierte, frequenzabhängige Wellenwiderstand der Zuleitung $Z'_{ref}(f)$. Zuletzt werden aus den Streuparametern für die Eigenwellen die der symmetrischen Gesamtstruktur berechnet.

Dank der durchgeführten Korrekturen sind die Ausbreitungs- und Impedanzbedingungen für einen idealen Koppler bei der Entwurfsfrequenz stets erfüllt, unabhängig von der Position des Netzwerkes. Aufgrund der vorhandenen Dispersionen sind für $f \neq f_0$ die Kopplerbedingungen jedoch nicht erfüllt. Die resultierenden Impedanzsprünge führen somit zu einer frequenzabhängigen Degradation von Direktivität und Anpassung. Ähnlich wie bei den konzentrierten Kapazitäten in Kapitel 3 hat die relative Position des Netzwerkes jedoch einen Einfluss auf die Bandbreite der Kompensation. Die minimale Direktivität über eine Bandbreite von 100 %, K_{min} , als Funktion der relativen Position κ

für Netzwerkes ist in Abbildung 4.28 dargestellt. Es zeigt sich, dass eine Platzierung des Netzwerkes im Zentrum des Kopplers die beste Kompensation erzeugt. So steigt die minimale Direktivität von $K_{\min}(\kappa = 0) = 62$ dB auf $K_{\min}(\kappa = 1) = 72$ dB. Des weiteren zeigt sich, dass der 10 dB-Koppler besser kompensiert ist als der 15 dB-Koppler und dass die Netzwerke mit 4 Fingern zu besseren Ergebnissen führen als die mit 3 Fingern.

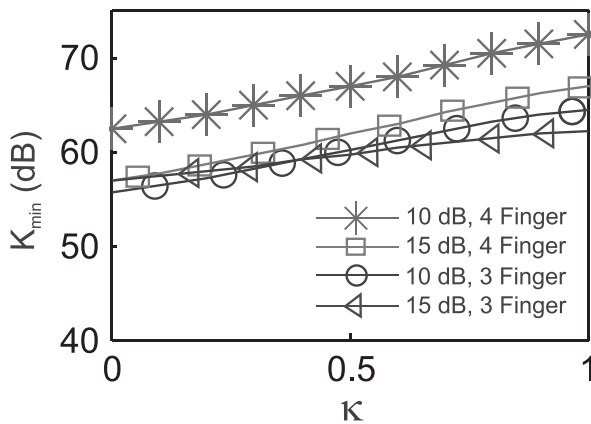


Abbildung 4.28: Minimale Direktivität K_{\min} als Funktion der relativen Position κ für $n = 2$ Kompensationsnetzwerke mit 3 Fingern und 4 Fingern sowie für 10 dB- und 15 dB-Koppler.

4.5.2 Ideale Dispersive Netzwerke

Nach den vorangegangenen Untersuchungen zur Dispersion von Kompensationsnetzwerken bzw. zur Dispersion der Gesamtstruktur von kompensierten Kopplern drängt sich die Frage auf, wie ein Kompensationsnetzwerk für eine *ideale*, d.h. frequenzunabhängige Kompensation beschaffen sein muss.

Die Dispersion der Ausbreitungskonstante der Zuleitung, erfasst durch $D_{\phi, \text{ref}}$, ist für die Kompensation unbedeutend und in Abbildung 4.21 nur zu Vergleichszwecken dargestellt. Die Dispersion des Wellenwiderstandes der Zuleitung $D_{z, \text{ref}}$ ist hingegen von großer Bedeutung. Definiert als Änderung des Referenzwiderstandes über der Frequenz, beschreibt sie somit auch die Änderung der Impedanzbedingung (2.2). Für einen frequenzunabhängig kompensierten Koppler müssen die Dispersionen der Eigenwellen des gesamten, kompensierten Kopplers folgende Bedingungen erfüllen:

$$D_{z, \text{ref}} = D_{z, \text{GS}, \text{K}}, \quad (4.42)$$

$$D_{\phi, \text{GS}, e} = D_{\phi, \text{GS}, o}. \quad (4.43)$$

Ziel ist es also, die Dispersionen der Kopplerimpedanz der Gesamtstruktur sowie der Referenzimpedanz anzugleichen. Hier können prinzipiell zwei Fälle unterschieden werden:

1. Die Eigenwellen der verkoppelten Leitung erfüllen bereits (4.42). Dann gilt auch

$$D_{z, \text{VL}, \text{K}} = \sqrt{D_{z, \text{VL}, e} \cdot D_{z, \text{VL}, o}} = D_{z, \text{ref}}. \quad (4.44)$$

Dann gilt für die effektiven Wellenwiderstände des Netzwerkes:

$$D_{z,NW,i} = D_{z,VL,i}. \quad (4.45)$$

Unter dieser Voraussetzung lässt sich für die Dispersionen der Ausbreitungsfunktionen des Netzwerkes dann folgende Bedingung herleiten:

$$\rho_{NW} \cdot D_{\phi,NW,e} - D_{\phi,NW,o} = \frac{1 - \rho_{NW}}{\rho_{VL} - 1} \cdot (D_{\phi,VL,o} - \rho_{VL} \cdot D_{\phi,VL,e}), \quad (4.46)$$

wobei ρ_{NW} und ρ_{VL} für die Entwurfsfrequenz f_0 gelten.

2. Gilt für die Dispersionen der Eigenwellen der verkoppelten Leitung hingegen

$$D_{z,VL,K} \neq \sqrt{D_{z,VL,e} \cdot D_{z,VL,o}} = D_{z,ref}, \quad (4.47)$$

dann muss das Netzwerk derart beschaffen sein, dass die Kaskadierung aus den verkoppelten Leitungen und den Netzwerken in einer Gesamtstruktur resultiert, die (4.42) erfüllt. Ein entsprechendes Netzwerk lässt sich wie folgt herleiten.

Wie bereits in Gleichung (4.1) und (4.2) beschrieben, lässt sich die ABCD-Matrix der Gesamtstruktur als Produkt der ABCD-Matrizen von Netzwerk sowie verkoppelter Leitungen schreiben. Hierbei berücksichtigt man nun für $ABCD_{GS,i}$ die Dispersion der Zuleitung und für $ABCD_{VL,i}$ die Dispersion der verkoppelten Leitungen. Die Gleich- und Gegentakt-ABCD-Matrizen des Kompensationsnetzwerkes, $ABCD_{NW,i}$, lassen sich durch Auflösen von (4.1) bzw. (4.2) extrahieren.

Ein ideales Netzwerk mit $n = 2$ wird für den verlustbehafteten Fall in Kapitel 5.3.2 hergeleitet und diskutiert. Auf eine entsprechende Untersuchung wird daher an dieser Stelle verzichtet.

4.5.3 Experimente

Die messtechnische Verifizierung von Richtkopplern mit verteilten Kompensationsnetzwerken wird nicht an dieser Stelle präsentiert, sondern am Ende des nachfolgenden Kapitels. Letzteres betrachtet die gleiche Art von Netzwerken, berücksichtigt in der Synthese jedoch den Einfluss der Verluste.

4.6 Fazit

Die Dispersion eines verteilten Netzwerkes aus Mikrostreifenleitungen ist verglichen mit der Dispersion konzentrierter T-Netzwerke geringer Ordnung schwach ausgeprägt. Das Ersatzschaltbild des hier betrachteten verteilten Netzwerkes entspricht vielmehr einer Schaltung siebter Ordnung, wie in Kapitel 4.4.2 an Hand einer Modellierung gezeigt wurde. Wenngleich die Dispersion des



4 Generische Kompensationsnetzwerke

Netzwerkes, wie im Beispiel gezeigt, minimiert wurde, ist sie nach bisherigem Stand der Erkenntnis im Zusammenspiel mit der Dispersion der Zuleitung und der verkoppelten Leitung der einzige Grund dafür, dass eine perfekte, frequenzunabhängige Kompensation nicht erreicht wird.

Weitere Einschränkungen, wie Verluste, Asymmetrien und Toleranzen, beeinträchtigen ebenfalls die Kompensation des Kopplers. Sie werden gesondert in den nachfolgenden Kapiteln betrachtet. Eine obere Grenze der realisierbaren minimalen Direktivität K_{\min} kann so ermittelt werden. Sie liegt bei den hier untersuchten Netzwerken aus Mikrostreifenleitungen, je nach Position und Art der Struktur, bei $K_{\min} = 60 - 70$ dB, wie in Abbildung 4.28 gezeigt.

Die Dispersion folgt aus der Inhomogenität des Mediums und lässt sich nicht ganz vermeiden. Ihre Ausprägung steigt mit dem Verhältnis $\frac{h_s}{\lambda_s}$ der Substrathöhe zur Substratwellenlänge. Hier gilt $\lambda_s = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_s}}$, mit c der Lichtgeschwindigkeit und ϵ_s der Permittivität des Substrates. Die Dispersion kann somit durch die Wahl eines Substrates mit geringer Höhe und niedriger Permittivität positiv beeinflusst werden. Eine genaue Abwägung ist hier jedoch sinnvoll, da der Einfluss von Herstellungstoleranzen ebenfalls von h_s und ϵ_r abhängt. Eine entsprechende Analyse hierzu wird in Kapitel 6.1 durchgeführt.

5 Verlustbehaftete Koppler

In den bisherigen Kapiteln wurden sowohl die verkoppelten Leitungen als auch die Netzwerke und Zuleitungen als verlustfrei angenommen. Diese Annahme wird in der Hochfrequenztechnik häufig gemacht, da idealisierte, verlustfreie Modelle einfacher zu analysieren sind als Modelle, welche die Verluste berücksichtigt. Des Weiteren ist die Berechnungszeit von verlustlosen Strukturen mittels Feldsimulatoren deutlich kürzer. Wenn die Verluste klein sind und keinen großen Einfluss auf die Simulationsergebnisse haben, ist diese Vorgehensweise durchaus gerechtfertigt.

Auch in der Literatur werden Richtkoppler im Allgemeinen, und Methoden für die Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten im Speziellen, stets für den verlustfreien Fall untersucht. Verluste werden, wenn überhaupt, nur in Bezug auf die Einfügedämpfung des Kopplers betrachtet. Nur wenige Veröffentlichungen behandeln die Auswirkung von Verlusten auf die Eigenschaften des Kopplers, insbesondere der Direktivität und der Anpassung.

In [119] und [120] wurde der Einfluss von Verlusten auf die Isolation von Branchline-Kopplern für den dispersionsfreien Fall ($R/L = G/C$) betrachtet. Die Verluste von Leitungskopplern in Mikrostreifentechnik wurden in [121] sowohl über die komplexe Ausbreitungskonstante als auch über den komplexen Wellenwiderstand berücksichtigt. Der Leitungskoppler wurde jedoch nur für den unkompenzierten Fall untersucht, bei welchem der Einfluss der Inhomogenität dominiert und der Einfluss der Verluste vernachlässigbar ist. In [122] wurde erstmals der Einfluss der Verluste auf die Isolation eines ideal kompensierten Leitungskopplers in Mikrostreifentechnik untersucht. In der Analyse wurde jedoch nur die Dämpfung der Ausbreitung berücksichtigt während die komplexe Natur der Wellenwiderstände nicht berücksichtigt wurde. Während die zitierten Arbeiten [119–122] den Einfluss von Verlusten auf die Eigenschaften von Richtkopplern unter bestimmten Bedingungen untersuchen, fehlt in der Literatur bisher, nach bestem Wissen des Authors, eine allgemeine Betrachtung verlustbehafteter, kompensierter Richtkoppler.

Diese Lücke zu schließen, ist das Ziel dieses Kapitels.

Zunächst werden die zu Grunde liegenden Verlustmechanismen kurz erläutert. Dies dient dem besseren Verständnis des Kapitels im Allgemeinen und ist Grundlage für den nachfolgenden Abschnitt, in dem eine Methode zur breitbandigen komplexen Charakterisierung der Strukturen eingeführt wird. Verschiedene verkoppelte Leitungen und Zuleitungen auf unterschiedlichen Substraten werden so im Hinblick auf ihre verlustbehafteten Wellenparameter charakterisiert. Dies ist notwendig, um später mit realistischen Werten den Einfluss der Verluste auf kompensierte Richtkoppler untersuchen zu können.

Vorerst werden jedoch für beliebige Verluste allgemeine Bedingungen für Anpassung, Isolation und Quadratur eines Kopplers hergeleitet. Der Koppler wird hierbei als Gesamtstruktur betrachtet.

Basierend auf den ermittelten verlustbehafteten Leitungsparametern einerseits und den allgemeinen Bedingungen für verlustbehaftete Koppler andererseits werden nun mögliche Kompensationen betrachtet.

So werden in einem ersten Ansatz realistische Kompensationsnetzwerke synthetisiert und bezüglich ihrer verlustbehafteten, effektiven Wellenparameter analysiert. Mit diesen Netzwerken können die verkoppelten Leitungen bei der Entwurfsfrequenz entweder angepasst oder es kann die Isolation eines Tors erreicht werden. Die Limitierung dieser quasi-idealen Koppler sowohl bei der Entwurfsfrequenz selbst als auch über eine beliebige Bandbreite wird schließlich diskutiert und mit dem verlustlosen Fall verglichen.

Des weiteren wird auf die Synthese von idealen verlustbehafteten Kompensationsnetzwerken eingegangen, die den Koppler frequenzunabhängig kompensieren. Diese Überlegungen sind rein theoretischer Natur, da, wie sich herausstellen wird, solche Netzwerke nicht realisierbar sind.

Messergebnisse unterstützen die vorhergesagten Einschränkungen der Kopplereigenschaften.

5.1 Grundlagen verlustbehafteter Koppler

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Verluste über die sekundären Leitungsparameter, die komplexen Wellenwiderstände und die komplexen Ausbreitungskonstanten (bzw. komplexen elektrischen Längen), erfasst. Diese lassen sich aus den primären Leitungsparametern, den Leitungsbelägen ableiten. Hierbei werden neben dem Kapazitäts- und dem Induktivitätsbelag C' bzw. L' die unterschiedlichen Verlustmechanismen durch den seriellen Widerstandsbelag R' (longitudinale Metallisierungsverluste) und den Leitwertsbelag G' (transversale dielektrische Verluste) erfasst¹. Das Ersatzschaltbild einer allgemeinen, verlustbehafteten Leitung mit infinitesimaler Länge dz ist in Abbildung 5.1 dargestellt.

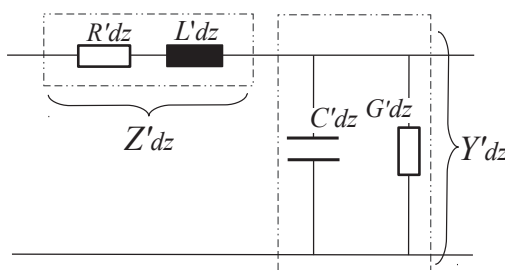


Abbildung 5.1: Ersatzschaltbild einer verlustbehafteten Mikrostreifenleitung infinitesimaler Länge dz .

¹Bei stark verlustbehafteten Substraten, wie zum Beispiel Silizium [123], treten zusätzlich noch longitudinale magnetische Verluste auf. Diese können über einen parallel zu R' und L' liegenden Widerstandsbelag berücksichtigt werden. Der Übersicht halber werden magnetische Verluste im Folgenden jedoch vernachlässigt.

Die nachfolgende Beschreibung gilt gleichermaßen für die Zuleitung und die Eigenmoden verkoppelter Leitungen. Aufgrund der Übersichtlichkeit wird daher auf eine weitere Unterscheidung über entsprechende Indizes verzichtet.

Der komplexe Wellenwiderstand Z_i verkoppelter Leitungen für Mode i lässt sich als Funktion der Leitungsbeläge bekanntermaßen wie folgt schreiben [64]:

$$Z_i = \sqrt{\frac{Z'_i}{Y'_i}} = \sqrt{\frac{R'_i + j\omega L'_i}{G'_i + j\omega C'_i}}, \quad (5.1)$$

wobei Y'_i und Z'_i als Queradmittanz- bzw. Längsimpedanzbelag bezeichnet werden. Ihre Verlustwinkel sind $\delta_i = \arctan(\frac{G'_i}{\omega C'_i})$ und $\chi_i = \arctan(\frac{R'_i}{\omega L'_i})$. Mit ihnen lässt sich der komplexe Wellenwiderstand folgendermaßen nach Betrag und Phase schreiben:

$$\|Z_i\| = \sqrt{\frac{L'_i}{C'_i}} \cdot \sqrt{\frac{\cos(\delta_i)}{\cos(\chi_i)}}, \quad (5.2a)$$

$$\angle Z_i = \frac{1}{2} (\delta_i - \chi_i). \quad (5.2b)$$

Je nach Verhältnis zwischen dem longitudinalen Verlustwinkel χ_i und dem transversalen Verlustwinkeln δ_i kann $\angle Z_i$ positive oder negative Werte annehmen. Für $\frac{G'_i}{\omega C'_i} = \frac{R'_i}{\omega L'_i}$ gilt, genau wie im verlustlosen Fall, $\angle Z_i = 0$ und $\|Z_i\| = \sqrt{\frac{L'_i}{C'_i}}$. Man spricht von einer verzerrungsfreien Leitung [64]. Die Ausbreitungskonstante γ_i ist wie folgt definiert:

$$\gamma_i = \alpha_i + j\beta_i = \sqrt{Z'_i \cdot Y'_i} = \sqrt{(R'_i + j\omega L'_i)(G'_i + j\omega C'_i)} \quad (5.3)$$

Hierbei beschreiben α_i die Ausbreitungsverluste (in *Neper/m*) und β_i die Phasenkonstante (in *radian/m*). Im Fall von passiven Strukturen ist der Wertebereich der Ausbreitungsverluste auf $\alpha_i \geq 0$ beschränkt. Wie unschwer zu erkennen, sind α_i und β_i im Falle von Verlusten nichtlinear von der Frequenz abhängig – selbst bei konstanten Leitungsbelägen. Bei verlustlosen Wellenleitern hingegen gilt $\alpha_i = 0$ und $\beta_i = \omega \sqrt{L'_i C'_i}$.

5.1.1 Notationen

Im Folgenden werden einige Notationen eingeführt, welche die nachfolgende Analyse übersichtlicher machen. Sie sind in allgemeiner Form angegeben, gelten jedoch mit entsprechender Kennzeichnung auch für verkoppelte Leitungen (VL), Netzwerke (NW) oder die Gesamtstruktur (GS).

- $\Psi_i = \ln(Z_i/Z_{\text{ref}})$ bezieht den komplexen Wellenwiderstand der Mode i auf die komplexe Referenzimpedanz Z_{ref} .
- $\Phi_i = \gamma_i \cdot l = \xi_i + j\phi_i$ beschreibt die komplexe elektrische Länge der Mode i . Hierbei sind $\xi_i = \alpha_i \cdot l$ die Dämpfung und $\phi_i = \beta_i \cdot l$ die *gewöhnliche* elektrische Länge.
- $\angle z_i = \angle Z_i - \angle Z_{\text{ref}}$ ist die Differenz der Phasenwinkel des Wellenwiderstandes der Mode i und der Referenzimpedanz. Sie wird im Folgenden als der *relative Phasenwinkel* $\angle z_i$ (mit z als Minuskel) bezeichnet.

5.1.2 Charakterisierung verlustbehafteter Leitungen

Neben einer allgemeinen Betrachtung der Verluste und ihres Einflusses auf Richtkoppler sollen im Folgenden auch konkrete Beispiele untersucht und experimentell verifiziert werden. Zu diesem Zweck werden die Verluste von verkoppelten Leitungen und den $50\ \Omega$ -Zuleitungen auf drei typischen Substraten bestimmt und für eine breitbandige Simulation verwendet. Folgende Fälle sind Gegenstand der Betrachtung:

- Rogers Ro4003c, als Vertreter eines verlustarmen Substrats,
- Bungard FR4, als Vertreter eines preiswerten Substrats mit mittleren Verlusten, und
- Silizium, als ein Beispiel mit stark ausgeprägten Verlusten.

Aufbauend auf dem in [124] beschriebenen Verfahren werden die Leitungen mittels einer Kombination aus redundanten *TRL*-Messungen und Vollwellen-Simulationen charakterisiert. Auf eine ausführliche Beschreibung dieses hybriden Verfahrens [125] wird hier verzichtet. Im Rahmen dieser Arbeit wird es vorerst für uniforme verkoppelte Leitungen angewendet. Später werden mit den ermittelten Materialparametern in Kombination mit einer Vollwellensimulation auch die Kompensationsnetzwerke charakterisiert. Silizium-Technologie steht im Rahmen dieser Arbeit nicht zur Verfügung. Eine messtechnische Charakterisierung ist somit nicht möglich, weshalb die Wellenparameter der verkoppelten Leitungen auf Silizium der Literatur entnommen werden.

Die Ergebnisse der Charakterisierung der Leitungen sind in Abbildung 5.2 beispielhaft für 10 dB-Koppler auf Rogers Ro4003c (links) und Bungard FR4 (rechts) zusammengefasst. In den oberen Abbildungen sind die verlustabhängigen Wellenparameter, die Ausbreitungsverluste $\alpha_{\text{VL},i}$ und die Phasenwinkel $\angle z_{\text{VL},i}$, dargestellt. Anstelle der Beträge der Wellenwiderstände und elektrischen Längen werden in Abbildung 5.2 (Mitte/unten) deren Dispersionsfaktoren gezeigt. Dies ermöglicht u.a. einen besseren Vergleich von Gleich- und Gegentaktmode sowie der Zuleitung. Für die Betrachtung des verlustlosen Falls wurden in der Vollwellensimulation die Materialparameter entsprechend als verlustlos angenommen.

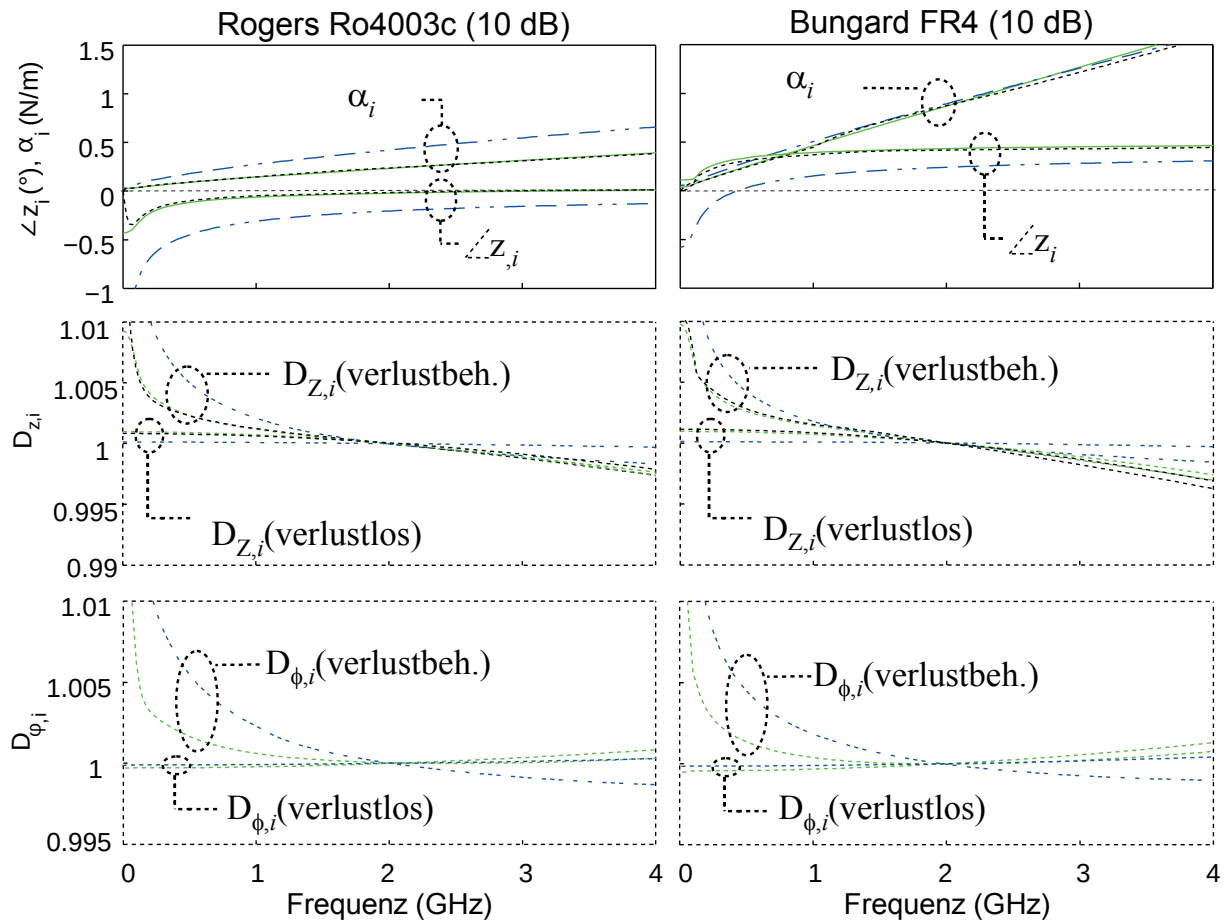


Abbildung 5.2: Wellenparameter der Gleichtaktmode (grün, "-"), Gegentaktmode (blau, "- - -"), sowie der Zuleitung (schwarz, "..."), (oben) Phasenwinkel $\angle Z$ und Dämpfung α_i , (Mitte) Dispersionskoeffizient der Impedanz D_Z , und (unten) Dispersionskoeffizient der Ausbreitungskonstante D_ϕ .

Folgende Beobachtungen können gemacht werden: Zum einen sind die Ausbreitungsverluste bei FR4 auf Grund der höheren dielektrischen Verluste erwartungsgemäß größer als bei Ro4003c. Die Differenz der Verluste zwischen Gleich- und Gegentaktanregung ist jedoch bei FR4 kleiner, es gilt $(\alpha_o - \alpha_e)_{FR4} < (\alpha_o - \alpha_e)_{Ro}$. Die Dämpfung der Referenzleitung entspricht ungefähr der Dämpfung der Gleichtaktmode ($\alpha_{ref} \approx \alpha_e$). Ebenso entspricht der Phasenwinkel der Referenzimpedanz ungefähr dem Phasenwinkel der Gleichtaktimpedanz für beide Substrate ($\angle Z_{ref} \approx \angle Z_{VL,e}$). Des Weiteren gilt stets $\angle Z_{VL,o} < \angle Z_{VL,e}$. Grund hierfür sind die größere Stromdichte der Gegentaktmode an der Innenkante der verkoppelten Leitung und die damit verbundenen höheren Metallisierungsverluste im Vergleich zur Gleichtaktmode. Während der Frequenzverlauf der Phasenwinkel bei beiden Substraten ähnlich ist, gilt auf Grund der größeren Substratverluste von FR4 stets $\angle Z_{VL,i,FR4} > \angle Z_{VL,i,Ro4003c}$.

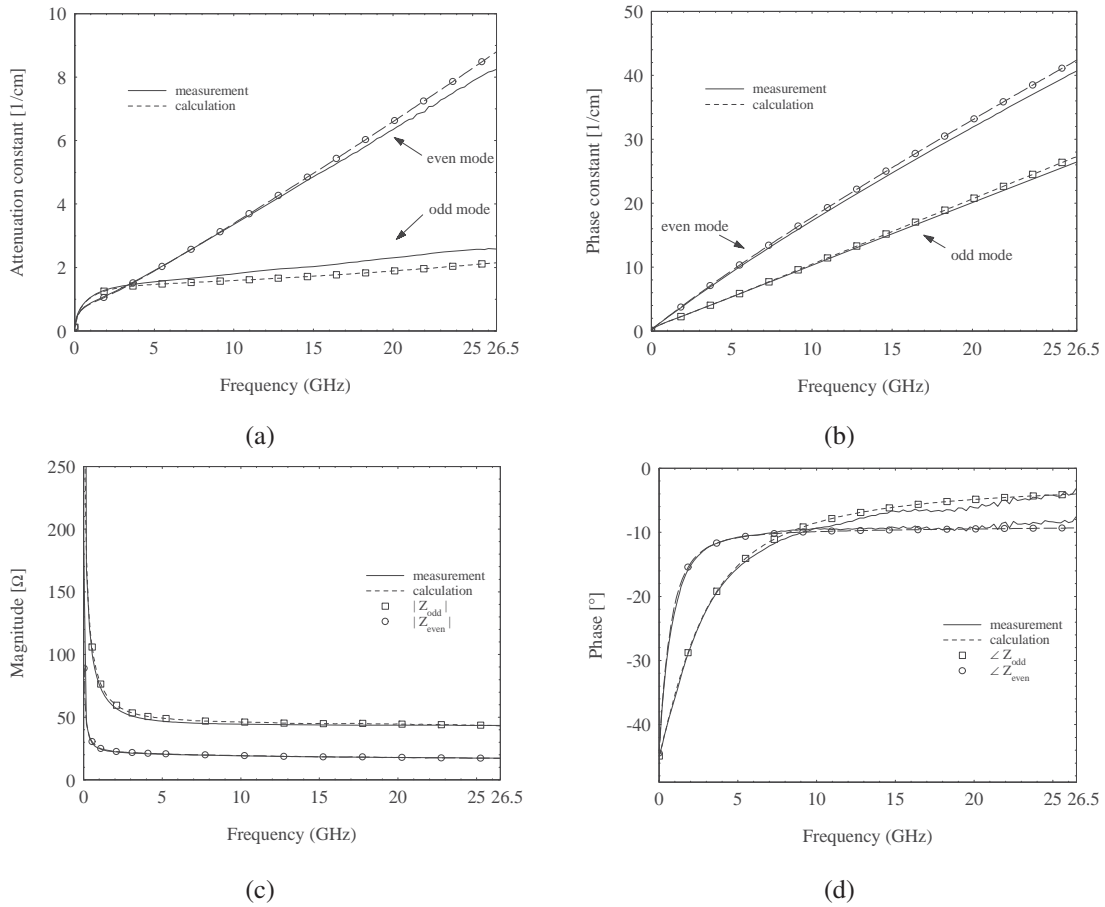


Abbildung 5.3: Charakterisierung von verkoppelten Leitungen auf Silizium, veröffentlicht in [126]: (a) Dämpfungskonstante α_i , (b) Phasenkonstante β_i , (c) Betrag des Wellenwiderstands $\|Z_{VL,i}\|$ und (d) Phasenwinkel des Wellenwiderstands $\angle Z_{VL,i}$.

Die Dispersion der Ausbreitungskonstanten bezogen auf die Entwurfsfrequenz wurde in (4.5) als $D_\phi(f) = \frac{f_0}{f} \frac{\phi(f)}{\phi(f_0)}$ definiert. Die Dispersion der Wellenwiderstände wird hier, im Gegensatz zur allgemeinen Definition (4.4), explizit auf die Beträge bezogen:

$$D_{z,i}(f) = \frac{\|Z_i(f)\|}{\|Z_i(f_0)\|}. \quad (5.4)$$

Für beide Dispersionen $D_{z,VL,i}$ und $D_{\phi,VL,i}$ (Abbildung 5.2 Mitte/unten) lassen sich nur geringe Unterschiede zwischen den zwei verschiedenen Substraten feststellen. Hierbei weist die Gegentaktmode stets eine stärkere Dispersion auf als die Gleichtaktmode. Ähnlich wie bei der Dämpfung und dem Phasenwinkel entsprechen die Dispersionen der Gleichtaktmode denen der Zuleitung.

Wie in Abbildung 5.2 (Mitte/unten) gezeigt, sind die Dispersionen $D_{z,VL,i}$ und $D_{\phi,VL,i}$ unter Berücksichtigung der Verluste deutlich ausgeprägter als im idealisierten verlustlosen Fall.

Silizium-Technologie stand zum Zeitpunkt dieser Arbeit dem Institut nicht zur Verfügung, weshalb verkoppelte Leitungen auf Silizium messtechnisch nicht charakterisiert werden konnten. Stattdessen wurde auf bereits veröffentlichte Messergebnisse zurückgegriffen [123, 126]. Die dielektrischen Substratverluste werden hier als klein angenommen. Bei niedrigen Frequenzen dominieren die Metallisierungsverluste und die Dämpfung der Gegentakmode ist größer als die der Gleichtakmode. Die magnetischen Substrat-Verluste, bedingt durch die *hoch-resistive* Masselage (Leitfähigkeit von Silizium hier $\sigma \approx 8000 S/m$), dominieren hingegen bei "hohen Frequenzen". Die Dämpfung der Gleichtakmode ist hier größer als die der Gegentakmode. Die Verläufe von $\alpha_i, \beta_i, \|Z_{VL,i}\|$, und $\angle Z_{VL,i}$ wurden [126] entnommen und sind in Abbildung 5.3 dargestellt.

5.1.3 Eigenreflexionen verlustbehafteter Koppler

Das anschauliche Konzept der Zerlegung eines doppelt symmetrischen Viertores in vier Eintore aus Kapitel 2.2 wird hier auf den allgemeinen verlustbehafteten Fall angewendet.

Es sei eingangs erwähnt, dass die Streuparameter im Falle von Verlusten nicht eindeutig definiert sind. So wird in der Literatur zwischen *power-waves* [127] und *pseudo-waves* beziehungsweise *traveling-waves* unterschieden [128, 129]. Eine grundlegende Diskussion zu diesem Thema soll an dieser Stelle nicht stattfinden. Es sei hierfür auf die oben genannte Literatur verwiesen. Einige wichtige Punkte werden des Verständnisses wegen im Folgenden kurz aufgeführt.

So basiert der nachfolgende Ansatz auf dem *traveling-waves*-Konzept, weil es die betrachteten Wellen aus physikalischer Sicht am besten beschreibt. Nicht zuletzt beziehen sich gängige Mess- und Kalibrierverfahren, so auch die hier verwendete *TRL*-Kalibrierung, auf *traveling-waves* [128]. Es ist jedoch anzumerken, dass der Betrag von Reflexionsfaktoren (und somit auch von den hier verwendeten Eigenreflexionen $|r_{i,p}|$) auf Grund der komplexen Referenzimpedanz Werte > 1 annehmen kann. So sehr dies auf den ersten Blick auch verwirrend erscheint - die Energieerhaltung wird hierdurch nicht verletzt, wie in [128] gezeigt.

Im Gegensatz zum verlustlosen Fall (Abschnitt 2.2) beziehen sich die Eigenreflexionen hier auf die effektiven Wellenparameter der Gesamtstruktur (I, GS) eines beliebig kompensierten, verlustbehafteten Kopplers. Dies wird über die entsprechende Indizierung angezeigt. Die Eigenreflexionen sind dementsprechend wie folgt definiert:

$$r_{i,sc} = \frac{\tanh(\Phi_{GS,i}/2) - Z_{ref}/Z_{GS,i}}{\tanh(\Phi_{GS,i}/2) + Z_{ref}/Z_{GS,i}}, \quad (5.5a)$$

$$r_{i,oc} = \frac{Z_{GS,i}/Z_{ref} - \tanh(\Phi_{GS,i}/2)}{Z_{GS,i}/Z_{ref} + \tanh(\Phi_{GS,i}/2)}. \quad (5.5b)$$

Die Verluste werden hier über die komplexe elektrische Länge $\Phi_{GS,i}$ sowie die komplexen Wellenwiderständen Z_{ref} und $Z_{GS,i}$ berücksichtigt. Die für den verlustlosen Fall gezeigten Beziehungen zwischen Eigenreflexionen und Viertor-Streuparametern (2.6) sind weiterhin gültig.

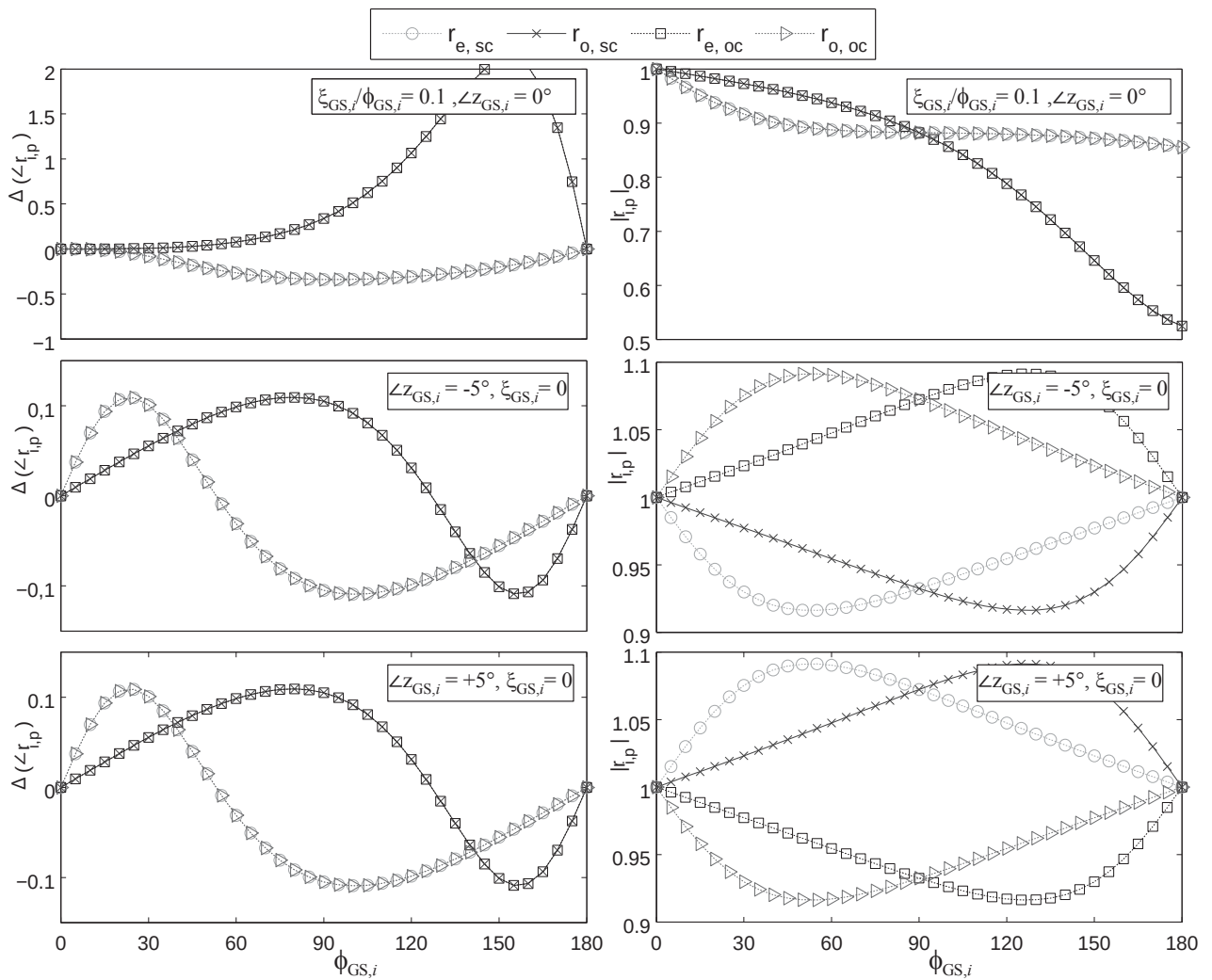


Abbildung 5.4: Eigenreflexionen $r_{i,p}$ im verlustbehafteten Fall. Einfluss der Ausbreitungsverluste mit $\xi_{GS,i} = 0.1 \cdot \phi_{GS,i}$ (oben), sowie Einfluss der normierten Phase $\angle z_{GS,i} = 5^\circ$ (mitte), und $\angle z_{GS,i} = -5^\circ$ (unten). Die linke Seite zeigt den Winkeldifferenz der verlustbehafteten Eigenreflexionen im Vergleich zu seinem verlustlosen Pendant, die rechte Seiten gibt die Beträge der Eigenreflexionen als Funktion der elektrischen Länge wieder.

Die Eigenreflexionen verlustbehafteter und verlustloser Richtkoppler unterscheiden sich bezüglich Betrag und Phase. Während im verlustlosen Fall stets $\|r_{i,p}\| = 1$ gilt, und ihre Phase im Einheitskreis ausschließlich über die elektrische Länge $\phi_{GS,i}$ und das Impedanzverhältnis $Z_{GS,i}/Z_{ref}$ bestimmt wird, ist die Situation im Fall von Verlusten komplizierter. Hier können die Eigenreflexionen beliebige Werte annehmen.

Abbildung 5.4 zeigt den Einfluss des relativen Phasenwinkels $\angle z_{GS,i}$ sowie der Ausbreitungsverluste $\xi_{GS,i}$ auf die Eigenreflexionen. Hierbei behandelt die obere Reihe in Abbildung 5.4 den verlustbehafteten aber verzerrungsfreien Fall mit $\angle z_{GS,i} = 0$ und $\xi_{GS,i}/\phi_{GS,i} = 0.1$.

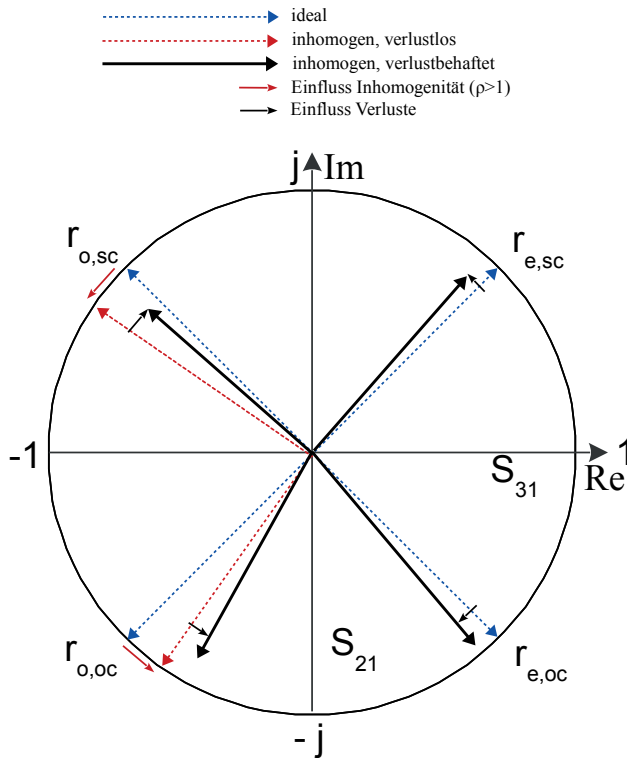


Abbildung 5.5: Vergleich der Eigenreflexionen eines verlustbehafteten Kopplers im Einheitskreis mit den Eigenreflexionen eines idealen verlustlosen sowie eines inhomogenen Kopplers ($\phi_{GS,i} = 90^\circ$).

In der mittleren und der unteren Reihe wird hingegen der Fall $\angle z_{GS,i} = \pm 5^\circ$ und $\xi_{GS,i}/\phi_{GS,i} = 0$ betrachtet. Dieser Fall ist im Gegensatz zum vorherigen nicht physikalisch. Er dient lediglich der getrennten Betrachtung der Einflüsse von Ausbreitungsverlusten und Phasenwinkel.

Ausgehend vom idealen Zustand mit $\phi_{GS,e} = \phi_{GS,o}$ und $\|Z_{GS,e}\| \cdot \|Z_{GS,o}\| = \|Z_{ref}\|^2$, werden (links) die Phasendifferenz der Eigenreflexionen zwischen verlustbehaftetem und verlustlosem Fall und (rechts) der Betrag der Eigenreflexionen betrachtet.

Für sämtliche Eigenreflexionen $r_{i,p}$ gilt, dass ihr Betrag mit zunehmenden Verlusten $\xi_{GS,i}$ kleiner wird (Abbildung 5.4 rechts oben). Hierbei zeigen die Eigenreflexionen, welche sich in beiden Indizes (i,p) unterscheiden, $r_{e,sc}$ und $r_{o,oc}$ bzw. $r_{o,sc}$ und $r_{e,oc}$ jeweils identische Verläufe über der Frequenz (bzw. $\phi_{GS,i}$), wobei für $\phi_{GS,i} = 90^\circ$ auch die Eigenreflexionen, die sich in nur einem Index unterscheiden, identische Werte annehmen.

Bei gleichem relativen Phasenwinkel $\angle z_{GS,e} = \angle z_{GS,o}$ zeigen die Eigenreflexionen unterschiedliche Verläufe des Betrags über der Frequenz (bzw. $\phi_{GS,i}$). Ein Vergleich mit der Anordnung der Eigenreflexionen im Einheitskreis in Abbildung 5.5 zeigt, dass die Eigenreflexionen hierbei stets den Kehrwert der entgegengesetzten Eigenreflexion bilden ($\|r_{e,sc}\| = 1/\|r_{o,oc}\|$ bzw. $\|r_{o,sc}\| = 1/\|r_{e,oc}\|$). Kehrt man das Vorzeichen der relativen Phasen um (Abbildung 5.4, unten rechts), so bilden die Eigenreflexionen bezüglich ihres Betrags den Kehrwert ($\|r_{i,p}(\angle Z_{GS,i})\| = \|r_{i,p}(-\angle Z_{GS,i})\|^{-1}$). Auch die Winkel der Eigenreflexionen ändern sich in Abhängigkeit von $\xi_{GS,i}$ und $\angle Z_{GS,i}$, wenn auch in geringerem Maße als ihr Betrag. In Abbildung 5.4 (links) ist dieser Zusammenhang veranschaulicht. So ist die zusätzliche Phase $\Delta\angle r_{i,p} = \angle r_{i,p,verlust} - \angle r_{i,p,ideal}$, welche die Eigenreflexion

auf Grund von $\xi_{GS,i}$ oder $\angle Z_{GS,i}$ aufweist, als Funktion der elektrischen Länge $\phi_{GS,i}$ dargestellt. Die Eigenreflexionen $r_{o,oc}$ und $r_{e,sc}$ haben auf Grund der Ausbreitungsverluste $\xi_{GS,i}$ einen positiven Phasenversatz ($\Delta\angle r_{i,p} > 0$), während $r_{e,oc}$ und $r_{o,sc}$ einen negativen Phasenversatz ($\Delta\angle r_{i,p} < 0$) gegenüber dem verlustlosen Fall aufweisen. Liegt ein relativer Phasenwinkel $\angle z_{GS,i} \neq 0$ vor (mit $\xi_{GS,i}/\phi_{GS,i} = 0$), so können die Eigenreflexionen, in Abhängigkeit von $\phi_{GS,i}$, vor- oder nacheilen. Bemerkenswert ist hier, dass dabei das Vorzeichen von $\angle z_{GS,i}$ keine Rolle spielt, wie in Abbildung 5.4 (links mitte/unten) zu sehen. Unabhängig von der Ursache ($\xi_{GS,i}$ oder $\angle z_{GS,i}$), verhalten sich die entgegengesetzten Eigenreflexionen bezüglich der zusätzlichen Phasendrehung $\Delta\angle r_{i,p}$ stets identisch.

Abbildung 5.5 stellt für $\phi_{GS,i} = 90^\circ$ qualitativ den Einfluss der Verluste auf die Eigenreflexionen im Einheitskreis dar. Es zeigt sich, dass für ungleiche Verluste von Gleich- und Gegentaktmode, die Beträge sämtlicher Eigenreflexionen verschieden sein können, und dass die entgegengesetzten Eigenreflexionen nicht mehr anti-parallel verlaufen. Unter der Voraussetzung, dass sich ausschließlich die "verlustlosen" Parameter $\phi_{GS,i}$ und $\|\frac{Z_{GS,i}}{Z_{ref}}\|$ ändern bzw. kompensieren lassen, kann man davon ausgehen, dass sich zwar die verlustbedingt verschobenen Winkel der Eigenreflexionen korrigieren lassen, die Ungleichheit ihrer Beträge jedoch nicht. Tabelle 5.1 fasst die Eigenschaften der Eigenreflexionen bezüglich Betrag und Winkel übersichtlich zusammen.

Eigenschaft	Verlustlos	Verlustbehaftet
$\ r_{i,p}\ $	$\ r_{i,p}\ = 1$	$\ r_{i,p}\ = fkt \left(\left\ \frac{Z_{GS,i}}{Z_{ref}} \right\ , \angle Z_{GS,i}, \phi_i, \xi_{GS,i} \right)$
$\angle r_{i,p}$	$fkt \left(\left\ \frac{Z_{GS,i}}{Z_{ref}} \right\ , \phi_i \right)$	$fkt \left(\left\ \frac{Z_{GS,i}}{Z_{ref}} \right\ , \angle Z_{GS,i}, \phi_i, \xi_{GS,i} \right)$

Tabelle 5.1: Unterschiede der Eigenreflexionen im verlustlosen und verlustbehafteten Fall.

5.2 Quasi-ideale verlustbehaftete Koppler

In diesem Abschnitt werden die Bedingungen für Isolation, Anpassung und Quadratur für einen allgemeinen verlustbehafteten Koppler separat hergeleitet. Da die drei genannten idealen Eigenschaften nur unter ganz bestimmten Bedingungen gleichzeitig auftreten, wird im Folgenden die Bezeichnung „quasi-ideal“ verwendet.

5.2.1 Isolation

Die Isolationsbedingung (vgl.(2.6d)) kann durch Lösen folgender Gleichung hergeleitet werden:

$$T_e = \frac{1}{2} (r_{e,oc} - r_{e,sc}) = \frac{1}{2} (r_{o,oc} - r_{o,sc}) = T_o. \quad (5.6)$$

Nach Einsetzen von (5.5) in (5.6) erhält man schließlich folgende Bedingung:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_i} &= \cosh(\Phi_{GS,e}) + \cosh(\Psi_{GS,e}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,e}) \\ &= \cosh(\Phi_{GS,o}) + \cosh(\Psi_{GS,o}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,o}). \end{aligned} \quad (5.7)$$

Diese Gleichung ist komplex und muss sowohl für ihren Real- als auch für ihren Imaginärteil erfüllt sein.

5.2.2 Anpassung

Ähnlich wie für die Isolation, kann die Anpassungsbedingung (vgl.(2.6a)) folgendermaßen hergeleitet werden:

$$r_e = \frac{1}{2} (r_{e,oc} + r_{e,sc}) = -\frac{1}{2} (r_{o,oc} + r_{o,sc}) = -r_o. \quad (5.8)$$

Nach Substitution von (5.5) in (5.8) lässt sich letztere Gleichung wie folgt formulieren:

$$\begin{aligned} &\frac{\sinh(\Psi_{GS,e}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,e})}{\cosh(\Phi_{GS,e}) + \cosh(\Psi_{GS,e}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,e})} \\ &= -\frac{\sinh(\Psi_{GS,o}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,o})}{\cosh(\Phi_{GS,o}) + \cosh(\Psi_{GS,o}) \cdot \sinh(\Phi_{GS,o})}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Auch diese Gleichung ist komplex und muss nach Real- und Imaginärteil erfüllt sein.

5.2.3 Quadratur

Die Quadraturbedingung besagt, dass

$$\angle(S_{31}, S_{21}) = 90^\circ. \quad (5.10)$$

Für die Eigenreflexionen kann hieraus graphisch die folgende Beziehungen abgeleitet werden:

$$\|r_{e,oc} - r_{o,sc}\| = \|r_{o,oc} - r_{e,sc}\| \quad (5.11)$$

Graphisch lässt sich die Quadraturbedingung somit über die Beträge der (vektoriellen) Differenz der entgegengesetzten Eigenreflexionen lösen. Durch Einfügen von (5.5) in (5.11) kann diese Beziehung auch als Funktion der komplexen Widerstände und elektrischen Längen ausgedrückt werden. Die resultierende Gleichung ist unübersichtlich und wird hier nur der Vollständigkeit halber wiedergegeben:

$$\begin{aligned} &\left\| \frac{Z_{GS,e}/Z_{ref} - \tanh(\Phi_{GS,e}/2)}{Z_{GS,e}/Z_{ref} + \tanh(\Phi_{GS,e}/2)} - \frac{\tanh(\Phi_{GS,o}/2) - Z_{ref}/Z_{GS,o}}{\tanh(\Phi_{GS,o}/2) + Z_{ref}/Z_{GS,o}} \right\| \\ &= \left\| \frac{Z_{GS,o}/Z_{ref} - \tanh(\Phi_{GS,o}/2)}{Z_{GS,o}/Z_{ref} + \tanh(\Phi_{GS,o}/2)} - \frac{\tanh(\Phi_{GS,e}/2) - Z_{ref}/Z_{GS,e}}{\tanh(\Phi_{GS,e}/2) + Z_{ref}/Z_{GS,e}} \right\|. \end{aligned} \quad (5.12)$$



5.2.4 Gleichzeitige Isolation und Anpassung

Die Gleichungen für S_{11} (2.6a) und S_{41} (2.6d) lassen sich als Summe bzw. Differenz der komplexen Zahlen a und b schreiben:

$$S_{11} = a + b, \quad (5.13a)$$

$$S_{41} = a - b, \quad (5.13b)$$

wobei a und b jeweils die Summe von zwei diametralen Eigenreflexionen darstellen:

$$a = r_{e,oc} + r_{o,sc}, \quad (5.14a)$$

$$b = r_{e,sc} + r_{o,oc}. \quad (5.14b)$$

Hieraus folgt, dass $S_{11} = S_{41} = 0$ nur möglich ist, wenn $a = b = 0$. Durch Einfügen von (5.5) in (5.14) und Auflösen nach 0, ergeben sich folgende Gleichungen:

$$\frac{Z_{GS,e} \cdot Z_{GS,o}}{Z_{ref}^2} = \frac{\tanh(\Phi_{GS,o}/2)}{\tanh(\Phi_{GS,e}/2)} \quad (\text{aus } a = 0), \quad (5.15a)$$

$$\frac{Z_{GS,e} \cdot Z_{GS,o}}{Z_{ref}^2} = \frac{\tanh(\Phi_{GS,e}/2)}{\tanh(\Phi_{GS,o}/2)} \quad (\text{aus } b = 0). \quad (5.15b)$$

Damit (5.15a) und (5.15b) gleichzeitig erfüllt sind muss $\Phi_{GS,e} = \Phi_{GS,o}$ gelten. Aufgelöst nach Real- und Imaginärteil kann man somit als erste Bedingung festhalten:

$$\phi_{GS,e} = \phi_{GS,o} \quad \text{und} \quad (5.16a)$$

$$\xi_{GS,e} = \xi_{GS,o}. \quad (5.16b)$$

Angelehnt an die einfache Ausbreitungsbedingung im verlustlosen Fall wird (5.16) im Folgenden als *komplexe Ausbreitungsbedingung* bezeichnet.

Fügt man (5.16) in (5.15) ein, so ergeben sich nach Betrag und Phase die folgenden, als *komplexe Impedanzbedingungen* bezeichneten Gleichungen:

$$\|Z_{GS,e} \cdot Z_{GS,o}\| = \|Z_{ref}^2\|, \quad \text{und} \quad (5.17a)$$

$$\angle z_{GS,e} = -\angle z_{GS,o}. \quad (5.17b)$$

An dieser Stelle ist es sinnvoll, die Diskussion über Eigenreflexionen im verlustbehafteten Fall aus Abschnitt 5.1.3 in Erinnerung zu rufen. Die Bedeutung der letztgenannten Bedingung (5.17b) wird bei Betrachtung von Abbildung 5.4 (rechts mitte/unten) deutlich: $\angle z_{VL,e} = -\angle z_{VL,o}$ gewährleistet hier, dass der Betrag der Eigenreflexionen stets dem ihrer entgegengesetzten Pendanten entsprechen – vorausgesetzt die anderen Bedingungen (5.16) und (5.17a) sind erfüllt.

Quadraturverhalten

Aus (5.14) folgt mit $a = 0$ und $b = 0$, dass $r_{e,oc} = -r_{o,sc}$ und $r_{e,sc} = -r_{o,oc}$ sein müssen. Fügt man dies in die Quadraturbedingung (5.11) ein, so erhält man für die Quadratur im Falle von gleichzeitiger Isolation und Anpassung

$$\|r_{e,oc}\| = \|r_{e,sc}\| = \|r_{o,oc}\| = \|r_{o,sc}\|. \quad (5.18)$$

Diese Bedingung ist bei Verlustlosigkeit stets erfüllt. Für den verlustbehafteten Fall wird das Quadraturverhalten im folgenden diskutiert. Bei dieser in *MATLAB* durchgeführten Analyse sind die Kopplerbedingungen (5.16a) und (5.17a) stets erfüllt.

Abbildung 5.6 zeigt die simulierte Phasendifferenz $\angle(S_{31}, S_{21})$ für verschiedene Werte von $\xi_{GS,i}$ und des relativen Phasenwinkels $\angle z_{GS,i}$. Für $\xi_{GS,i} = 0$ ist die Phasendifferenz über der Frequenz konstant. Im verlustbehafteten Fall ($\xi_{GS,i} > 0$) erhält die Phasendifferenz hingegen eine positive Steigung. Bei einer elektrischen Länge von $\phi_{GS} = 90^\circ$ gilt hierbei stets: $\angle(S_{31}, S_{21})(\xi_{GS,i} = 0, \phi_{GS} = 90^\circ) = \angle(S_{31}, S_{21})(\xi_{GS,i} \neq 0, \phi_{GS} = 90^\circ)$.

Im hier gezeigten Beispiel mit vorliegender Isolation und Anpassung (u.a. $\angle z_{GS,o} + \angle z_{GS,e} = 0$) tritt für $\phi_{GS} = 90^\circ$ Quadratur auf, wenn gleichzeitig $\angle z_{GS,o} - \angle z_{GS,e} = 0$ gilt.

Für den Fall, dass entweder Isolation oder Anpassung vorliegt, wie im nachfolgenden Abschnitt 5.2.5 gezeigt wird, ist die Quadraturbedingung für die Phasenwinkel leicht verschoben. Quadratur liegt aber auch hier ungefähr für $\Delta \angle z_{GS} = \angle z_{GS,o} - \angle z_{GS,e} = 0$ vor.

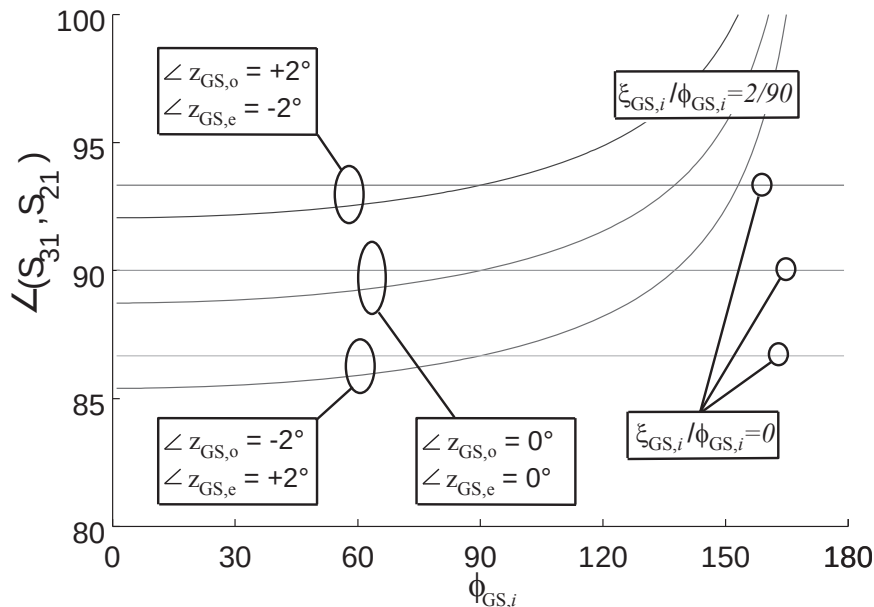


Abbildung 5.6: Phasendifferenz $\angle(S_{31}, S_{21})$ als Funktion der elektrischen Länge von isolierten, angepassten Kopplern über $\phi_{GS,i}$ für verschiedene $\xi_{GS,i}$ und $\Delta \angle z_{GS}$ bzw. $\sum \angle z_{GS}$.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass Quadratur unabhängig von Isolation und Anpassung des Kopplers ist. Ein isolierter, angepasster Koppler besitzt lediglich für $\angle z_{GS,e} = \angle z_{GS,o} = 0$ auch Quadratureigenschaft. Die Phasendifferenz $\angle(S_{31}, S_{21})$ steigt mit der Differenz der relativen Phasenwinkel $\Delta\angle z_{GS}$. Auf Grund der positiven Steigung (bedingt durch $\xi_{GS,i} > 0$) verschiebt sich die Quadratur für $\Delta\angle z_{GS} > 0$ ($\Delta\angle z_{GS} < 0$) zu niedrigeren (höheren) Frequenzen. Je nach Ausprägung von $\xi_{GS,i}$ und $\angle z_{GS,i}$ tritt im Frequenzbereich des Kopplers keine Quadratur mehr auf.

5.2.5 Lösungsraum für quasi-ideale Koppler

Um die Erkenntnisse des vorherigen Abschnitts zu veranschaulichen, werden nun Abweichungen von der *komplexen Ausbreitungsbedingung* (5.16) sowie von der *komplexen Impedanzbedingung* (5.17) untersucht. Zu diesem Zweck definieren wir die verlustabhängigen Komponenten dieser Abweichungen als *Fehlanpassung der relativen Phasenwinkel*

$$\begin{aligned} \sum \angle z_{GS} &= \angle z_{GS,e} + \angle z_{GS,o}, \\ &= \angle Z_{GS,e} + \angle Z_{GS,o} - 2 \cdot \angle Z_{ref}, \end{aligned} \quad (5.19)$$

und *Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste*

$$\Delta\xi_{GS} = \xi_{GS,e} - \xi_{GS,o}. \quad (5.20)$$

Ziel ist, mittels der *verlustlosen* Entwurfsparameter $\phi_{GS,i}$ und $\|Z_{GS,i}\|$ die *verlustbehafteten* Fehlanpassungen $\Delta\angle z_{GS}$ und $\Delta\xi_{GS}$ derart zu kompensieren, dass der Koppler quasi-ideales Verhalten aufweist.

Um die Anzahl der verbleibenden Freiheitsgrade zu reduzieren, werden in der folgenden Untersuchung einige Werte wie folgt festgelegt: $\phi_{GS,e} = 90^\circ$, $\xi_{GS,e} = 3^\circ$, $\angle Z_{GS,e} = 1^\circ$, $\|Z_{ref}\| = 50 \Omega$ und $\angle Z_{ref} = 0^\circ$. Parameterstudien werden nun über $\xi_{GS,o} = 0^\circ \dots + 6^\circ$ und $\angle Z_{GS,o} = -3^\circ \dots + 3^\circ$ durchgeführt, was in verlustbedingten Fehlanpassungen von $\Delta\angle z_{GS} = -2^\circ \dots + 4^\circ$ und $\Delta\xi_{GS} = -3^\circ \dots + 3^\circ$ resultiert.

Für jeden Satz Parameter werden nun die effektive elektrische Länge $\phi_{GS,o}$ sowie die Beträge der effektiven Widerstände $\|Z_{GS,e}\|$ und $\|Z_{GS,o}\|$ berechnet, so dass entweder Isolation (durch Lösen von (5.7)) oder Anpassung (durch Lösen von (5.9)) gewährleistet ist. Die Widerstände werden stets für eine nominale Kopplung von $k = -10$ dB ausgelegt².

Abbildung 5.7 zeigt die Lösungen dieser Gleichungen für Isolation und Anpassung. Dargestellt sind links die elektrische Länge der Gegentaktmode $\phi_{GS,o}$ und rechts der Betrag der effektiven Kopplerimpedanz $\|Z_{GS,K}\| = \|\sqrt{Z_{GS,o} \cdot Z_{GS,e}}\|$ als Funktion der Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste

²Anmerkung: Bei verlustbehafteten, verkoppelten Leitungen hängt die tatsächliche Kopplung nicht nur vom Betrag der Wellenwiderstände der Eigenmoden ab, sondern auch von den Ausbreitungsverlusten und den Phasenwinkeln. Aus diesem Grund wird in dieser Studie der Koppelfaktor über die Streuparameter mit $k = \max(\|S_{31}\|) = -10$ dB definiert. Die gewünschte Kopplung wird iterativ über eine Änderung von $\|Z_{GS,i}\|$ erreicht.

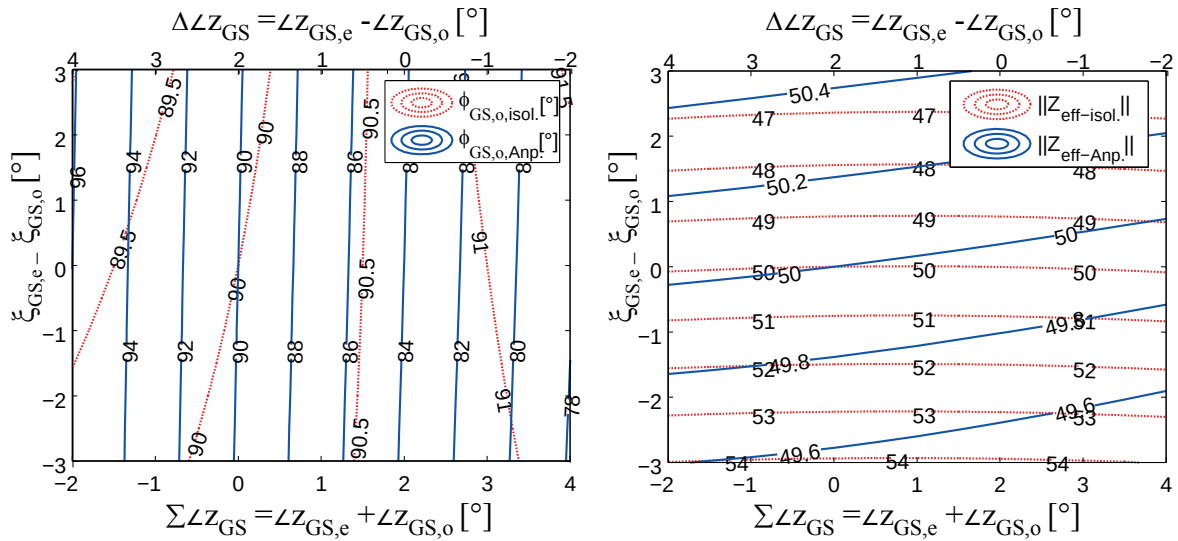


Abbildung 5.7: Konturlinien (links) der elektrischen Länge der Gegentaktmode $\phi_{GS,o}$ und (rechts) des Betrags der effektiven Kopplerimpedanz $\|Z_{GS,K}\|$ als Funktion der Fehlanpassung der relativen Phasenwinkel (untere x -Achse) sowie der Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste (y -Achse).

$\Delta\xi_{GS}$ (5.20) sowie der relativen Phasenwinkel $\angle z_{GS,i}$. Für die Simulation wurde der relative Phasenwinkel der Gleichtaktmode mit $\angle z_{GS,e} = 1^\circ$ als konstant angenommen und $\angle z_{GS,o}$ von -3° bis $+3^\circ$ variiert. Die daraus resultierende Fehlanpassungen der relativen Phasenwinkel $\sum \angle z_{GS}$ (5.19) ist in der unteren x -Achse, die Differenz der relativen Phasenwinkel $\Delta\angle z_{GS}$ ist in der oberen x -Achse angegeben.

Wie erwartet, tritt gleichzeitige Anpassung und Isolation nur für $\Delta\xi_{GS} = 0^\circ$ und $\sum \angle z_{GS} = 0$ auf. In dem untersuchten Bereich wird die Isolation über eine stärkere Korrektur der effektiven Kopplerimpedanz $\|Z_{GS,K}\|$ erreicht (Isolation: 46..54 Ω , Anpassung: 49.6...54.4 Ω), die Anpassung hingegen über eine stärkere Korrektur der elektrischen Länge $\phi_{GS,o}$ (Isolation: 89.5°..91.5°, Anpassung: 78°...96°).

Wie in Abbildung 5.8 dargestellt, hängt die Phasendifferenz $\angle(S_{31}, S_{21})$ kaum von $\Delta\xi_{GS}$ ab, jedoch in hohem Maße von den Phasenwinkeln. Zum besseren Verständnis ist hier die Differenz der relativen Phasenwinkel $\Delta\angle z_{GS}$ auf der oberen x -Achse wiedergegeben. Es zeigt sich, dass die Quadratur in dem Bereich auftritt, wo $\Delta\angle z_{GS} = \angle z_{GS,e} - \angle z_{GS,o} = 0$ ist. Diese Beobachtungen decken sich mit den vorangegangenen Betrachtungen aus Kapitel 5.2.4, die zu Abbildung 5.6 führten.

Die Phasendifferenz unterscheidet sich jedoch nur geringfügig bei vorliegender Isolation oder Anpassung. Dies ist insofern bemerkenswert, weil die elektrischen Länge für die Gegentaktmode für diese beiden Fälle sehr unterschiedlich ist (vgl. Abbildung 5.7). Daraus lässt sich schließen, dass auch die Differenz der elektrischen Längen $\phi_{GS,e} - \phi_{GS,o}$ nur einen sehr geringen Einfluss auf das Quadraturverhalten des Kopplers hat.

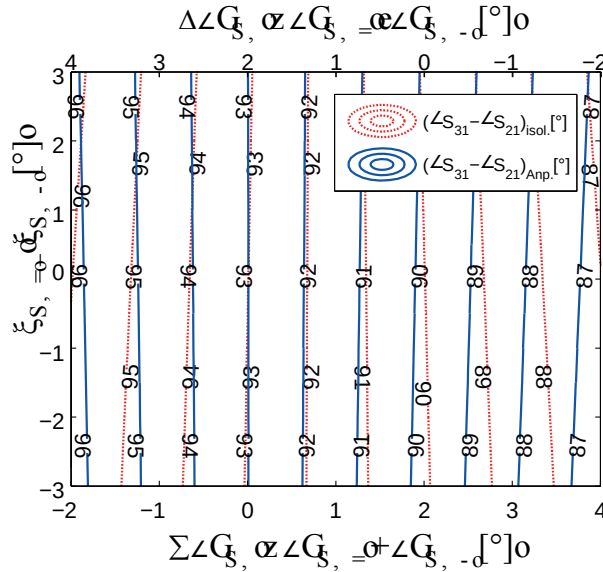


Abbildung 5.8: Konturlinien der Phasendifferenz $\angle S_{31} - \angle S_{21}$.

5.3 Kompensation verlustbehafteter Koppler

Die Kompensation verlustbehafteter Koppler wird nun auf unterschiedliche Weise analysiert. So wird im nachfolgenden Abschnitt die Synthese von realistischen, verlustbehafteten Kompensationsnetzwerken erläutert. Dieser Ansatz basiert auf der Annahme, dass sich die Leitungsverluste (und somit $\sum \angle z_{VL}$ und $\Delta \xi_{VL}$) nicht direkt kompensieren lassen. Einzig die „verlustlosen“ Parameter, die (effektiven) elektrischen Längen sowie die Beträge der (effektiven) Wellenwiderstände der Leitungen und Netzwerke, können gezielt variiert werden, um einen quasi-idealen Zustand gemäß der Untersuchung aus Abschnitt 5.2 einzustellen. Der Einfluss der Verluste auf das Frequenzverhalten der Kompensation wird so erörtert und die verlustbedingte Limitierung von K_{\min} wird ermittelt. Diese Untersuchung ist gleichzeitig die Grundlage für die nachfolgend realisierten Koppler.

In Abschnitt 5.3.2 wird schließlich auf die Synthese von idealen Kompensationsnetzwerken eingegangen. So werden einerseits Netzwerke betrachtet, die über die Einstellung der „verlustlosen“ Parameter $\phi_{VL,i}$ und $\|Z_{NW,i}\|$ einen frequenzunabhängigen, quasi-idealen Zustand (Anpassung oder Isolation) erzeugen. Andererseits wird die Synthese eines Netzwerkes beschrieben, welches den verlustbehafteten Koppler hinsichtlich Anpassung und Isolation frequenzunabhängig kompensiert. In diesem Fall müssen auch die Verluste der Kompensationsnetzwerke als zusätzliche Freiheitsgrade für die Kompensation in Betracht gezogen werden.

5.3.1 Quasi-ideale Kompensation verlustbehafteter Koppler

Wie bereits erläutert, werden in diesem Abschnitt keine Netzwerke betrachtet, bei denen die Verluste von Gleich- und Gegentaktwelle in irgendeiner Form gezielt dimensioniert werden. Die erzielten Phasenwinkel $\angle Z_{NW,i}$ und Dämpfungskonstanten $\alpha_{NW,i}$ des Netzwerkes werden lediglich erfasst und bei der Analyse bzw. Synthese berücksichtigt. Eine quasi-ideale Kompensation gemäß Kapitel 5.2 wird über die gezielte Änderung der elektrischen Längen sowie der Beträge der effektiven Wellenwiderstände des Netzwerkes erzielt.

Vorbetrachtung

Die Dämpfungskonstanten und Phasenwinkel des verlustbehafteten Kompensationsnetzwerkes sind *a priori* nicht bekannt. Aus diesem Grunde ist es hilfreich, eine Abschätzung der kompensierten, verlustbehafteten Gesamtstruktur vorzunehmen. Hierfür wird angenommen, dass das Netzwerk die gleichen Wellenwiderstände, Dämpfungskonstanten und Phasenwinkel wie die verkoppelten Leitungen besitzt.

Es ist zu betonen, dass solch ein theoretisches Hilfsnetzwerk keine praktische Relevanz besitzt, da es, wie sich später zeigen wird, nur schwer realisierbar wäre. Der Vorteil dieser Betrachtung besteht darin, dass eine solche Struktur sehr einfach analysiert werden kann: die Gesamtstruktur besteht hier einzig aus verkoppelten Leitungen, deren elektrische Längen und Widerstandsbeträge

	geringe Verluste		mittlere Verluste		starke Verluste	
Substrate	Ro4003c		Bungard FR4		Silizium	
Kompensationstyp	Isolation	Anpassung	Isolation	Anpassung	Isolation	Anpassung
$\ Z_{\text{ref}}\ $	50					
$\angle Z_{\text{ref}}$	-0.073°		0.48°		-5°	
$\angle z_{\text{VL,e}}$	-0.045°		0.492°		-10.081°	
$\angle z_{\text{VL,o}}$	-0.17°		0.24°		-5.8°	-4.93°
$\xi_{\text{VL,e}}$	0.307°		0.906°		16°	
$\xi_{\text{VL,o}}$	0.511°		1.158°		9°	
$\Delta\xi_{\text{VL}}$	-0.204°		-0.252°		7°	
$\Delta\angle Z$	0.035°		0.114°		2.94°	2.51°
$\phi_{\text{VL,o}}(\phi_{\text{VL,e}} = 90^\circ)$	89.98°	90.2°	89.23°	90.68°	88.62°	104.23°
$\ Z_{\text{VL,e}}\ $	69.91	69.5	70.25	69.74	62.24	75.12
$\ Z_{\text{VL,o}}\ $	36.14	35.93	36.06	35.8	28.07	33.83

Tabelle 5.2: Effektive Wellenparameter von verlustbehafteten 10 dB-Kopplern für Anpassung bzw. Isolation.

5 Verlustbehaftete Koppler

modifizierbar sind. Es ermöglicht so die Abschätzung für eine quasi-ideale Kompensation bei der Entwurfshfrequenz f_0 . Zudem kann es Aufschluss darüber geben, wie groß der Einfluss der Verluste der verkoppelten Leitungen auf die Bandbreite der Kompensation ist, ohne den Einfluss eines realen Kompensationsnetzwerkes zu berücksichtigen. Die mittels des erläuterten Charakterisierungsverfahren (Kapitel 5.1.2) extrahierten Werte von $\xi_{VL,i}$, $\angle z_{VL,i}$ und $\angle Z_{ref}$, sowie die resultierende Fehlanpassungen $\Delta\xi_{VL}$ und $\Delta\angle z$ sind in Tabelle 5.2 für die drei untersuchten Substrate (beispielhaft für 10 dB-Koppler) aufgelistet.

Basierend auf diesen Parametern können nun die Entwurfparameter $\|Z_{VL,e}\|$, $\|Z_{VL,o}\|$ und $\phi_{VL,o}$ für $\|Z_{ref}\| = 50 \Omega$ bestimmt werden, um bei der Entwurfshfrequenz von 2 GHz für $\phi_e = 90^\circ$ einen Koppler mit idealer Anpassung bzw. Direktivität zu erhalten. Diese Ergebnisse sind ebenfalls in Tabelle 5.2 aufgelistet.

Aufgrund der inhärenten Fehlanpassung der Verluste ($\Delta\xi_{VL} \neq 0$, $\sum \angle z \neq 0$ und $\Delta\angle z \neq 0$), können die drei idealen Eigenschaften des Kopplers (Anpassung, Isolation und Quadratur) bei keinem der untersuchten Substrate gleichzeitig auftreten. In Abbildung 5.9 sind die Konturlinien für Anpassung, Isolation, sowie der resultierenden Phasenverschiebung als Funktion der „verlustlosen“

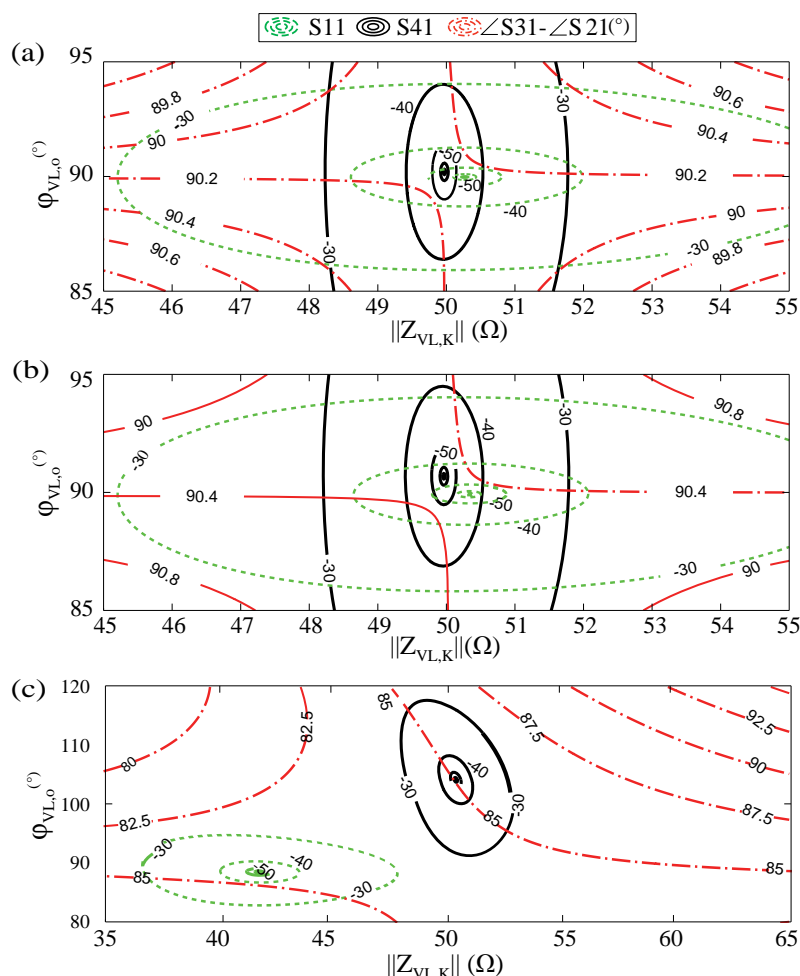


Abbildung 5.9: Höhenlinien von Anpassung, Isolation und der Phasendifferenz $\angle(S_{31}, S_{21})$ als Funktion der effektiven Kopplerimpedanz und der elektrischen Länge bei der Gegentakmode $\phi_{VL,o}$ für 10 dB-Koppler auf (a) Rogers Ro4003c, (b) Bungard FR4 und (c) Silizium.

Entwurfsparameter $\phi_{VL,o}$ (für $\phi_{VL,e} = 90^\circ$) und $\|Z_{VL,K}\|$ für 10 dB-Koppler auf Ro4003c (a), FR4 (b) und Silizium (c) dargestellt. Augenscheinlich gibt es für Anpassung und Isolation jeweils eine exakte Lösung. Für die Quadratur erhält man hingegen einen nicht eindeutig bestimmten Lösungsraum, der von zwei verschiedenen Höhenlinien erfasst wird. Im Fall von Ro4003c (bzw. FR4) weicht die Phasenverschiebung $\angle(S_{31}, S_{21})$ bei Anpassung und Isolation weniger als 0.2° (bzw. 0.4°) vom idealen Wert 90° ab. Für Silizium hingegen liegt die Phasenverschiebung sowohl bei Anpassung als auch bei Isolation bei ungefähr $\angle(S_{31}, S_{21}) \approx 85^\circ$.

Diese Art von Konturplot ermöglicht beim Entwurf des Kopplers eine Abwägung zwischen Anpassung, Isolation und Quadraturverhalten bei der Entwurfsfrequenz f_0 .

Kompensation mittels realer Netzwerke

Es wird nun die Möglichkeit der quasi-idealen Kompensation verlustbehafteter Leitungen mit realen Netzwerken untersucht. Die Form der Netzwerke entspricht den in Kapitel 4.4.2 vorgestellten interdigitalen Strukturen. Die Netzwerke werden so entworfen, dass sie bei der Entwurfsfrequenz f_0 im Zusammenspiel mit den verkoppelten Leitungen einen quasi-idealen Koppler gemäß Kapitel 5.2 darstellen. Die genaue Dimensionierung der Netzwerke und verkoppelten Leitungen wird zusammen mit den Messergebnissen der hergestellten Koppler im nachfolgenden Kapitel 5.4 angegeben.

Die Synthese der Netzwerke und die Analyse der quasi-idealen Koppler basiert auf dem in Kapitel 4.5.1 vorgestellten Analyseverfahren. Die Kompensationsnetzwerke werden in *HFSS* breitbandig simuliert. Hierbei werden die in Kapitel 5.1.2 ermittelten Verluste berücksichtigt. Im Gegensatz zum verlustlosen Fall sind die Netzwerke und verkoppelten Leitungen nicht zwangsläufig angepasst, wenn die Beträge ihrer Wellenwiderstände übereinstimmen. Die unterschiedlichen Phasenwinkel führen zu Diskontinuitäten, die über eine Kaskadierung von Netzwerk und verkoppelter Leitung berücksichtigt werden können. Die aus der Kaskadierung resultierende Gesamtstruktur wird schließlich über eine Änderung der Wellenwiderstandsbeträge sowie der elektrischen Längen so angepasst, dass sie quasi-ideal kompensiert ist. Ähnlich wie im verlustlosen Fall werden die geringen Anpassungen der Beträge der Wellenwiderstände sowie der elektrischen Längen bei der Entwurfsfrequenz in *MATLAB* durchgeführt. Auch hier gilt, wie schon in Kapitel 4.5.1 beschrieben, dass geringe Änderungen dieser Parameter keinen Einfluss auf deren Dispersion und – dies ist wichtig im verlustbehafteten Fall – auch keinen Einfluss auf den Phasenwinkel und die Dämpfungskonstante haben.

Der Phasenwinkel $\angle z_i$, die auf die elektrische Länge normierte Dämpfung ξ_i/ϕ_i , sowie die Dispersionen $D_{z,i}$ und $D_{\phi,i}$ sind sowohl für die Eigenwellen der verkoppelten Leitungen als auch für die Kompensationsnetzwerke von 10 dB- und 15 dB-Kopplern in Abbildung 5.10 für Ro4003c und in Abbildung 5.11 für FR4 dargestellt.

Folgende Beobachtungen können gemacht werden:

- Die Verluste der Eigenwellen auf FR4 sind erwartungsgemäß deutlich größer als auf Ro4003c.
- Die auf die elektrische Länge normierten Verluste ξ_i/ϕ_i sind bei der Gegentaktmode größer als bei der Gleichtaktmode. Eine Ausnahme stellt diesbezüglich der 15 dB-Koppler auf FR4 dar; hier sind die normierten Verluste für beide Eigenwellen ungefähr gleich.
- Für Ro4003c weisen die Netzwerke im Vergleich zu den verkoppelten Leitungen etwas höhere normierte Verluste auf. Im Gegensatz dazu verringern sich bei den auf FR4 realisierten Netzwerken die Verluste verglichen mit den verkoppelten Leitungen. Die lässt sich damit erklären, dass die dominanten Verluste bei FR4 Substratverluste sind. Die interdigitale Struktur des Netzwerkes verkleinert jedoch bei gleicher elektrischer Länge die physikalische Länge und somit den Einfluss der Substratverluste.
- Die Phasenwinkel sind bei Ro4003c stets negativ. Bei FR4 hingegen sind sie für $f > 0.5$ GHz stets positiv.
- Bei Ro4003c haben die verkoppelten Leitungen der Gegentaktmode den größten negativen Phasenwinkel, während das Netzwerk der Gegentaktmode den kleinsten negativen Phasenwinkel aufweist. Diese Unterschiede sind beim 10 dB-Koppler stärker ausgeprägt als beim 15 dB-Koppler. Bei der Gleichtaktmode entsprechen die Phasenwinkel der verkoppelten Leitungen denen der Netzwerke.
- Bei Netzwerken auf FR4 weisen Gleich- und Gegentaktmode annähernd identische Phasenwinkel auf. Die Phasenwinkel der verkoppelten Leitungen sind größer als die der Netzwerke. Des Weiteren ist bei den verkoppelten Leitungen der Phasenwinkel der Gleichtaktmode größer als der Phasenwinkel der Gegentaktmode (größerer Einfluss von Substratverlusten im Vergleich zu Leitungsverlusten).
- Sowohl bei der Dispersion der Ausbreitungskonstante, als auch bei der Dispersion der Impedanz lassen sich bei der Gleichtaktmode kaum Unterschiede zwischen den verkoppelten Leitungen und den Netzwerken feststellen. Bei der Gegentaktmode hängt das Verhalten jedoch von der Koppelstärke ab. So weist beim 10 dB-Koppler stets die verkoppelte Leitung die stärkste Dispersion auf, während beim 15 dB-Koppler die Netzwerke die stärkste Dispersion besitzen.

Die Simulationsergebnisse der kompensierten Koppler sind in Abbildung 5.12-5.14 dargestellt. Die Streuparameter S_{21} sind hier, ebenso wie bei den Messergebnissen in Kapitel 5.4, nicht dargestellt, da sie von den Verlusten nicht nennenswert beeinflusst werden. Verglichen mit dem verlustlosen Fall verringert sich bei Ro4003c die minimale Richtwirkung K_{min} von 66.2 dB auf 43.5 dB (10 dB-Koppler) bzw. von 73.1 dB auf 52.9 dB (15 dB-Koppler).

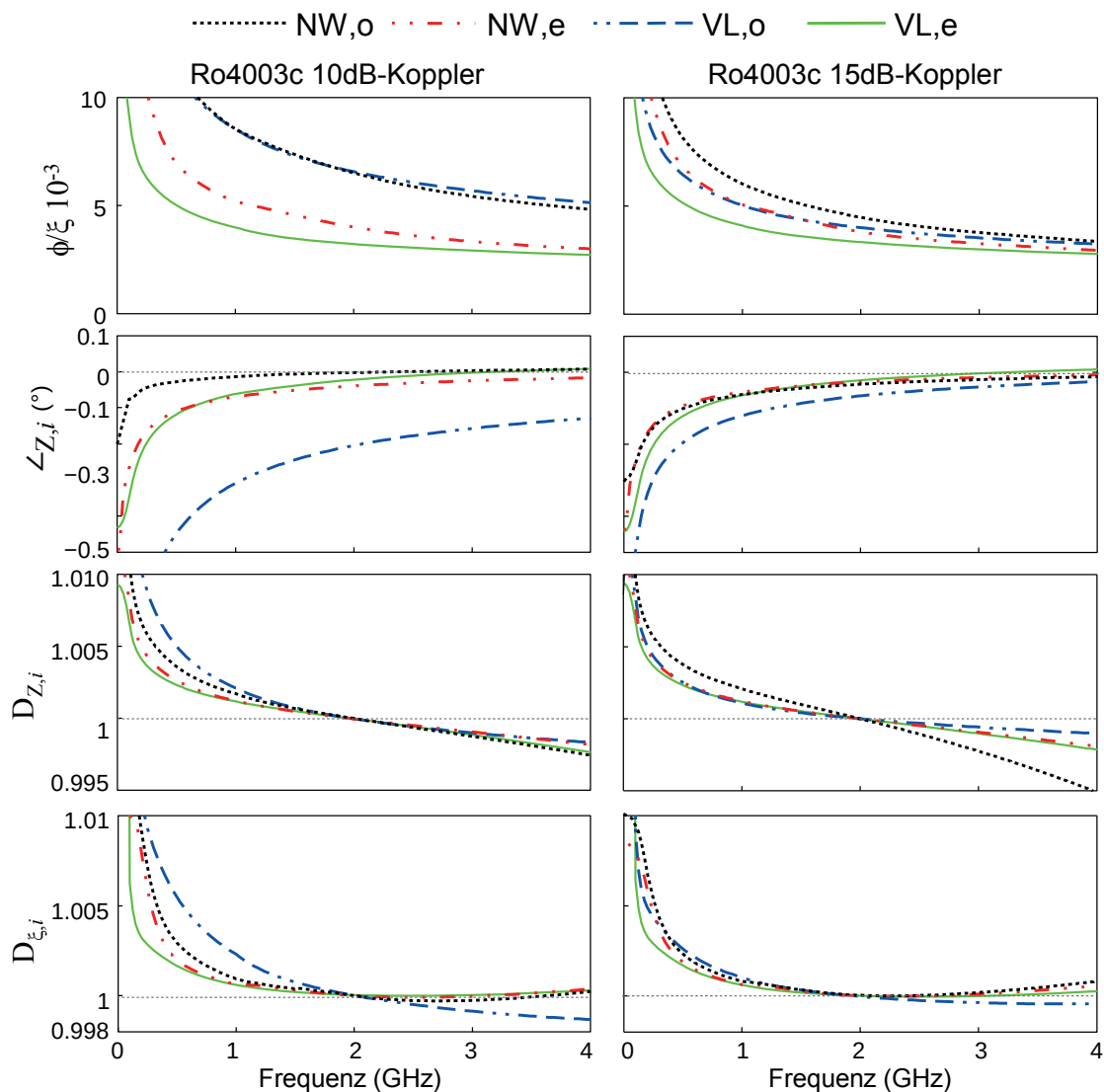


Abbildung 5.10: Effektive Wellenparameter der verkoppelten Leitungen und Kompensationsnetzwerke eines (links) 10 dB- und (rechts) 15 dB-Kopplers auf Ro4003c.

Bei Bungard FR4 hingegen sinkt K_{min} von 68.9 dB auf 44.5 dB (10 dB-Koppler) bzw. von 55.1 dB auf 43.6 dB (15 dB-Koppler). Die Tatsache, dass der 15 dB-Koppler auf Ro4003c eine um ca. 10 dB größere minimale Direktivität aufweist als die übrigen Koppler, erschließt sich aus seinen effektiven Wellenparametern. Wie in Abbildung 5.10 (rechts) erkennbar, sind hier die Unterschiede der Verluste und Phasenwinkel sowohl zwischen den zwei Eigenwellen als auch zwischen Netzwerk und verkoppelten Leitungen am geringsten.

Die maximale Rückflussdämpfung innerhalb der Bandbreite von 100% verringert sich bei den betrachteten Kopplern auf ungefähr 50 dB. Für den Fall des bei f_0 angepassten Kopplers (Abbildung 5.12 (unten) und 5.13 (unten)) verringert sich die minimale Direktivität auf $K_{min} \approx 38$ dB bzw. 43 dB für Ro4003c und 25.4 dB bzw. 17.5 dB für FR4. Der Grund für diese Unterschiede ist

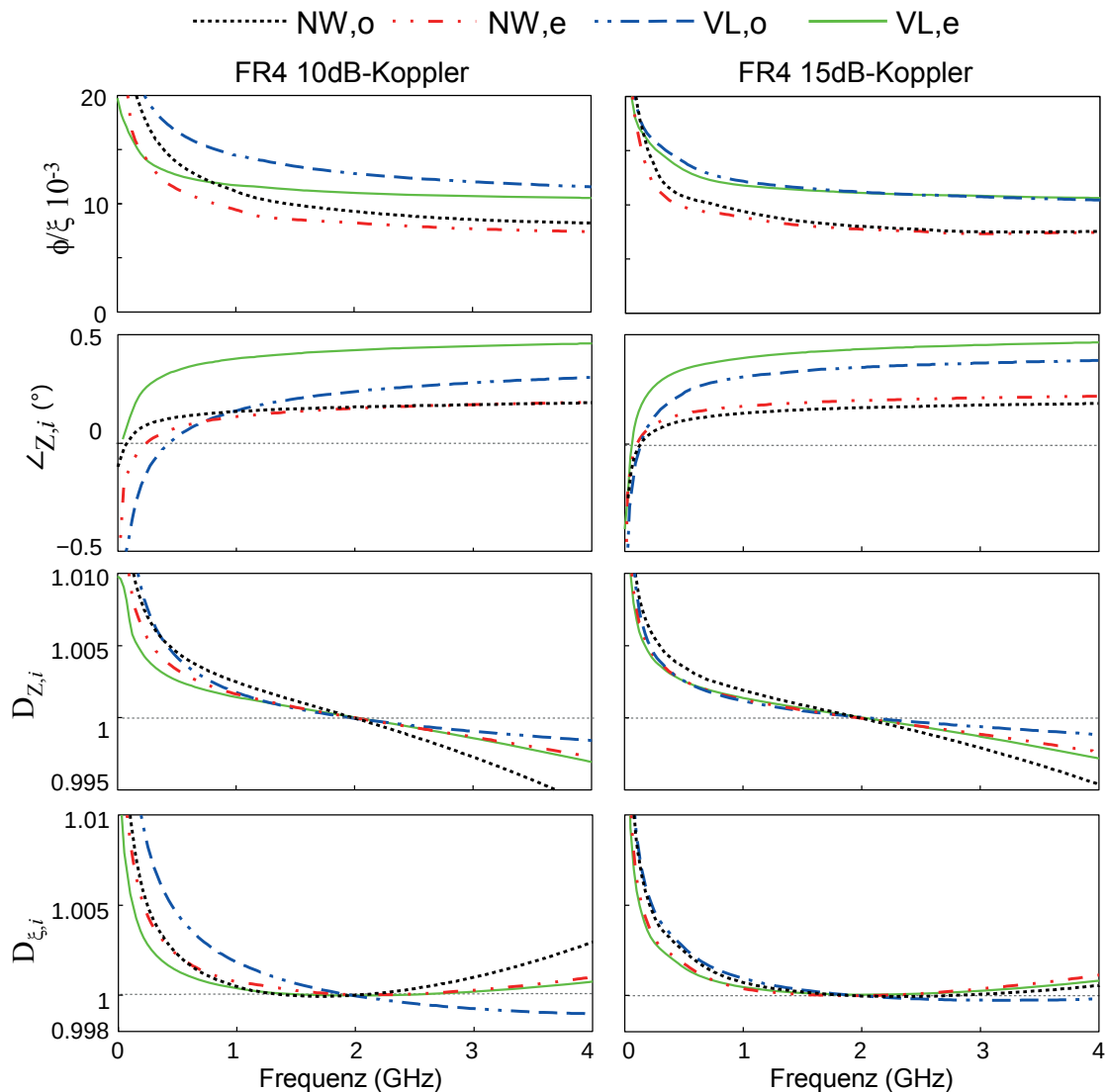


Abbildung 5.11: Effektive Wellenparameter der verkoppelten Leitungen und Kompensationsnetzwerke eines (links) 10 dB- und (rechts) 15 dB-Kopplers auf Bungard FR4.

die Tatsache, dass die Lösungen für Isolation und Anpassung bei FR4 weiter voneinander entfernt sind als bei Ro4003c. (vgl. Abbildung 5.9).

Die Simulationsergebnisse des stark verlustbehafteten Kopplers auf Silizium sind in Abbildung 5.14 dargestellt. Da diese Technologie im Rahmen dieser Arbeit nicht zur Verfügung stand wurden keine entsprechenden Netzwerke entworfen. Eine Vollwellen-Simulation der Netzwerke, welche die komplizierten Verlustmechanismen von Silizium (siehe Abschnitt 5.1.2) berücksichtigt, erwies sich als äußerst schwierig und zudem ungenau. Es wurde daher von einem angepassten Netzwerk ausgegangen, wie in der Vorbetrachtung dieses Abschnitts beschrieben (vgl. Abbildung 5.9 und Tabelle 5.2). Im Fall von Rogers Ro4003c und Bungard FR4 lieferte eine solche Betrachtung ähnliche Ergebnisse wie die Analyse mit realen Netzwerken [125].

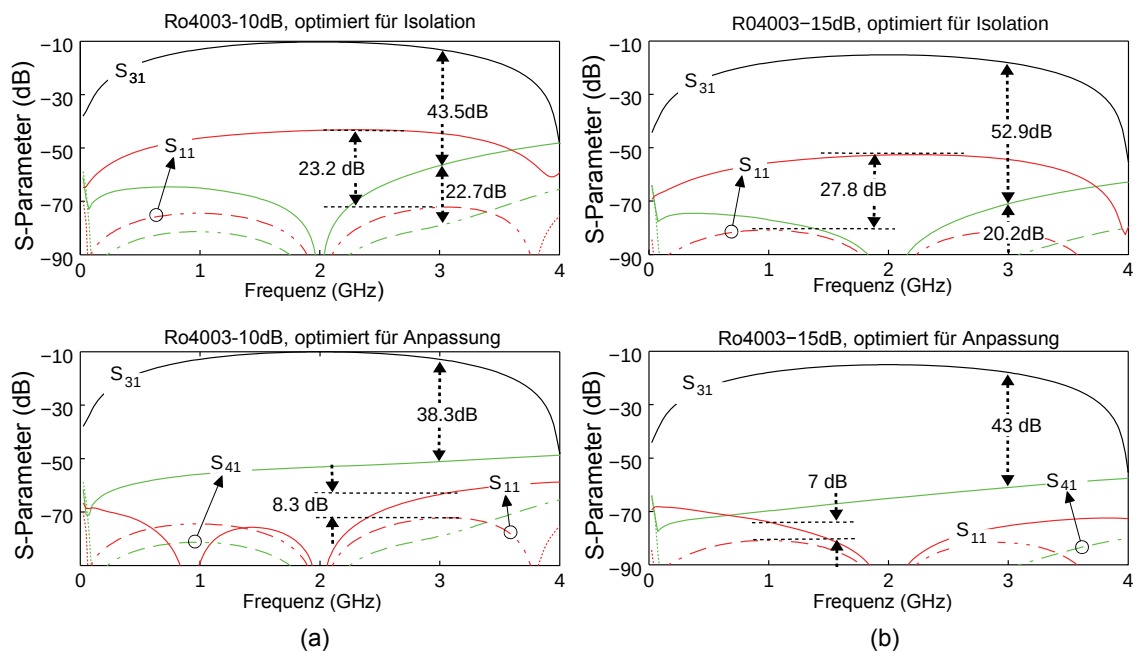


Abbildung 5.12: Simulierte Streuparameter von (a) 10dB-Kopplern und (b) 15dB-Kopplern auf Rogers4003c optimiert für Isolation (oben) bzw. Anpassung (unten). Verlustbehafteter Fall: “—“, verlustloser Fall: “- - - -”.

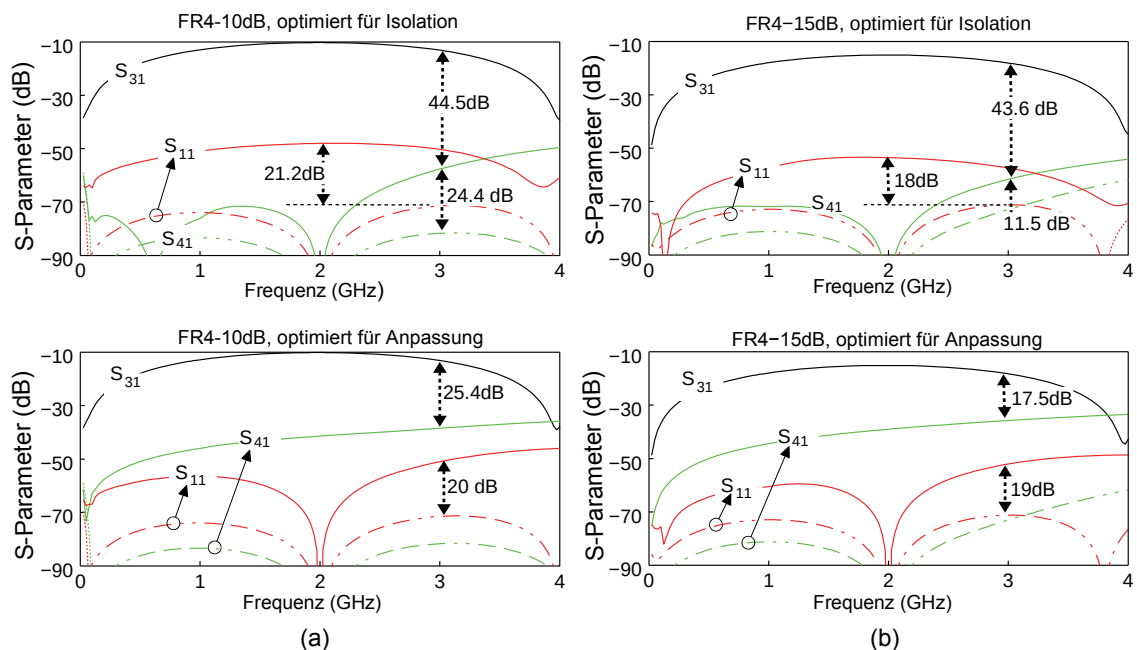


Abbildung 5.13: Simulierte Streuparameter von (a) 10dB-Kopplern und (b) 15dB-Kopplern auf Bungard FR4 optimiert für Isolation (oben) bzw. Anpassung (unten). Verlustbehafteter Fall: “—“, verlustloser Fall: “- - - -”.

5 Verlustbehaftete Koppler

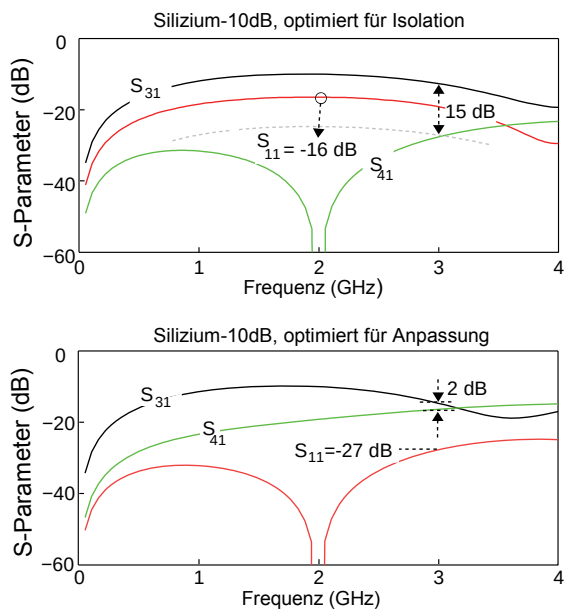


Abbildung 5.14: Simulierte Streuparameter eines 10 dB-Kopplers auf Silizium, optimiert für Isolation (oben) und für Anpassung (unten).

Bei dem auf Isolation kompensierten Koppler lässt sich eine minimale Richtwirkung von $K_{\min} = 15$ dB erzielen, wobei die Rückflussdämpfung größer als 20 dB ist. Im Fall des angepassten Kopplers verringert sich die Isolation derart, dass K_{\min} negative Werte annimmt.

Auf einen Vergleich der Streuparameter des verlustbehafteten Kopplers mit denen seines verlustlosen Pendantes wird an dieser Stelle verzichtet. Bei Vernachlässigung der Verluste müsste nämlich zum Erreichen der Kompensation sowie einer identischen Kopplung die Struktur des Kopplers stark verändert werden. Die Dimensionen der Kopplerstrukturen wären dann so verschieden, dass ein Vergleich ihrer Simulationsergebnisse nicht mehr gerechtfertigt wäre. An dieser Stelle sei angemerkt, dass der gewählte Frequenzbereich um 2 GHz untypisch für Leitungskoppler auf Silizium ist. Er wurde für die Simulation gewählt, um die Ergebnisse mit denen der verlustarmen Strukturen vergleichen zu können.

5.3.2 Frequenzunabhängige Kompensation verlustbehafteter Koppler

In diesem Abschnitt wird der hypothetische Fall von frequenzunabhängiger Kompensation verlustbehafteter, verkoppelter Leitungen untersucht. In einem ersten Ansatz wird ein Netzwerk synthetisiert, welches den Koppler auch bezüglich seiner Verluste ideal kompensiert und somit Isolation und Anpassung ermöglicht. Nachfolgend wird ein Netzwerk betrachtet, welches ausschließlich die „verlustlosen“ Wellenparameter optimiert und eine frequenzunabhängige quasi-ideale Kompensation anstrebt

Kompensationsnetzwerke für ideale Koppler

Die Gesamtstruktur eines Kopplers, bestehend aus den realen, verlustbehafteten, verkoppelten Leitungen sowie dem gesuchten idealen Kompensationsnetzwerk, lässt sich mittels seiner effektiven Wellenparameter so beschreiben, dass die idealen Kopplerbedingungen (5.16) und (5.17) erfüllt sind. Die Wellenparameter der verkoppelten Leitungen sowie der Zuleitung sind vorgegeben (vgl. Abschnitt 5.1.2). Ein ideales Kompensationsnetzwerk kann theoretisch über einfaches *de-embedding* gefunden werden. Für den Fall eines einzelnen Kompensationsnetzwerkes in der Mitte des Kopplers ($\kappa = 1$) kann dies wie bereits in Kapitel 4.5.2 für den verlustlosen Fall geschildert, über die Multiplikation der inversen ABCD-Matrizen der verkoppelten Leitungen mit der ABCD Matrix der Gesamtstruktur geschehen.

$$\text{ABCD}_{\text{NW},i} = \text{ABCD}_{\text{VL},i}^{-1} \cdot \text{ABCD}_{\text{GS},i} \cdot \text{ABCD}_{\text{VL},i}^{-1} \quad (5.21)$$

Die Gesamtstruktur ist jedoch nicht eindeutig bestimmt. So ergibt sich der Betrag der Wellenwiderstände der Eigenwellen aus dem ersten Teil der komplexen Impedanzbedingung (5.17a) sowie der gewünschten Kopplung (2.4). Die Phasenwinkel ihrer effektiven Wellenwiderstände müssen für gleichzeitige Anpassung und Isolation den zweiten Teil der Impedanzbedingung (5.17b) erfüllen, was zu einem frei wählbaren Freiheitsgrad führt. Gemäß der komplexen Ausbreitungsbedingung (5.16) müssen die Dämpfungen der Eigenwellen identisch sein. Prinzipiell können solche hypothetischen Netzwerke für für Gleich- und Gegentaktmode gleichzeitig synthetisiert werden, was jedoch aus oben genannten Gründen zu einem überbestimmten Lösungsraum führt. Der Lösungsraum ist hingegen eindeutig bestimmt, wenn das Netzwerk nur bezüglich einer Mode optimiert wird.

Für die verkoppelten Leitungen gilt, dass die Verluste der Gegentaktmode größer sind als die der Gleichtaktmode. Es soll hier nur der Fall betrachtet werden, bei dem Verluste vergrößert werden können (Ein Verringern der Verluste ist physikalisch nicht möglich). Aus diesem Grund wird an dieser Stelle das Netzwerk nur bezüglich seiner Gleichtaktmode optimiert. Die effektiven Wellenparameter der Gegentaktmode werden den vorangegangenen Simulationen der verlustbehafteten Netzwerke gemäß Abbildung 5.10 entnommen.

5 Verlustbehaftete Koppler

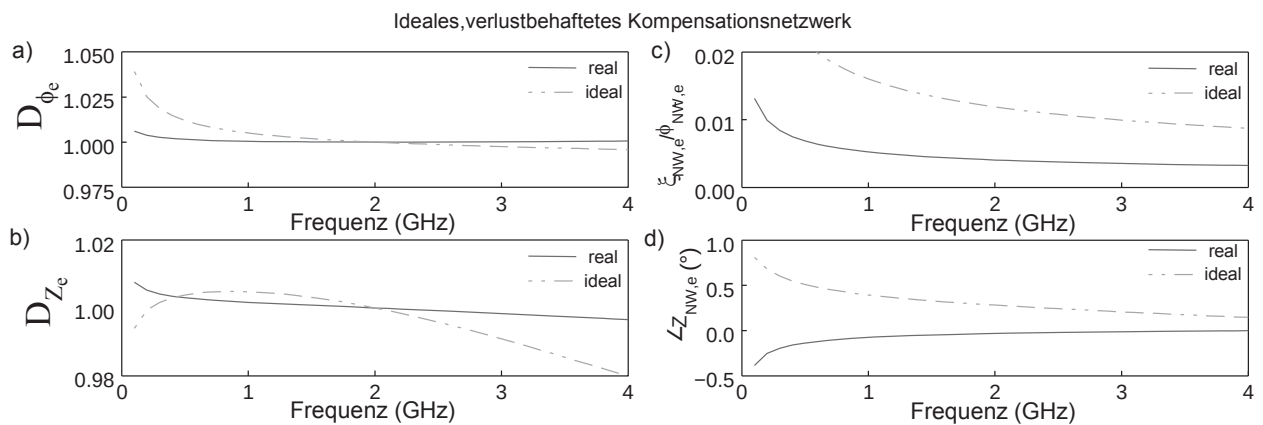


Abbildung 5.15: Effektive Gleichtakt-Wellenparameter eines idealen verlustbehafteten Kompensationsnetzwerkes. (a) Dispersion der Ausbreitung $D_{\phi_{NW,e}}$, (b) Dispersion des Wellenwiderstandes $D_{Z_{NW,e}}$, (c) normierte Dämpfung $\xi_{NW,e}/\phi_{NW,e}$ und (d) Phasenwinkel $\angle Z_{NW,e}$.

Die effektiven Gleichtakt-Wellenparameter eines solchen idealen Netzwerkes sind in Abbildung 5.15 dargestellt. Anstelle der Beträge der Wellenparameter werden auch hier die daraus abgeleiteten Dispersionen $D_{Z_{VL,e}}$ und D_{ϕ_e} angegeben. Es zeigt sich, dass ein solches ideales Netzwerk deutlich dispersiver und verlustbehafteter sein muss als realistisch synthetisierte Netzwerke. Zudem nimmt im idealen Fall der Phasenwinkel eine negative Steigung an. Dies ist nur möglich wenn mit sinkender Frequenz entweder der Verlustwinkel δ_i der Queradmittanz zunimmt oder der Verlustwinkel χ_i der Längsimpedanz abnimmt (vgl. (5.2)). Dies widerspricht jedoch den in der Literatur beobachteten physikalischen Phänomene [130].

Die simulierten Streuparameter des ideal-kompensierten, verlustbehafteten Kopplers sind in Abbildung 5.16 dargestellt. Wie erwartet, verschwinden sowohl Eingangsreflexion S_{11} als auch die parasitäre Verkopplung S_{41} . Wenngleich der Koppler ein gutes Quadraturverhalten aufweist ($90^\circ < \|\Delta(\phi_{GS})\| < 91^\circ$), so lässt sich doch erkennen, dass perfekte Quadratur bei der Entwurfssfrequenz

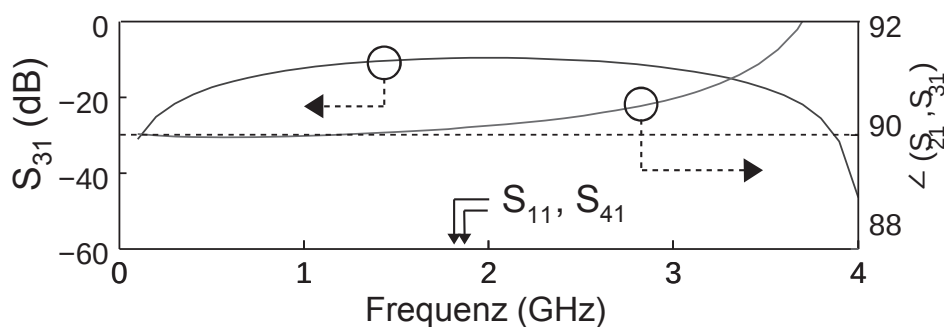


Abbildung 5.16: Streuparameter eines ideal kompensierten, verlustbehafteten Kopplers.

$f_0 = 2$ GHz nicht erreichbar ist. Dies wäre nur möglich gewesen, wenn als weitere Vorgabe $\angle z_{GS,i} = \angle z_{ref}$ erfüllt gewesen wäre. Hierfür hätte zusätzlich der Phasenwinkel der Gegentaktmode erhöht werden müssen (vgl. Abbildung 5.2 oben). Auch die in Abschnitt 5.2.4 prognostizierte Steigung (vgl. Abbildung 5.6) ist gut erkennbar.

Für eine gezielte Änderung der Verluste wären folgende Möglichkeiten prinzipiell denkbar:

- Das Anbringen von stark verlustbehafteten Dielektrika an ausgewählten Stellen auf dem Substrat (z.B. zwischen den verkoppelten Leitungen oder an den Außenkanten der Leitungen). Somit könnten gezielt die dielektrischen Verluste der Gegen- oder Gleichtaktmode erhöht werden, was nicht nur die entsprechende Dämpfungskonstante α_i erhöht, sondern auch die entsprechenden Phasenwinkel vergrößert.
- Erhöhung der Metallisierungsverluste durch Aufrauen der Leiter oder Verringerung der Metallisierungsdicke unter die durch den Skin-Effekt bedingte äquivalente Leitschichtdicke. Die Verluste der Längsimpedanz könnten somit erhöht werden, wodurch die Phasenwinkel kleiner würden. Hierbei ist der Einfluss auf die beiden Eigenwellen, je nach Position der veränderten Metallisierungsfläche, unterschiedlich.

Eine solche gezielte Variation der Verlustparameter ist zwar grundsätzlich möglich, in der Praxis jedoch schwer zu realisieren.

Kompensationsnetzwerke für quasi-ideale Koppler

Es werden im Folgenden Strukturen betrachtet, bei denen die „verlustlosen“ Parameter, also die Beträge der Wellenwiderstände und die elektrischen Längen variiert werden. Das Verfahren entspricht dem Vorgang für ideale Netzwerke mit dem Unterschied, dass der Phasenwinkel und die Dämpfung der Netzwerke den Simulationen der realen Netzwerke (Abbildung 5.10) entnommen und als invariant betrachtet werden. Eine frequenzunabhängige, quasi-ideale Kompensation der Koppler ist somit möglich. Im Gegensatz zum idealen Netzwerk wird diesmal eine Änderung der Gegentaktmode vorgenommen. Dies hat folgenden Grund: Wie in Abbildung 5.10 gezeigt, weist das Netzwerk der Gegentaktmode eine deutlich stärkere Dispersion auf als die der verkoppelten Leitungen. Für die Gleichtaktmode unterscheiden sich Netzwerk und verkoppelte Leitungen hingegen kaum. Es kann also angenommen werden, dass sich die Dispersion der Gegentaktmode generell stärker variieren lässt als die der Gleichtaktmode.

In Abbildung 5.17 sind neben den simulierten Streuparametern die effektiven Wellenparameter der synthetisierten Netzwerke für (a) Anpassung und (b) Isolation gegeben. Es zeigt sich, dass sich die benötigte Dispersion der elektrischen Länge $D_{\phi,NW,o}$ für $f = 1 - 3$ GHz kaum von der des realen Netzwerkes unterscheidet. Hingegen ist die Dispersion des effektiven Wellenwiderstandes $D_{z,NW,o}$ deutlich größer als beim realen Netzwerk. Im Rahmen dieser Arbeit konnten Netzwerke die solche Dispersionen aufweisen jedoch nicht synthetisiert werden.

5 Verlustbehaftete Koppler

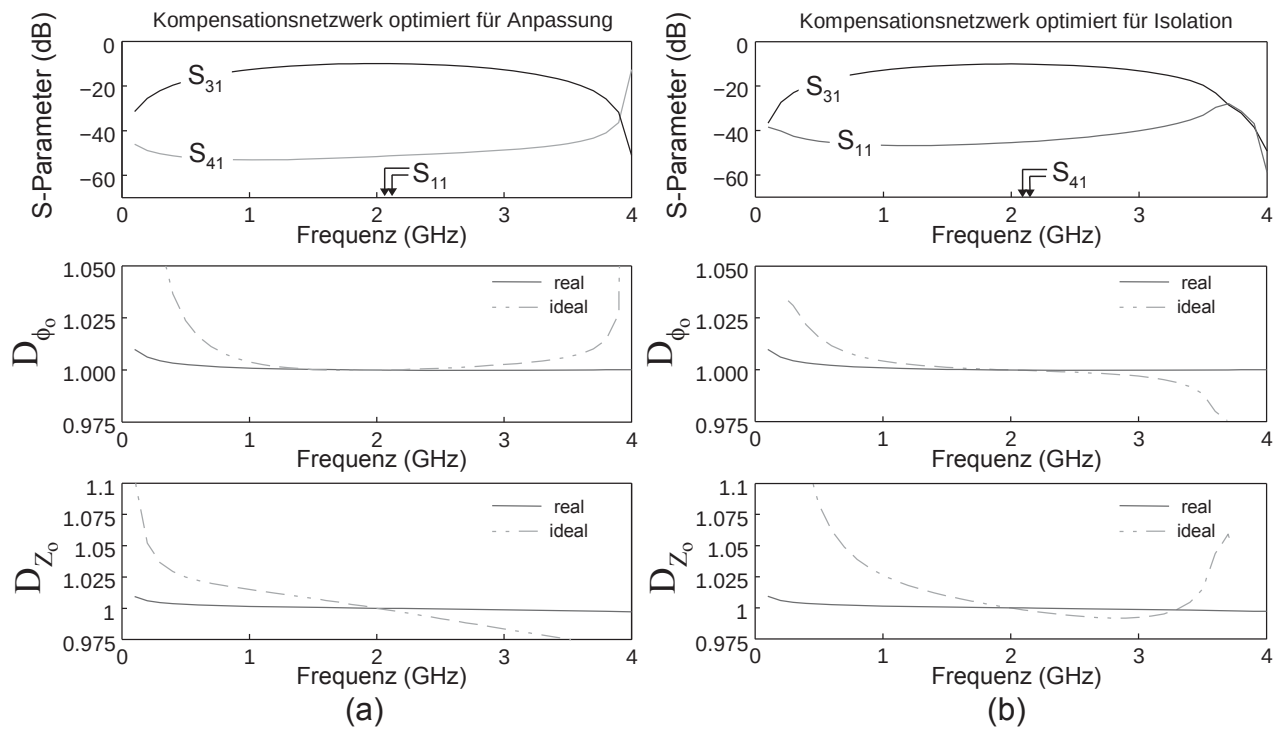


Abbildung 5.17: Resultierende Streuparameter (oben) und Dispersion der Gegentakt-Wellenparameter $D_{\phi_{NW,o}}$ (Mitte) und $D_{Z_{NW,o}}$ (unten) eines quasi-ideal kompensierten Kopplers, optimiert für (a) Isolation und (b) Anpassung.

5.4 Experimente

Gemäß dem in Abschnitt 5.3.1 vorgestellten Verfahren wurden 10 dB- und 15 dB-Koppler auf Rogers Ro4003c und Bungard FR4 entworfen und hergestellt. Die Struktur des Kopplers inklusive Kompensationsnetzwerk ist in Abbildung 5.18 in allgemeiner Form gezeigt. Die entsprechenden Dimensionen der realisierten Koppler sind in Tabelle 5.3 aufgelistet.

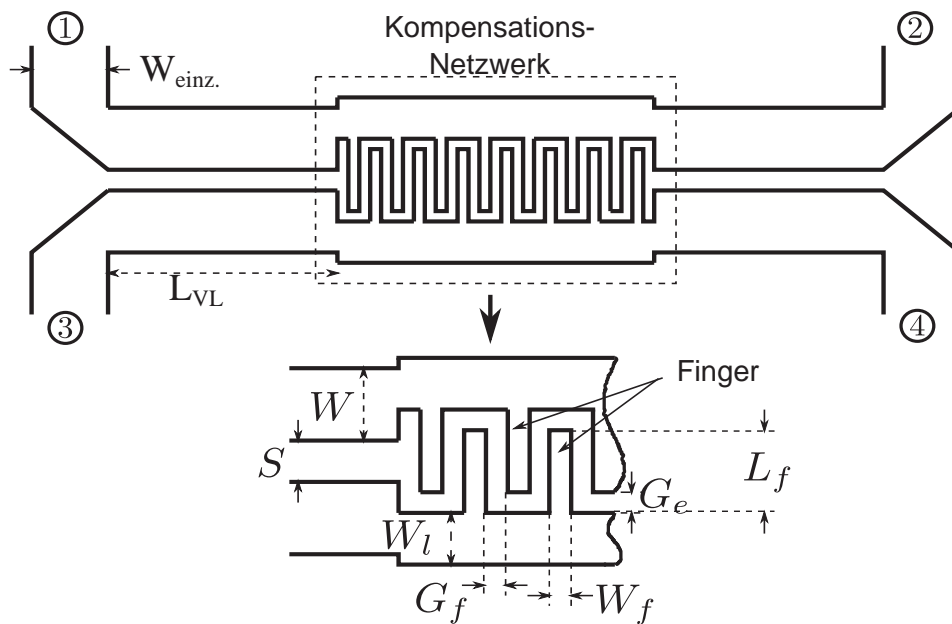


Abbildung 5.18: Geometrie der hergestellten Koppler.

	geringe Verluste		mittlere Verluste	
Substrate	Rogers Ro4003c		Bungard FR4	
Kopplung [dB]	10	15	10	15
h_{sub} [mm]	0.508		0.55	
$W_{\text{einz.}}$ [mm]	1.142		0.985	
S [mm]	0.06	0.35	0.08	0.35
W [mm]	0.86	1.072	0.77	1.005
L_{VL} [mm]	9.599	9.384	8.57	7.20
#Finger/Leiter	7	10	8	12
W_l [mm]	0.58	0.82	0.64	0.75
G_f [mm]	0.08	0.1	0.08	0.125
W_f [mm]	0.1	0.125	0.1	0.125
L_f [mm]	0.48	0.655	0.54	0.58
G_e [mm]	0.17	0.295	0.07	0.3

Tabelle 5.3: Parameter der hergestellten Koppler

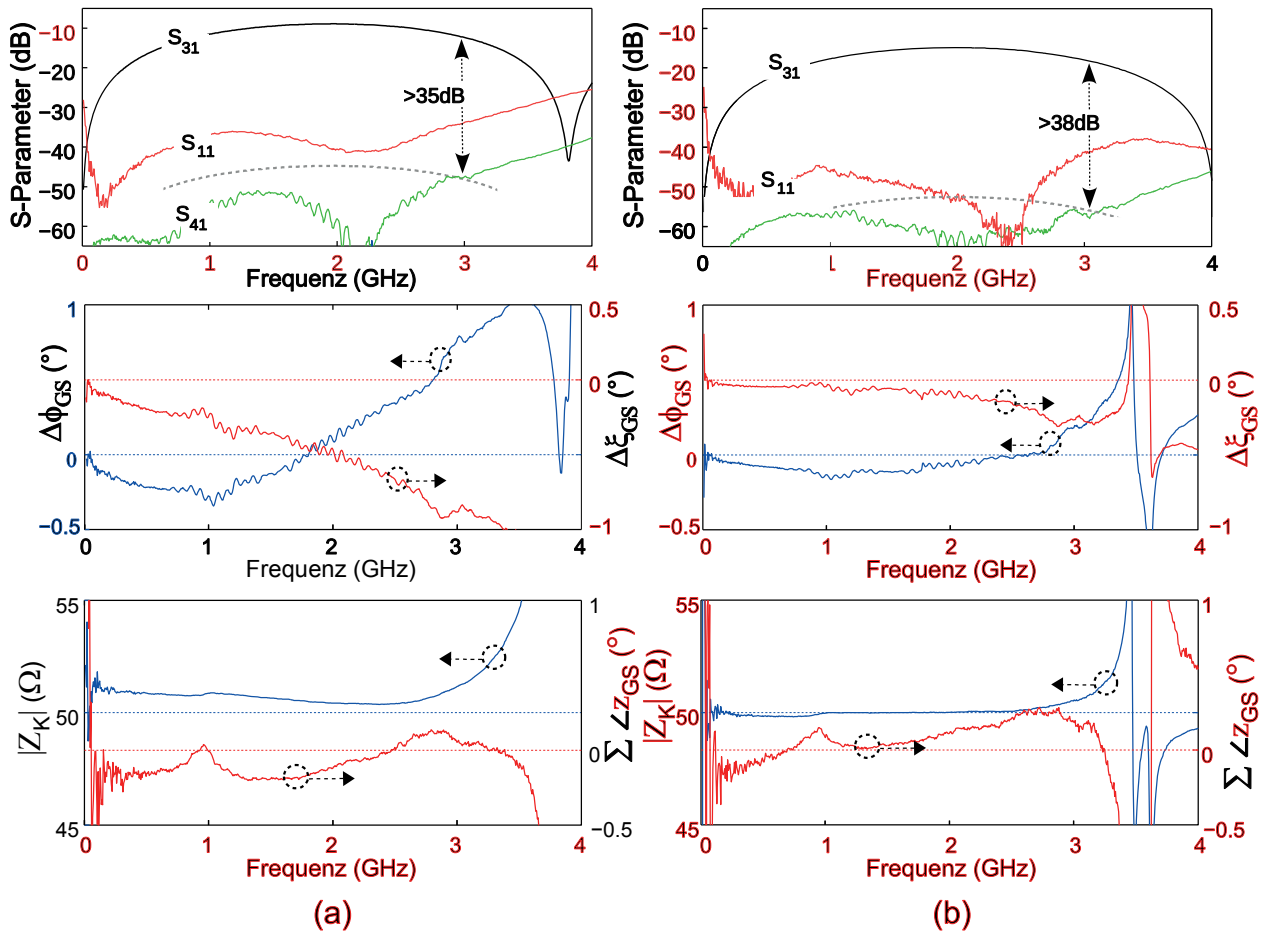


Abbildung 5.19: Gemessene Streuparameter (oben) und die daraus bestimmte Differenz der komplexen elektrischen Längen (Mitte) sowie Betrag und Phase der effektiven Kopplerimpedanz (unten) für (a) einen 10dB- und (b) einen 15dB-Koppler auf Rogers4003c.

Diese Position erzielt die besten Ergebnisse unter Berücksichtigung von Herstellungstoleranzen [131]. In den Abbildungen 5.19 und 5.20 sind die Messergebnisse für 10 dB- und 15 dB-Koppler auf Rogers Ro4003c bzw. Bungard FR4 gezeigt. Neben den gemessenen Streuparameter (oben) sind auch die daraus abgeleiteten effektiven Wellenparameter dargestellt, und zwar die Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste $\Delta\xi_{GS}$ und die Differenz der elektrischen Länge $\Delta\phi_{GS}$ (Mitte), sowie die Kopplerimpedanz $\|Z_K\|$ und die Fehlanpassung der relativen Phasenwinkel $\sum \angle z_{GS}$ (unten).

Im Folgenden wird der Frequenzbereich $1\text{ GHz} < f < 3\text{ GHz}$ betrachtet. Hier weisen sämtliche Koppler Direktivitäten von $> 35\text{ dB}$ auf, die minimale Direktivität K_{\min} vom 15 dB-Koppler auf Ro4003c liegt sogar bei 38 dB. Die gemessenen Eingangsreflexionen sind kleiner als -50 dB . Hier wurde exemplarisch nur Tor 1 angegeben.

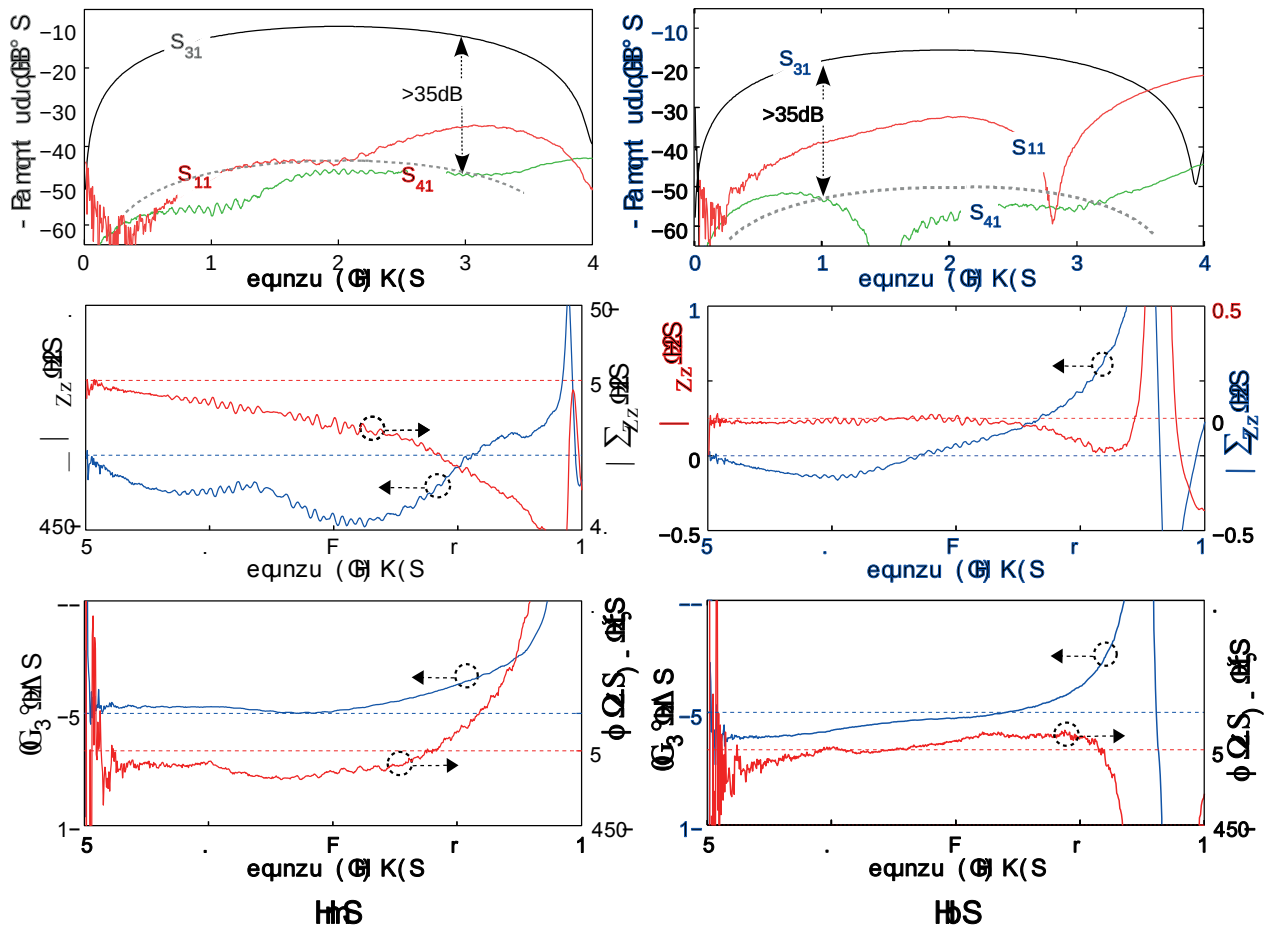


Abbildung 5.20: Gemessene Streuparameter (oben) und die daraus bestimmte Differenz der komplexen elektrischen Länge (Mitte) sowie Betrag und Phase der effektiven Kopplerimpedanz (unten) für (a) einen 10dB- und (b) einen 15dB-Koppler auf Bungard FR4.

Bei der Betrachtung der effektiven Wellenparameter fällt auf, dass die Differenz der Ausbreitungsverluste $\Delta\xi_{GS}$ bei den 15 dB-Kopplern schwächer als bei den 10 dB-Kopplern ist. Des Weiteren liegt $\Delta\xi_{GS}$ stets in der gleichen Größenordnung wie die Differenz der elektrischen Länge $\Delta\phi_{GS}$. Der Betrag der Kopplerimpedanz liegt bei sämtlichen Kopplern in einem Bereich von $Z_K = 50 \pm 2\Omega$. Die Fehlanpassung der Phasenwinkel der Koppler ist kleiner als 0.3° .

Mess- und Herstellungstoleranzen verhindern eine bessere Übereinstimmung mit der Theorie. Im Gegensatz zur inhärenten verlust- und dispersionsbedingten Limitierung, hängen die Toleranzen von der Herstellungstechnologie und der Messgenauigkeit ab. Diese Themen werden im nächsten Kapitel diskutiert.

5.5 Fazit

Leitungskoppler wurden unter der Berücksichtigung von Verlusten betrachtet. Es wurde gezeigt, dass, im Gegensatz zum verlustlosen Fall, Isolation, Anpassung und Quadratur unabhängig von einander auftreten können. Die Bedingungen bezüglich der effektiven Wellenparameter für diese drei idealen Eigenschaften wurden hergeleitet und es wurde aufgezeigt, unter welcher Bedingung sie gleichzeitig auftreten können.

Die in diesem Kapitel gewonnenen Erkenntnisse lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- Die Bedingungen für Anpassung und Isolation bei einem verlustbehafteten Koppler sind, neben der im verlustlosen Fall ausreichenden Ausbreitungsbedingung $\beta_e = \beta_o$ ($\phi_{GS,e} = \phi_{GS,o}$) und Impedanzbedingung $\|Z_{GS,e}\| \cdot \|Z_{GS,o}\| = \|Z_{ref}\|^2$, die Gleichheit der Dämpfung $\alpha_e = \alpha_o$ ($\xi_{GS,e} = \xi_{GS,o}$) sowie das Verschwinden der Summe der relativen Phasenwinkel $\sum \angle z_{GS} = \angle z_{GS,e} + \angle z_{GS,o} = 0$.
- Damit bei einer elektrischen Länge von $\phi_{GS,i} = 90^\circ$ Quadratur vorliegt ($\angle(S_{21}, S_{31}) = 90^\circ$) muss zudem gelten: $\Delta \angle z_{GS} = \angle z_{GS,e} - \angle z_{GS,o} = 0^\circ$.
- Im verlustbehafteten Fall ($\xi_{GS,i} > 0$) erhält die Phasendifferenz der nicht isolierten Ausgänge eine positive Steigung über der Frequenz: $\frac{\delta(\angle S_{21}, S_{31})}{\delta \omega} > 0$. Die Quadraturbedingung kann somit nur bei einer Frequenz auftreten.
- Bei Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste ($\Delta \xi_{GS} \neq 0$) bzw. bei Fehlanpassung der relativen Phasenwinkel ($\sum \angle z_{GS} \neq 0$) kann der Koppler mit Hilfe der „verlustlosen“ Parameter ($\phi_{GS,i}$ bzw. $\|Z_{GS,i}\|$) so ausgelegt werden, dass entweder Isolation oder Anpassung vorliegt.

Auf drei verschiedenen Substraten mit unterschiedlich ausgeprägten Verlusten wurden Koppler mit einem hybriden Analyseverfahren (Vollwellen/analytisch) untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass die Verluste die Kopplereigenschaften nicht nur bei der Entwurfshäufigkeit, sondern auch über der gesamten Bandbreite limitieren. Dies liegt zum einen an den Verlusten selber, zum anderen an der Dispersion, welche durch die Verluste verstärkt wird. Aufgrund der Fehlanpassung der Verluste können die Koppler zudem nur für Anpassung oder Isolation kompensiert werden.

Koppler mit einer Koppelstärke von -10 dB und -15 dB wurden schließlich entworfen und messtechnisch charakterisiert. Die Messergebnisse stützen die theoretischen Erkenntnisse, wenngleich die erzielten minimalen Direktivitäten über einer Bandbreite von 100 % stets etwas geringer ausfallen als theoretisch möglich. Diese bestehenden Diskrepanzen lassen sich mit Einschränkungen der Realisierbarkeit wie zum Beispiel Herstellungstoleranzen und Messungenauigkeiten erklären. Deren Einflüsse werden im nachfolgenden Kapitel untersucht.

6 Einschränkungen

In den vorherigen Kapiteln wurden verschiedene Limitierungen von Leitungskopplern in Mikrostreifentechnik aufgezeigt und die Ursachen dafür beschrieben. So spielen neben der Inhomogenität (und den dadurch bedingten ungleichen Phasengeschwindigkeiten der Eigenwellen) insbesondere die Dispersion sowie die Verluste eine wichtige Rolle.

Ferner stellt sich die Frage, mit welcher Direktivität beziehungsweise mit welcher Anpassung Richtkoppler verlässlich hergestellt und charakterisiert werden können.

Die beobachteten Diskrepanzen zwischen den theoretisch realisierbaren Direktivitäten und den erzielten Messergebnissen lassen den Schluss zu, dass neben den bisher aufgezeigten inhärenten Limitierungen eines Kopplers (Verluste und Dispersion) weitere limitierende Faktoren existieren.

Basierend auf den bekannten Materialtoleranzen einerseits und den Toleranzen des angewendeten Herstellungsprozesses andererseits wird eine obere Grenzen der erreichbaren Direktivität in Abschnitt 6.1 quantifiziert.

Messungen sind stets fehlerbehaftet. Systematische Fehler können durch Kalibrierung erfasst und somit korrigiert werden, stochastische Fehler hingegen nicht. Redundante Messverfahren ermöglichen jedoch eine Abschätzung der Kalibrierfehler und somit auch eine Abschätzung der resultierenden Messfehler. Welche Direktivität würde man auf Grund von Kalibrierfehlern messen, wenn das Messobjekt ein idealer Koppler wäre? Die Antwort auf diese Frage führt zum *Supremum* der messbaren Direktivität. Diese obere Schranke soll in Abschnitt 6.2 exemplarisch für das hier verwendete Messverfahren quantifiziert werden.

Eine weitere Einschränkung ist durch die Asymmetrie der Kompensationsnetzwerke gegeben. Im Rahmen dieser Arbeit wurden die Netzwerke so dimensioniert, dass die hierdurch erzeugte Modenverkopplung reduziert werden konnte. So beträgt die Modenverkopplung im Frequenzbereich von 1..3 GHz in Rückwärtsrichtung weniger als -60 dB und in Vorwärtsrichtung weniger als -57 dB. Eine Vernachlässigung der Asymmetrie erscheint daher in einem ersten Ansatz als gerechtfertigt. Eine umfassende Analyse dieser Thematik würde den Rahmen der vorliegenden Arbeit sprengen. Im abschließenden Kapitel 7 werden daher Anregungen für zukünftige Untersuchungen gegeben.

6.1 Herstellungstoleranzen

Der Einfluss der Herstellungstoleranzen sowie der Unsicherheiten bezüglich der Materialeigenschaften auf die Eigenschaften des Kopplers wird im Folgenden an Hand eines 10 dB- und eines 15 dB-Kopplers (Ro4003c, $h_s = 510 \mu\text{m}$, $\varepsilon_r = 3.55$) untersucht. Laut Datenblatt des Herstellers variieren Substratdicke und Permittivität mit $\delta_{h_s} = \pm 10 \mu\text{m}$ und $\delta_{\varepsilon_r} = \pm 0.05$ [117]. Diese Schwankungen treten zwischen verschiedenen Produktionsdurchläufen auf – innerhalb einer Substratplatte, hingegen, können h_s und ε_r als konstant angenommen werden. Im Schaltungsentwurf können diese „systematischen“ Unsicherheiten somit durch einen gezielten Neuentwurf der Schaltung korrigiert werden [75]. Toleranzen im Herstellungsprozess¹ wirken sich insbesondere auf die Genauigkeit der Strukturierung der Leiterbahnen aus. In dieser Arbeit wird die daraus resultierende Standardabweichung der Leiterbreite (bzw. Spalte) mit $\delta_{\text{strukt}} = \pm 8 \mu\text{m}$ quantifiziert [125]. Diese Abweichungen sind stochastischer Natur und können, im Gegensatz zu den Materialschwankungen, nicht korrigiert werden.

6.1.1 Simulation

In den vorherigen Kapiteln wurde im Rahmen der Dispersions- und Verlustanalyse bereits gezeigt, dass kleine Strukturänderungen in kleinen Änderungen der Beträge der Wellenwiderstände resultieren, jedoch keine Auswirkungen auf die Dispersion, Phasenwinkel oder Dämpfungskonstante haben. Diese Eigenschaft wird nun auch bei der Untersuchung von Herstellungstoleranzen der Simulation zu Grunde gelegt. Zuerst werden das Kompensationsnetzwerk sowie die verkoppelten Leitungen separat in *HFSS* [101] simuliert. Wie schon in Kapitel 4.5.1 beschrieben, werden die beiden Einzelstrukturen lediglich soweit optimiert, dass ein vorgegebener Restfehler ($\Delta \|Z_i\| = 0.2 \Omega$ beziehungsweise $\Delta \phi = 0.1^\circ$ bezogen auf einen idealen Koppler) unterschritten wird. Neben den Streuparametern werden mit *HFSS* auch die Ableitungen der Streuparameter bezüglich der kritischen Parameter simuliert.

Mittels finiter Differenzen-Methode werden dann die Ableitungen der effektiven Wellenparameter über die Ableitungen der Streuparameter ermittelt.

In einem letzten Schritt werden schließlich die Eigenschaften des gesamten Kopplers in *MATLAB* untersucht. Hierfür werden die effektiven Wellenparameter des Kompensationsnetzwerkes und der verkoppelten Leitungen entsprechend dem in Kapitel 4.5.1 beschriebenen Analyseverfahren angepasst und über eine Kaskadierung ihrer *ABCD*-Matrizen zusammengefügt.

Der Einfluss der Materialtoleranzen ist in Abbildung 6.1 dargestellt. Sowohl für den 10 dB- als auch für den 15 dB-Koppler fällt die Direktivität bei der Entwurfsfrequenz auf Grund der vom Hersteller angegebenen Toleranzen auf $D_{\delta_{\varepsilon_r} = \pm 0.05} = 45 \text{ dB}$ bzw. $D_{\delta_{h_s}} = \pm 10 \mu\text{m} = 40 \text{ dB}$ ab.

¹Dies sind z.B. Schwankungen im Bereich der Dauer und Stärke der Belichtung, Dauer der Ätzung, sowie Konzentration und Temperatur der Chemikalien.

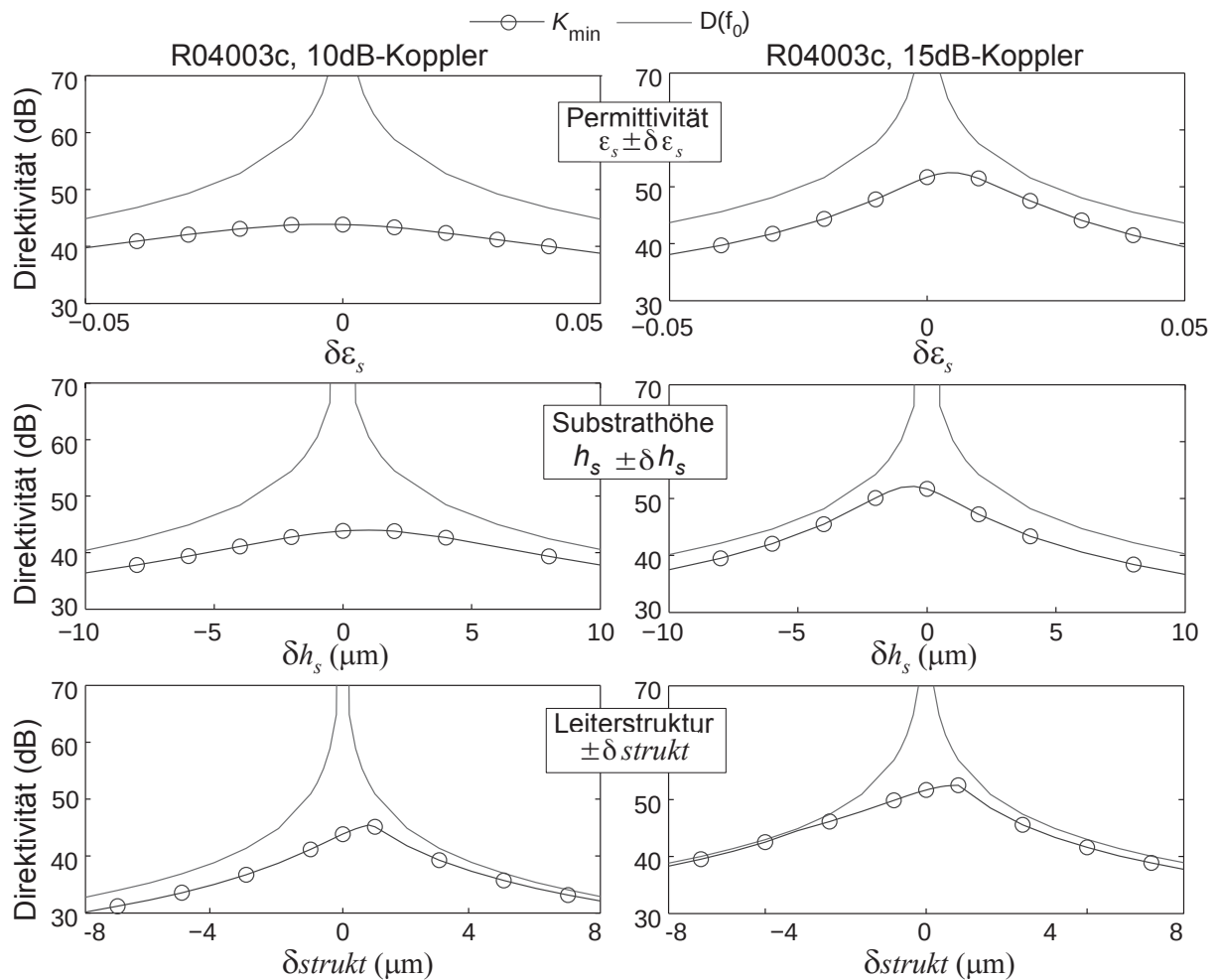


Abbildung 6.1: Einfluss der Materialtoleranz δ_{h_s} (oben) und δ_{ϵ_r} (Mitte) sowie der Herstellungstoleranz δ_{etch} (unten) auf die Direktivität bei der Entwurfswellenlänge $D(f_0)$ und die minimale Direktivität K_{\min} am Beispiel eines 10 dB- (links) und eines 15 dB-Kopplers (rechts).

K_{\min} hingegen verringert sich von 43 dB (10 dB-Koppler) bzw. 52 dB (15 dB-Koppler) auf $K_{\min, \delta_{\epsilon_r} = \pm 0.05} = 39$ dB (10 dB-Koppler) bzw. 38 dB (15 dB-Koppler) auf Grund von Permittivitätstoleranzen sowie auf $K_{\min, \delta_{h_s} = \pm 10 \mu\text{m}} = 37$ dB (beide Koppler). Abbildung 6.1(unten) zeigt die Verringerung der Direktivität auf Grund von Toleranzen der Strukturierung bedingt durch den Ätzprozess. So fällt die Direktivität bei der Entwurfswellenlänge von unendlich auf $D_{\delta_{\text{strukt}} = \pm 8 \mu\text{m}} = 33$ dB (10 dB-Koppler) sowie 38 dB (15 dB-Koppler) ab. Die minimale Direktivität über 100% Bandbreite K_{\min} verringert sich von 43 dB auf ungefähr $K_{\min, \delta_{\text{strukt}} = \pm 8 \mu\text{m}} = 30$ dB (10 dB-Koppler) sowie von 52 dB auf ungefähr $K_{\min, \delta_{\text{strukt}} = \pm 8 \mu\text{m}} = 38$ dB (15 dB-Koppler).

6.1.2 Messungen

Um den Einfluss der Herstellungstoleranzen messtechnisch zu untersuchen wird zuerst ein einzelner 15 dB-Koppler auf Rogers Ro4003c (Substratdicke $h_s = 0.51$ mm und $\epsilon_r = 3.55$) hergestellt und hinsichtlich seiner minimalen Direktivität K_{\min} optimiert. Der Einfachheit halber wird hier der optimierte Koppler aus dem vorherigen Kapitel (Tabelle 5.18) genommen. Dieser Koppler dient im Folgenden als Referenzkoppler. Anschließend werden mit den gleichen Dimensionen drei Gruppen mit je drei Richtkopplern hergestellt und vermessen.

Sämtliche Koppler werden auf der selben Substratplatte hergestellt. Um die Abweichungen des Ätzvorgangs zu verringern, werden die Koppler einer Gruppe auf dem Substrat nahe beieinander liegend im selben Belichtungs- und Ätzvorgang hergestellt. Bei den Kopplern unterschiedlicher Gruppen ist darauf zu achten, dass identische Herstellungsparameter (wie z.B. Belichtungsdauer, Ätzzeit, Temperaturen) verwendet werden.

Abbildung 6.2a zeigt die gemessene Kopplung und Isolation des Referenzkopplers sowie eines Kopplers einer jeden Gruppe. Es wurde willkürlich der jeweils zuerst gemessene ausgewählt. Im Gegensatz zur Isolation treten bei den Kopplungen keine sichtbaren Abweichungen auf, was an ihrem deutlich höheren Leistungspegel liegt. Die minimalen Direktivitäten K_{\min} der vermessenen Koppler sind in Abbildung 6.2b dargestellt. Jeder Koppler wurde zwei mal gemessen, jeweils mit erneuter Kalibrierung. Es zeigt sich, dass sie sich im Vergleich zum Referenzkoppler ($K_{\min} = 38$ dB) um Werte zwischen 4 dB ($K_{\min} = 34$ dB) und 10 dB ($K_{\min} = 28$ dB) verringern. Die Koppler einer gleichen Gruppe zeigen hingegen Schwankungen von weniger als 3dB.

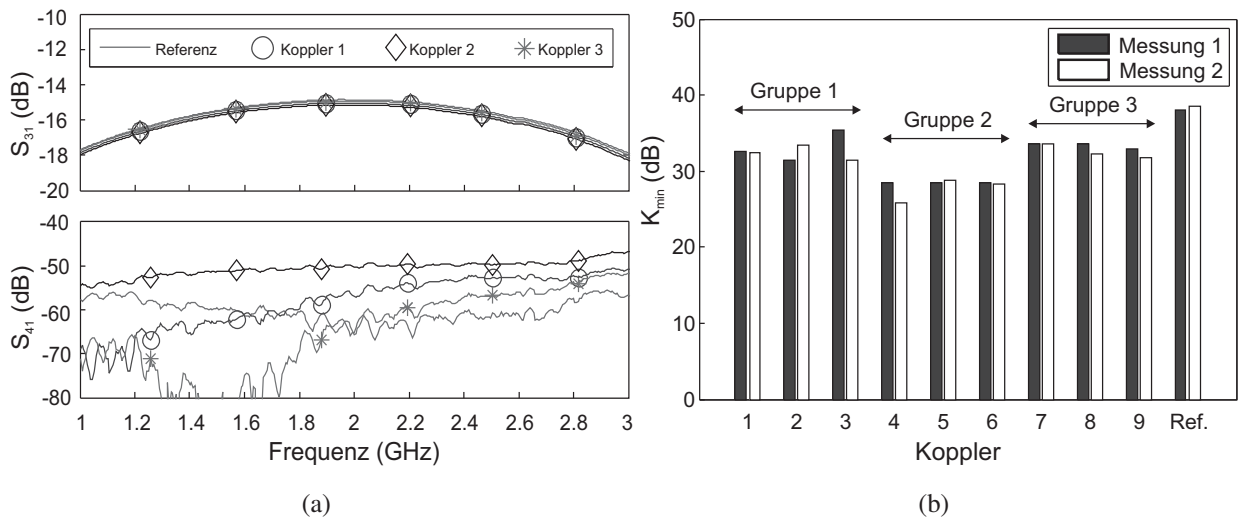


Abbildung 6.2: (a) Streuparameter S_{31} und S_{41} des ersten Kopplers von jeder Gruppe sowie der Referenz. (b) Minimale Direktivität K_{\min} der zehn hergestellten 15 dB-Koppler.

6.2 Messunsicherheit

Die in dieser Arbeit angewendeten Mess- und Kalibrierverfahren wurden bereits in Kapitel 2.4 beschrieben und in Abbildung 2.8 schematisch dargestellt. Die Bestimmung der Messgenauigkeit ist detailliert in [125, 131] erläutert und wird im Folgenden kurz wiedergegeben.

So wird zuerst die klassische SOLT-Kalibrierung [80] angewendet, um die systematischen Fehler des Netzwerkanalysators und der Kabel zu bestimmen und herauszurechnen. Die so gemessene Streumatrix S_{SOLT} umfasst die Streuparameter des eigentlich zu messenden Kopplers S_{DUT} sowie die Streumatrizen E_m ($m = 1..4$) der Zuleitungen und des Koaxial-Mikrostreifenleiter-Übergangs der Messvorrichtung. Letztere werden zusammengefasst als Fehlernetzwerke bezeichnet.

Der Abstand der vier Zuleitungen zueinander ist ausreichend groß, so dass sie über entkoppelte Zweitor-Netzwerke beschrieben werden können. Die Streumatrizen dieser vier unabhängigen Fehlernetzwerke können mittels TRL Kalibrierung ermittelt werden.

Wie bereits in Kapitel 2.4 erwähnt, wird in dieser Arbeit statt der einfachen *TRL*, die redundante *Multiline-TRL* Methode angewendet. Der entsprechende Algorithmus ist in dem Programm *Statistical* implementiert [82].

Resultat dieser redundanten Methode sind neben den Streumatrizen der Fehlernetzwerke insbesondere auch ihre Kovarianzmatrizen. Letztere repräsentieren die Unsicherheiten der Kalibrierung, aus denen sich die Genauigkeit der Messung ableiten lässt. Auf Grund der Entkopplung der vier Fehlernetzwerke, können die Streuparameter des Kopplers S_{DUT} mittels der „Four-Port De-embedding Technique“ [80] herausgerechnet werden.

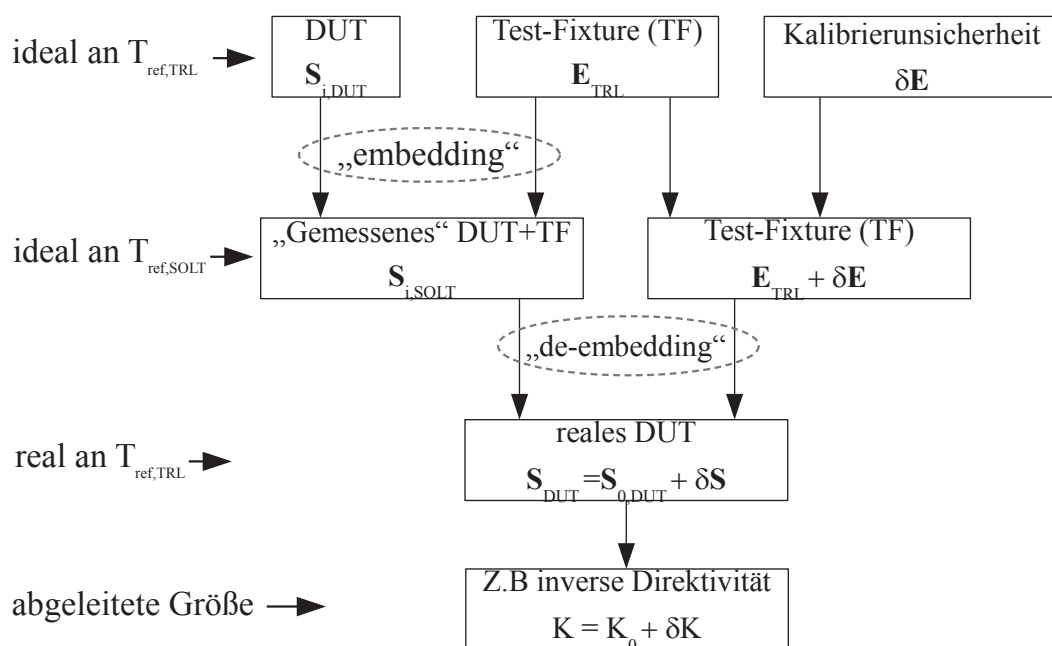


Abbildung 6.3: Modell der Fehlerfortpflanzung.

Das Verfahren zur Untersuchung der Fehlerfortpflanzung, insbesondere des Einflusses der Kalibrierunsicherheit auf die Messgenauigkeit, ist in Abbildung 6.3 graphisch dargestellt. So wird in einem ersten Schritt die Streumatrix des zu messenden Objekts S_{DUT} mit den Streumatrizen der Fehlernetzwerke E_{TRL} auf die Referenzebene $T_{ref, SOLT}$ transformiert („embedded“). Anschließend werden die Streuparameter wieder auf die Referenzebene $T_{ref, TRL}$ transformiert („de-embedding“), wobei diesmal die Unsicherheit der Kalibrierung δE_{TRL} an Hand der Standardabweichung berücksichtigt wird.

S_{SOLT} und $E_{TRL} + \delta E_{TRL}$ sind über den *de-embedding*-Prozess mit der realen Messgröße S_{DUT} verbunden. Im Bereich der gemessenen Werte kann dieser Prozess linearisiert werden, so dass die Unsicherheit der Ausgangsgröße (δS_{DUT}) über eine Fehlerfortpflanzung abgeschätzt werden kann. Auf die mathematische Herleitung wird an dieser Stelle verzichtet. Sie wird ausgiebig in [131] beschrieben, während Grundlagen zu dieser Thematik in [132] zu finden sind.

Aus den fehlerbehafteten Streuparametern S_{DUT} lässt sich nun eine beliebige Ausgangsgröße ableiten. Im Fall eines Richtkopplers sind insbesondere die Anpassung S_{11} oder die Direktivität $D = S_{31}/S_{41}$ von Interesse.

Im Folgenden wird statt der Direktivität D ihre Inverse $H = inv(D) = S_{41}/S_{31}$ als Ausgangsgröße betrachtet. Im Idealfall geht H gegen Null. Kleine Abweichungen davon, sei es durch Herstellungstoleranzen oder durch Messunsicherheiten, lassen sich besser quantifizieren als Abweichungen von der im Idealfall unendlichen Direktivität. Somit wird die maximale, messbare Direktivität $D_{max} = 1/H_{min}$ eine Funktion der Kalibrierunsicherheit.

μ sei im Folgenden der Erwartungswert der Ausgangsgröße. Die kumulative Verteilungsfunktion $F(\|H\|)$ ist in Abbildung 6.4 für $\mu = 0$ und $\mu = H_{DUT}$ dargestellt. Es werden hier eine experimentell ermittelte Standardabweichung der Ausgangsfunktion von $\sigma_H = 2.22 \cdot 10^{-3}$ angenommen, sowie ein

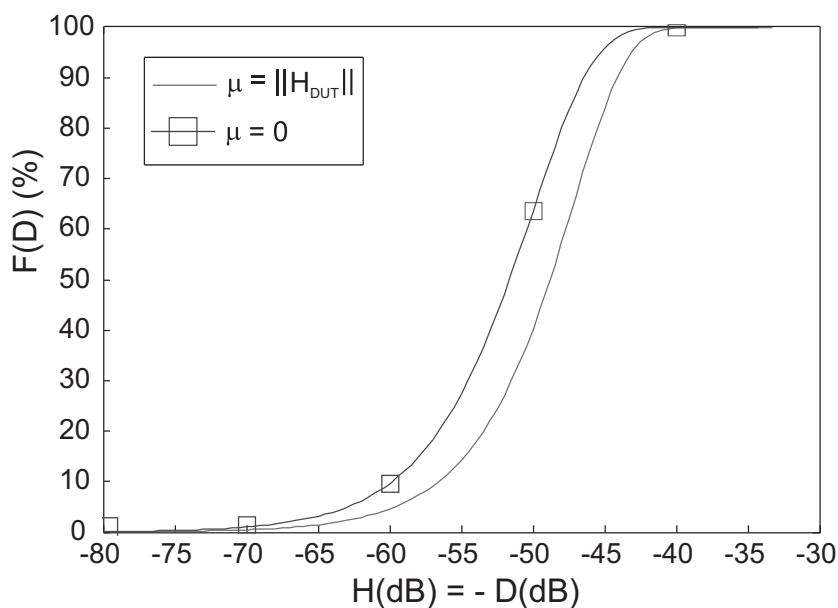


Abbildung 6.4: Die kumulative Verteilungsfunktion $F(\|H\|)$ für die zwei Erwartungswerte $\mu = \|H_{DUT}\| = 2.76 \cdot 10^{-3}$ und $\mu = 0$ mit $\sigma_H = 2.22 \cdot 10^{-3}$

Erwartungswert von $\mu = \|H\| = 2.76 \cdot 10^{-3}$. Die Kurve für $\mu = 0$ zeigt die Wahrscheinlichkeit mit der eine bestimmte Direktivität gemessen wird, wenn vermessene Koppler eine unendliche Direktivität hätten. So liegt auf Grund der hier ermittelten Kalibrierunsicherheiten die Wahrscheinlichkeit, dass eine Direktivität von $D > 55$ dB gemessen wird, bei $P < 30$ %.

Für eine bestimmte Wahrscheinlichkeit (Vertrauenslevel) P , kann die messbare untere Grenzen H_{uG} numerisch bestimmt werden, so dass gilt $F(\|H\| \leq \|H_{uG}\|) = P$. Die zu den Wahrscheinlichkeiten $P = 0.5\%$ and $P = 99.5\%$ gehörenden Direktivitäten, können als Supremum D_{sup} und Infimum D_{inf} betrachtet werden.

6.2.1 Experimente

Zur Überprüfung der Mess- und Kalibrierengenauigkeit wird der im vorangegangenen Kapitel 6.1.2 beschriebene 15 dB-Referenzkoppler mehrfach vermessen.

Die nachfolgend beschriebene Messprozedur wird angewendet: Es werden drei *Multiline-TRL* Kalibrierungen durchgeführt. Hierfür werden je eine Reflexions- und Durchgangsleitung sowie sechs weitere, verschieden lange Leitungen vermessen. Sämtliche Standards werden stets zwei mal gemessen, wobei die Struktur zwischen den Messungen aus der Messvorrichtung herausgenommen wird, um 180° in horizontaler Ebene gedreht und mit den jeweils anderen Leitungsenden eingespannt wird. Nach jeder Kalibrierung werden zwei Koppler-Messungen durchgeführt, wobei der Koppler zwischen den Messungen stets aus der Messvorrichtung aus- und wieder neu eingespannt wird.

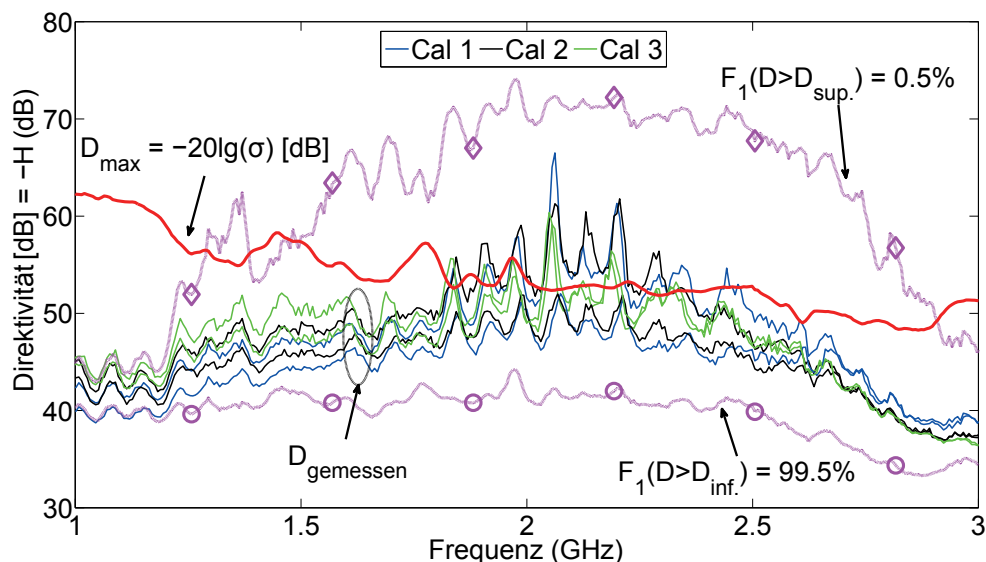


Abbildung 6.5: Direktivitätsmessungen eines 15 dB-Kopplers mit drei verschiedenen Kalibrierungen; gestrichelte rosa Linie: Vertrauensintervall mit $[D_{inf}, D_{sup}]$ gegeben; rote Linie: maximal messbare Direktivität D_{max} eingezeichnet, sowie die aus den Messungen ermittelte Standardabweichung σ_D .

Die gemessenen Direktivitäten sind in Abbildung 6.5 dargestellt. Auf Grund der logarithmischen Skalierung weichen die Werte für große Direktivitäten ($D > 50$ dB im Bereich $f = 2$ GHz) um bis zu 15 dB von einander ab. Die minimale Direktivität K_{\min} wird bei allen Messungen im oberen Frequenzbereich begrenzt. So sinken für $f > 2.75$ GHz die Direktivitäten bei sämtlichen Messungen auf unter 40 dB ab. Die Abweichungen der Direktivitäten voneinander betragen in diesem Bereich, auch bei unterschiedlicher Kalibrierung, weniger als 3 dB. Über den gesamten Frequenzbereich weichen die zwei mit der selben Kalibrierung gemessenen Direktivitäten nur geringfügig voneinander ab. Sämtliche Direktivitäten befinden sich innerhalb des 99 %igen Vertrauensintervall $[D_{\text{inf}}, D_{\text{sup}}]$.

6.3 Fazit

Material- und Herstellungstoleranzen begrenzen in der Praxis die erzielbare Direktivität von Richtkopplern. Ihr Einfluss wurde in diesem Kapitel anhand kompensierter, verlustbehafteter Richtkoppler, bestehend aus verkoppelten Leitungen und Kompensationsnetzwerk, untersucht. Die vom Hersteller angegebenen Materialtoleranzen verringern die Direktivität bei der Entwurfshäufigkeit von unendlich auf $D(f_0)_{\delta_{hs}=\pm 10\mu m} = 40$ dB bzw. $D(f_0)_{\delta_{\varepsilon}=\pm 0.05} = 45$ dB. Gleichzeitig wird die minimale Direktivität über 100% Bandbreite von $K_{\min}(\delta = 0) = 43$ dB (10 dB-Koppler) bzw. $K_{\min}(\delta = 0) = 52$ dB auf 37 – 40 dB herabgesetzt.

Diese Art von Toleranzen können durch einen gezielten Neuentwurf der Schaltung korrigiert werden. Toleranzen im Ätzprozess bei der Herstellung der Schaltung sind stochastischer Natur und können nicht korrigiert werden. Die im Rahmen dieser Arbeit ermittelte Standardabweichung beim Ätzprozess beträgt $\delta_{\text{strukt}} = \pm 8 \mu m$. Sie begrenzt ihrerseits die Direktivität auf $D(f_0) = 32$ dB (10 dB-Koppler) bzw. $D(f_0) = 39$ dB (15 dB-Koppler) und verringert die minimale Direktivität auf $K_{\min} = 30$ dB (10 dB-Koppler) bzw. $K_{\min} = 38$ dB (15 dB-Koppler). Der in dieser Arbeit entworfene und mehrfach hergestellte 15 dB-Koppler wies bis zu $K_{\min} = 38$ dB auf. Im Mittel lagen die gemessenen minimalen Direktivitäten jedoch bei ungefähr 30 dB.

Redundante Kalibrierverfahren ermöglichen die Abschätzung der Messgenauigkeit. Die mittels Fehlerfortpflanzung ermittelte Standardabweichung σ_H von H , der Inversen der Direktivität, ermöglicht die Ermittlung von Vertrauensintervallen der Messergebnisse. Ihr Kehrwert σ_D , die Standardabweichung der Direktivität, kann letztendlich als die größte messbare Direktivität betrachtet werden. Im theoretischen Fall eines idealen Richtkopplers gibt σ_D die im Mittel gemessene Direktivität an. Bei den durchgeführten Messungen ergibt sich so eine größte messbare Direktivität von $D_{\text{max}}(f_0) = 52$ dB sowie $K_{\min} = D_{\text{max}}(1.5f_0) = 48$ dB. Messtechnisch ließen sich somit größere Direktivitäten zuverlässig nachweisen als toleranzbedingt realisierbar.

Den größten Einfluss haben somit die Herstellungstoleranzen, insbesondere die Variationen der Struktur.

7 Zusammenfassung und Ausblick

Richtkoppler aus verkoppelten Leitungen, sogenannte Leitungskoppler, stellen ein wichtige Bauteile der Hochfrequenztechnik dar. Sie werden nicht nur in Messsystemen zur Trennung von hin- und rücklaufenden Wellen eingesetzt, sondern finden auch Einsatz in Filtern, *Marchand Baluns* und Anpassnetzwerken, um nur einige zu nennen. Die Eigenwellen des sich in einem inhomogenen Medium befindenden Leitungskopplers, wie es z.B. bei der Mikrostreifentechnik der Fall ist, wechselwirken zu unterschiedlich großen Anteilen mit den sie umgebenden Medien. Als Folge dessen breiten sich die Eigenwellen mit ungleichen Phasengeschwindigkeiten aus, was die Eigenschaften von Leitungskopplern erheblich beeinträchtigt. Es führt zu endlicher Direktivität und Anpassung bei Richtkopplern, parasitären Durchlassbereichen bei Filtern, sowie unbalancierten Ausgangssignalen bei *Marchand Baluns*.

Die Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten in verkoppelten Leitungen ist das vorrangige Thema dieser Arbeit. Wissenschaftlich wird dieses Thema bereits seit den 1970er Jahren eingehend untersucht. So findet sich in der Literatur eine Vielzahl unterschiedlicher Lösungsansätze, die sich nicht nur in ihren Kompensationseigenschaften sondern auch in ihrer physikalischen Herangehensweise und Synthese voneinander unterscheiden. Eine mögliche Klassifizierung dieser Methoden ist die Unterscheidung zwischen interner und externer Kompensation. Während Erstere anstrebt, die Eigenwellen direkt, d.h. noch im Bereich der verkoppelten Leitung zu beeinflussen, zielt die externe Kompensation darauf ab, die ungleichen Phasengeschwindigkeiten durch geeignete externe Beschaltung zu korrigieren.

Mit Ausnahme der (externen) kapazitiven sowie der (internen) *wiggly-line* Methode, kompensieren die bekannten Verfahren die ungleichen Phasengeschwindigkeiten nur über ein schmales Frequenzband. Die zwei erwähnten "breitbandigen" Methoden sind hingegen *per se* breitbandig, was jedoch weder explizites Ziel der Synthese noch Gegenstand der Untersuchung war.

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Kompensationsmethode zu erarbeiten, die zum einen bei der Entwurfsfrequenz (z.B. die Mittenfrequenz des Kopplers) für beliebige Rahmenbedingungen (d.h. beliebige Inhomogenitäten und Koppelstärken) eine ideale Lösung bietet, und zum anderen den Koppler über eine möglichst große Frequenzbandbreite kompensiert.

Nach einer kurze Einführung in die Thematik wird ein Verfahren zum Beschreiben und Analysieren von Netzwerken vorgestellt: Die Methode der effektiven Wellenparameter. Sie entspricht der

klassischen *Image Parameter* Methode, welche in den ersten Jahrzehnten des 20. Jahrhunderts für die Entwicklung von Filtern verwendet wurde. Aufgrund des Erscheinens genauerer Synthesemethoden für Filter verlor die *Image Parameter Theory* jedoch in der Literatur an Bedeutung. Für die Zwecke dieser Arbeit erweist sie sich jedoch als äußerst hilfreich. Dieser Methode liegt die Frage zugrunde, wie ein äquivalenter Wellenleiter bezüglich seiner komplexen Wellenparameter, dem Wellenwiderstand und dem Wellenübertragungsmaß, beschaffen sein muss, um die gleichen elektrischen Eigenschaften zu besitzen wie ein betrachtetes Zweitor. Gegenüber der Methode der Eigenreflexionen, welche in dieser Arbeit ebenfalls erläutert wird, bieten die effektiven Wellenparameter zwei distinkte Vorteile:

1. Die effektiven Wellenparameter können über der Frequenz betrachtet werden und bieten sich somit für Untersuchungen an, bei denen es auf das Frequenzverhalten ankommt. Die Eigenreflexionen werden üblicherweise nur bei der Entwurfsfrequenz in einem polaren Koordinatensystem dargestellt. Eine frequenzabhängige Darstellung ist zwar prinzipiell möglich, in einem polaren Koordinatensystem jedoch nicht übersichtlich.
2. Im Gegensatz zu den Eigenreflexionen sind die entsprechenden effektiven Wellenparameter anschaulicher. So lässt sich direkt erkennen ob die betrachtete Struktur zu hoch- oder zu niederohmig ist und ob ihre elektrische Länge dem gewünschten Wert entspricht.

Das Verfahren wird in der gesamten Arbeit für die Synthese und Analyse sowohl von kompensierten Kopplern, als auch von einzelnen Kompensationsstrukturen verwendet. Im Fall von symmetrischen Richtkopplern wird es separat für Gleich- und Gegentaktwelle angewendet. Des Weiteren ist es sehr hilfreich bei der Analyse von gemessenen Kopplern, da die ermittelten Abweichungen der gemessenen effektiven Wellenparameter von den simulierten direkt Hinweise für einen Neuentwurf der Schaltung geben.

Eine kapazitive Kompensationsmethode wird im dritten Kapitel vorgestellt. Im Gegensatz zu den aus der Literatur bekannten Ansätzen werden Anzahl und Position der Kapazitäten gezielt variiert, wodurch die Bandbreite der Kompensation verbessert werden kann. Mit der Methode der effektiven Wellenparameter wird gezeigt, dass die Dispersion des kompensierten Kopplers über die Anzahl und Position der Kapazitäten deutlich verringert werden kann. Analytische Formeln zur Berechnung der Kapazitäten und Wellenwiderstände in Abhängigkeit vom Koppelfaktor, von der Inhomogenität sowie der Frequenz werden hergeleitet. Hierbei wird, im Gegensatz zu den aus der Literatur bekannten Verfahren, die parasitäre Gleichtaktkapazität konsequent berücksichtigt. Messergebnisse zeigen im Vergleich zu in der Literatur publizierten Ergebnissen sehr hohe Direktivitäten über einer Bandbreite von 100%. Dennoch stützen sie die Untersuchungen nur teilweise: Während bei einer Kompensation mittels drei bzw. sechzehn Kapazitäten die über einer Bandbreite von 100 % gemessenen minimalen Direktivitäten mit $D \geq 35$ dB bzw. $D \geq 40$ dB deutlich unterhalb der simulierten Ergebnisse liegen

($D_{\text{sim}} \geq 46$ dB bzw. $D_{\text{sim}} \geq 75$ dB), so sind sie für den Fall von zwei an den Enden platzierten Kapazitäten sogar besser ($D \geq 27$ dB) als per Simulation vorhergesagt ($D_{\text{sim}} \geq 5$ dB).

Die Gründe für diese Diskrepanzen werden in den nachfolgenden Kapiteln systematisch erörtert. Als eine der Ursachen ist die unzureichende Modellierung der Kapazitäten zu nennen. Diese werden, wie in Mikrostreifentechnik üblich, als interdigitale Struktur realisiert. Der Ausdehnung dieser Strukturen in Flussrichtung der Eigenwellen wird in der Synthese mit konzentrierten Kapazitäten jedoch nicht Rechnung getragen. Elektrisch kann solch eine Ausdehnung mit Netzwerken höherer Ordnung beschrieben werden, die mindestens eine Komponente in longitudinaler Richtung aufweisen.

Dieser Erkenntnis Rechnung tragend, wird im vierten Kapitel die Kompensation mittels generischer Kompensationsnetzwerke betrachtet. So wird untersucht, welche Arten von Netzwerken sich prinzipiell zur Kompensation von Richtkopplern eignen. Anschließend wird ein Syntheseverfahren für solch ein Viertornetzwerk aus konzentrierten Elementen erläutert. Die Herleitung der Netzwerkkomponenten führt zu einem überbestimmten Lösungsraum, von dem eine Teilmenge physikalisch realisierbar ist. Auf den Entwurf solcher Netzwerke in Mikrostreifentechnik wird ausführlich eingegangen.

Die bisherigen Untersuchungen gehen von idealisierten Bedingungen aus. So werden sowohl die verkoppelten Leitungen als auch die Netzwerke bzw. Kapazitäten als verlustfrei, frequenzunabhängig und doppelt symmetrisch betrachtet. Auf Grund der Inhomogenität des Mikrostreifenmediums besitzen die ausbreitungsfähigen Moden der Mikrostreifenleitung quasi-TEM Charakter. Sowohl ihre Ausbreitungskonstante als auch ihr Wellenwiderstand sind daher dispersiv, was einen direkten Einfluss auf die erreichbare Direktivität über 100 % Bandbreite hat. Ihre dispersionsbedingte obere Grenze kann in den betrachteten Beispielen mit $D = 60 - 70$ dB beziffert werden.

Das fünfte Kapitel widmet sich dem Einfluss von Verlusten auf die Eigenschaften von Richtkopplern. Während im verlustlosen Fall Isolation und Anpassung bekanntermaßen stets gemeinsam auftreten, unterscheiden sich im verlustbehafteten Fall die Bedingungen für Anpassung und Isolation. Nur unter bestimmten Voraussetzungen können hier gleichzeitig Anpassung und Isolation erzielt werden. Aufgrund der Verluste einerseits und den dispersiven Eigenschaften der Wellenparameter von Zuleitung (Referenzleitung) und verkoppelter Leitung andererseits, ändern sich auch die Bedingungen für Anpassung bzw. Isolation mit der Frequenz. Da die Verluste und Dispersionen der Eigenwellen der verkoppelten Leitung sowie der Zuleitung (und des Kompensationsnetzwerks) unterschiedlich sind, kann die Bedingung für Isolation bzw. Anpassung nur für eine Frequenz erfüllt werden. Die Quadratureigenschaft des Kopplers ändert sich mit seinen Phasenwinkeln und Ausbreitungsverlusten. So ändert sich die Phasenverschiebung der Ausgänge für den Fall von Ausbreitungsverlusten linear mit der Frequenz. Quadratur lässt sich somit nur bei einer Frequenz einstellen. Ihre verlust-



bedingte obere Grenze der Direktivität über 100% Bandbreite wird, je nach verwendetem Substrat, mit $K_{\min} = 43 - 53$ dB quantifiziert. In diesem Zusammenhang wurden Richtkoppler verschiedener Koppelstärke auf unterschiedlich verlustbehafteten Substraten hergestellt und vermessen. Hierbei wurden minimale Direktivitäten von $K_{\min} = 35 - 38$ dB nachgewiesen.

Das 6. Kapitel behandelt weitere, die Eigenschaften von Richtkopplern beeinflussende Faktoren. Der Einfluss von Herstellungstoleranzen wird sowohl für systematische (korrigierbare) Toleranzen, wie abweichende Substratpermittivitäten oder Substrathöhen, als auch für stochastische Toleranzen, wie die Unterätzung der Leiterstrukturen, untersucht. Letztere hat den größten Einfluss. Sie begrenzt die minimale Direktivität auf $K_{\min} = 30 - 38$ dB. Abschließend wird die Frage beleuchtet, in welcher Größenordnung Direktivitäten prinzipiell messbar sind und wie groß der Vertrauensbereich gemessener Direktivitäten ist. So zeigt sich, dass die durch Unsicherheiten im Kalibrierverfahren begrenzte, messbare Direktivität im Bereich von 50 dB liegt.

Wenngleich Richtkoppler mit zu den ältesten Bauelementen der Hochfrequenztechnik zählen, so sind sie doch weiterhin Gegenstand aktueller Forschung. Da eine möglichst große Direktivität in vielen Anwendungsfällen erwünscht ist, bleibt auch der hier behandelte Themenbereich der Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten in verkoppelten Leitungen für die Forschung sehr interessant.

Aus der vorliegenden Arbeit ergeben sich einige Ansatzpunkte für zukünftige Untersuchungen. Da wäre zum einen die Asymmetrie der verwendeten Netzwerke. Hier wäre es von Interesse, den Einfluss der dieser Asymmetrie geschuldeten Modenverkopplung eingehend zu erörtern. Hier stehen nicht nur Fragen im Raum, wie man diesen Einfluss minimieren kann, sondern auch wie man ihn eventuell gezielt nutzen kann. Die Kompensation asymmetrischer verkoppelter Leitungen benötigt asymmetrische Kompensationsnetzwerke. Zu diesem Zweck könnte die in dieser Arbeit vorgestellte Synthese auf die π - und c - Mode des asymmetrischen Falls erweitert werden.

Wie in dieser Arbeit gezeigt wurde, ist der derzeitige limitierende Faktor für die Realisierung von noch größeren Direktivitäten die Toleranz des Herstellungsprozess. Um breitbandige Direktivitäten von $K_{\min} > 40$ dB reproduzierbar in Mikrostreifentechnik zu realisieren, gilt es somit, die bestehenden Herstellungstoleranzen zu minimieren.



Formelzeichen

An dieser Stelle wird eine tabellarische Übersicht der verwendeten Formelzeichen gegeben. Sie sind den Kapiteln ihrer Einführung nach geordnet.

Kapitel 1

a_p	Hineinlaufende Welle am Tor p
b_p	Hinauslaufende Welle am Tor p
S_{pm}	Streuparameter b_p/a_m der Tore p,m
I	Isolation
Γ	Komplexer Reflexionsfaktor
k	Koppelfaktor
T	Transmissionsfaktor
f	Frequenz
f_0	Entwurfsmfrequenz
λ_0	Wellenlänge bei der Entwurfsmfrequenz f_0
K_{\min}	Minimale Direktivität über einer Bandbreite von 100 %

Kapitel 2 :

Z_{ref}	Referenz- bzw. Bezugswiderstand
ε_i	relative Permittivität der Mode i
$Z_{\text{VL},i}$	Wellenwiderstand der verkoppelten Leitung für Mode i
γ_i	Ausbreitungskonstante der Mode i
α_i	Dämpfungskonstante der Mode i
β_i	Phasenkonstante der Mode i
$\phi_{\text{VL},i}$	Normale elektrische Länge der verkoppelten Leitung für Mode i
Z_K	Kopplerimpedanz
ρ	Maß der Inhomogenität
D	Direktivität
$r_{i,p}$	Eigenreflexion der Mode i mit Abschluss p an der vertikalen Symmetrieebene
$Z_{1,1}$	Effektiver Eingangswellenwiderstand
$Z_{1,2}$	Effektiver Ausgangswellenwiderstand



7 Zusammenfassung und Ausblick

ϕ_I	Effektives Phasensmaß
\mathbf{E}_{SOLT}	Streumatrix der Fehlerterme der <i>SOLT</i> -Kalibrierung (Fehlermatrix)
\mathbf{S}_{RAW}	Streumatrix der unkalibrierten Schaltung
\mathbf{S}_{SOLT}	Streumatrix nach <i>SOLT</i> -Kalibrierung
$T_{\text{Ref,SOLT}}$	Referenzebene nach <i>SOLT</i> -Kalibrierung
\mathbf{E}_{TRL}	Streumatrix der Fehlerterme der <i>TRL</i> -Kalibrierung (Fehlermatrix)
$T_{\text{Ref,TRL}}$	Referenzebene nach <i>TRL</i> -Kalibrierung
\mathbf{S}_{DUT}	Streumatrix des zu messenden Objekts (<i>DUT</i>)

Kapitel 3 :

$C_{q,i}$	Kapazität der Mode i an der Position q der verkoppelten Leitung
κ_p	Relative Teillänge des Abschnitts p bezogen auf die Hälfte der Gesamtlänge
B_i	Suszeptanz der Mode i
ζ_i	Hilfsvariable der Mode i
K_{min}	minimale Direktivität über einer Bandbreite von 100%
$Z_{\text{VL,K}}$	Kopplerimpedanz der verkoppelten Leitung
Z_{K}	Kopplerimpedanz

Kapitel 4 :

$Z_{\text{NW},i}$	Effektiver Wellenwiderstand des Netzwerkes für Mode i
$Z_{\text{GS},i}$	Effektiver Wellenwiderstand der Gesamtstruktur für Mode i
$Z_{\text{NW,K}}$	Effektive Kopplerimpedanz des Netzwerkes
$Z_{\text{GS,K}}$	Effektive Kopplerimpedanz der Gesamtstruktur
$\phi_{\text{GS},i}$	Effektive elektrische Länge der Gesamtstruktur für die Mode i
$\phi_{\text{NW},i}$	Effektive elektrische Länge des Netzwerkes für die Mode i
D_z	Dispersionsfaktor des Wellenwiderstands
D_ϕ	Dispersionsfaktor der elektrischen Länge
$\phi_{\text{NW},i}$	Effektive komplexe elektrische Länge des Netzwerkes für die Mode i
$\xi_{\text{NW},i}$	Effektive Verlustlänge des Netzwerkes für die Mode i

Kapitel 5 :

$\Phi_{\text{GS},i}$	Effektive komplexe elektrische Länge der Gesamtstruktur für die Mode i
$\angle Z_i$	Phasenwinkel der Mode i
$\angle Z_{\text{ref}}$	Phasenwinkel der Referenzimpedanz
$\angle z_i$	relativer Phasenwinkel der Mode i
$\sum \angle z_{\text{GS}}$	Fehlanpassung der relativen Phasenwinkel
$\Delta \xi_{\text{GS}}$	Fehlanpassung der Ausbreitungsverluste



Literaturverzeichnis

- [1] H. Affel: *High-Frequency Signaling System*, 1927. US Patent 1,615,896.
- [2] S. B. Cohn, R. Levy: *History of Microwave Passive Components with Particular Attention to Directional Couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **32** (September 1984) 9, 1046–1054.
- [3] R. Schwartz: *Bibliography on Directional Couplers*. IRE Trans. Microwave Theory Tech. **3** (März 1954), 58–63.
- [4] R. Schwartz: *Addenda to „Bibliography on Directional Couplers“*. IRE Trans. Microwave Theory Tech. **4** (April 1955), 42–43.
- [5] R. Levy: *Directional couplers*. In: *Advances in Microwave Engineering*, hrsg. von L. Young, Bd. 1, 115–209
- [6] T. Rozzi, A. Morini: *Directional Couplers*. In: *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, hrsg. von Kai Chang, Bd. 2, 1076–1085. John Wiley and Sons, Inc., Hoboken, New Jersey 2005.
- [7] H. Bethe: *Theory of side windows in waveguides*. Mass. Inst. Technol. Radiation Lab, Report **43** (1943) 27.
- [8] H. Bethe: *Theory of diffraction by small holes*. Phys. Rev. **66** (1944) 7-8, 163–182.
- [9] H. Riblet, T. Saad: *A new type of waveguide directional coupler*. Proceedings of the IRE **36** (Januar 1948), 61–64.
- [10] W. Mumford: *Directional Couplers*. Proceedings of the IRE **35** (Februar 1947), 160–166.
- [11] H. Riblet: *A Mathematical Theory of Directional Couplers*. Proceedings of the IRE **35** (November 1947), 1307–1313.
- [12] R. Kyhl: *Directional couplers*. In: *Techniques of Microwave Measurement*, hrsg. von C.G. Montgomery, Kap. 14, 854–896. New York, NY: McGraw-Hill 1947.



- [13] J. Reed, G. Wheeler: *A method of analysis of symmetrical four port networks*. IRE Trans. Microwave Theory and Techn. **4** (Oktober 1956), 246–252.
- [14] R. Levy, L. Lind: *Synthesis of symmetrical branch-guide directional couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **16** (Februar 1968) 2, 80–89.
- [15] P. Lomer, J. Crompton: *A new form of hybrid junction for microwave frequencies*. Proc. Inst. Elec. Eng. **104** (Mai 1957) 15, 261–264.
- [16] R. Levy: *A guide to the practical application of Chebychev functions to the design of microwave components*. Proc. Inst. Elec. Eng. **106** (Mai 1959) 10, 193–199.
- [17] K. Patterson: *A method for accurate design of broadband multi-branch waveguide coupler*. IRE Trans. Microwave Theory and Techn. **7** (Oktober 1959) 4, 466–473.
- [18] A. Podell: *Some magic tees with 2 to 3 octaves bandwidth*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1969, 317–319.
- [19] G. P. Riblet: *A Directional Coupler with Very Flat Coupling*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **26** (Februar 1978) 2, 70–74.
- [20] B. Mayer, R. Knöchel: *Branchline-Couplers with improved Design Flexibility and Broad Bandwidth*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1990, 391–394.
- [21] J. Carson, R. Hoyt: *Propagation of periodic waves over a system of parallel wires*. The Bell System Technical Journal **9** (Juli 1927) 3, 495–545.
- [22] B. Oliver: *Directional Electromagnetic Couplers*. Proceedings of the IRE **42** (November 1954), 1686–1692.
- [23] S. Miller: *Coupled wave theory and waveguide applications*. The Bell System Technical Journal **33** (1954), 661–719.
- [24] J. Cook: *Tapered velocity couplers*. The Bell System Technical Journal **34** (1955), 807–822.
- [25] A. Fox: *Wave coupling by warped normal modes*. The Bell System Technical Journal **34** (1955), 823–852.
- [26] H. J. von Baeyer, R. Knechtli: *Über die Behandlung von Mehrleitersystemen mit transversal elektromagnetischen Wellen bei hohen Frequenzen*. Zeit. für Angew. Math. und Phys **3** (Juli 1952) 4, 271–286.
- [27] W. Firestone: *Analysis of transmission line directional couplers*. Proceedings of the IRE **42** (Oktober 1954), 1529–1538.

- [28] R. Knechtli: *Further Analysis of Transmission-Line Directional Coupler*. Proceedings of the IRE **3** (Juli 1955), 867–869.
- [29] E. Cristal, L. Young: *Theory and tables of optimum symmetrical TEM-Mode coupled transmission-line directional couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **13** (September 1965) 5, 544–558.
- [30] R. Levy: *General Synthesis of Asymmetric Multi-element Coupled-Transmission-Line Directional Couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **11** (Juli 1963) 7, 226–237.
- [31] R. Levy: *Tables for Asymmetric Multi-Element Coupled Transmission-Line Directional Couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **12** (Mai 1964) 5, 275–279.
- [32] C. Tresselt: *The Design and Construction of Broadband, High-Directivity, 90-Degree Couplers Using Nonuniform Line Techniques*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **14** (Dezember 1966) 12, 647–656.
- [33] S. Uysal, H. Aghvami: *Synthesis, design, and construction of ultrawide-band nonuniform quadrature directional couplers in inhomogeneous media*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. (1989), 969–976.
- [34] W. Burkhardtmaier, W. Buschbeck: *Gekoppelte Leitungen mit gleicher und verschiedener Phasengeschwindigkeit der Gleich- und Gegentaktwelle*. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) **16** (1962) 4, 192–197.
- [35] H. Brenner: *Perturbations of the critical parameters of quarter-wave-directional couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **15** (Juni 1967) 6, 384–385.
- [36] H. Brenner: *$\lambda/4$ -Richtkoppler in inhomogenem Medium mit Abweichung der Gleich- und Gegentaktparameter vom Idealwert*. Frequenz **26** (Juni 1972) 6, 156–165.
- [37] R. R. Weirather: *A Small MIC Coupler with Good Directivity*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **22** (Januar 1974) 1, 70–71.
- [38] Y. S. Lee: *Mode Compensation Applied to Parallel-Coupled Microstrip Directional Filter Design*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **22** (Januar 1974) 1, 66–69.
- [39] B. Sheleg, B. Spielman: *Broad-Band Directional Couplers Using Microstrip with Dielectric Overlays*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **22** (Dezember 1974) 12, 1216–1220.
- [40] C.-S. Kim, S.-W. Lee, P.-Y. Lee, H.-S. Kim, J.-S. Park, D. Ahn: *Design of Re-entrant Mode Microstrip Directional Coupler for High Directivity Performance*. In: Asia-Pacific Microwave Conf. Dig., 2000, 1286–1289.



- [41] M. Velázquez, J. Martel, F. Medina: *Parallel Coupled Microstrip Filters with Ground-Plane Aperture for Spurious Band Suppression and Enhanced Coupling*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **52** (März 2004) 3, 1082–1086.
- [42] S. March: *Phase Velocity Compensation in Parallel-Coupled Microstrip*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1982, 581–584.
- [43] J.-T. Kuo, M. Jiang, H.-J. Chang: *Design of Parallel-Coupled Microstrip Filters with Suppression of Spurious Resonances Using Substrate Suspension*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **52** (Januar 2004) 1, 83–89.
- [44] N. Alexopoulos, C. Krowne: *Characteristics of Single and Coupled Micro-strips on Anisotropic Substrates*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **26** (Juni 1978) 6, 387–393.
- [45] M. Kobayashi, R. Terakado: *Method for Equalizing Phase Velocities of Coupled Microstrip Lines by Using Anisotropic Substrate*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **28** (Juli 1980) 7, 719–722.
- [46] A. Podell: *A High Directivity Microstrip Coupler Technique*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1970, 33–36.
- [47] F. de Ronde: *Recent Developments in Broadband Directional Couplers on Micro-strip*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1972, 215–217.
- [48] T. Sugiura: *Analysis of Distributed-Lumped Strip Transmission Lines*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **25** (August 1977) 8, 656–661.
- [49] S. Rehnmark: *High Directivity CTL-Couplers and a New Technique for the Measurement of CTL-Coupler Parameters*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **25** (Dezember 1977) 12, 1116–1121.
- [50] J. Müller, C. Friesicke, A. F. Jacob: *Stepped Impedance Microstrip Couplers with Improved Directivity*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2009, 621–624.
- [51] S. Lee, Y. Lee: *A Design Method for Microstrip Directional Couplers Loaded With Shunt Inductors for Directivity Enhancement*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **58** (April 2010) 4, 994–1002.
- [52] G. Schaller: *Directivity Improvement of Microstrip $\lambda/4$ -Directional Couplers*. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) **26** (November 1972) 11, 508–509.
- [53] G. Schaller: *Optimization of Microstrip Directional Couplers with Lumped Capacitors*. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ) **31** (Juli 1977) 7/8, 301–307.

- [54] C. Kajfez: *Raise Coupler Directivity with Lumped Compensation*. *Microwaves* **27** (März 1978) 3, 64–70.
- [55] M. Dydyk: *Microstrip Directional Couplers with Ideal Performance via Single-Element Compensation*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **47** (Juni 1999) 6, 956–964.
- [56] C. Montgomery, R. Dicke, E. Purcell: *Principles of microwave circuits*. New York: McGraw-Hill 1948.
- [57] I. Ohta, T. Kawai, T. Fujii, Y. Kokubo: *Directivity Improvement of Microstrip Coupled Line Couplers Based on Equivalent Admittance Approach*. In: *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2003, 43–46.
- [58] H. Mextorf, R. Knöchel: *The intrinsic impedance and its application to backward and forward coupled-line couplers*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **62** (Februar 2014) 2, 224–233.
- [59] R. Phromlounsri, M. Chongcheawchamnan: *A High Directivity Coupler Design Using an Inductive Compensation Technique*. In: *Asia-Pacific Microwave Conf. Dig.*, 2005, 2840–2843.
- [60] R. Phromlounsri, M. Chongcheawchamnan, I. Robertson: *Inductively Compensated Parallel Coupled Microstrip Lines and Their Applications*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **54** (November 2006) 9, 3571–3582.
- [61] J. Müller, A. F. Jacob: *Complex Compensation of Coupled Line Structures in Inhomogeneous Media*. In: *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2008, 1007–1010.
- [62] J. Chen, S. Chang, C. Wu: *A High-Directivity Microstrip Directional Coupler with Feedback Compensation*. In: *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 2002, 101–104.
- [63] S. Chang, J. Chen, Y. Jeng, C. Wu: *New High-Directivity Coupler Design with Coupled Spur-lines*. *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.* **52** (März 2004) 3, 65–67.
- [64] H. G. Unger: *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*. Heidelberg: Hüthig Buch Verlag 4. Aufl., 1996.
- [65] E. Jones, J. Bolljahn: *Coupled-Strip-Transmission-Line Filters and Directional Couplers*. *IRE Trans. Microwave Theory and Techn.* **4** (April 1956), 75–81.
- [66] H. Mizljno, C. J. Verver, R. J. Douville, M. G. Stubbs: *Propagation in Broadside-Coupled Suspended-Substrate Stripline in E-Plane*. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* **33** (Oktober 1985) 10, 946–950.



- [67] B. Climer: *Analysis of suspended microstrip taper baluns*. IET Microw. Antennas Propag. **135** (April 1988) 2, 65–69.
- [68] J. Müller: Entwicklung eines breitbandigen LTCC-Sternmischers für Satellitenkommunikation im K-Band. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2005.
- [69] T. Baras, J. Müller, A. F. Jacob: *K-Band LTCC Star Mixer with Broadband IF Output Network*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **55** (Dezember 2007) 12, 2766–2772.
- [70] D. M. Pozar: Microwave Engineering. New York: John Wiley & Sons, Inc 1998.
- [71] O. J. Zobel: *Theory and Design of Uniform and Composite Electric Wave-filters*. The Bell System Technical Journal **2** (Januar 1923) 1, 1–46.
- [72] W. Mason: *A Study of the regular Combination of Acoustic Elements, with Applications to Recurrent Acoustic Filters, Tapered Acoustic Filters, and Horns*. The Bell System Technical Journal **6** (April 1927) 2, 258–294.
- [73] S. Darlington: *Synthesis of reactance 4-poles which produce prescribed insertion loss characteristics*. J. Math. Phys. **30** (1939) 9, 257–353.
- [74] G. Matthaei, L. Young, E. Jones: Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures. Nordwood, MA.: Artech House, Inc. 1980.
- [75] J. Müller, A. F. Jacob: *Advanced Characterization and Design of Compensated High Directivity Quadrature coupler*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2010, 724–727.
- [76] H. Packard : *Automating the HP 8410B Microwave Network Analyzer*. Hewlett Packard Application Note 221a (Juni 1980).
- [77] G. F. Engen, C. A. Hoer: *Thru-Reflect-Line: An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **27** (Dezember 1979) 12, 987–993.
- [78] M. Hiebel: Fundamentals of Vector Network Analysis. Rohde & Schwarz 2008.
- [79] Rohde&Schwarz: *R&S ZV-Z52 Calibration Unit*. www.rohde-schwarz.de/product/, 2013.
- [80] C. Ziegler: 4-Port Network Analyzer and On-Wafer-Measurement to determine the modal S-Parameters up to 50 GHz. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2003.
- [81] D. F. Williams, J. C. M. Wang, U. Arz: *An Optimal Multiline TRL Calibration Algorithm*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Bd. 3, 2003, 1819 – 1822.

- [82] D. F. Williams, J. C. M. Wang, U. Arz: *An Optimal Vector-Network-Analyzer Calibration Algorithm*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **51** (Dezember 1998) 12, 88–90.
- [83] D. F. Williams, J. C. M. Wang, U. Arz: *StatistiCAL™ VNA Calibration Software Package*. www.home.agilent.com, 2010.
- [84] J. Müller, M. N. Pham, A. F. Jacob: *Directional Coupler Compensation with Optimally Positioned Capacitances*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **59** (November 2011) 11, 2824–2832.
- [85] M. Dydyk: *Accurate Design of Microstrip Directional Couplers with Capacitive Compensation*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 1990, 581–584.
- [86] M. Hrobak, M. Sterns, E. Seler, M. Schramm, L.-P. Schmidt: *Design and Construction of an Ultrawideband Backward Wave Directional Coupler*. IET Microw. Antennas Propag. **6** (September 2012) 9, 1048–1055.
- [87] J. Müller, M. N. Pham, A. F. Jacob: *Directivity Tuning of Microstrip Couplers*. In: Proc. 7th German Microwave Conf., 2011, 4 Seiten.
- [88] M. Höft, A. Kronberger, O. Bartz: *Tunable Bandpass Filters for Multi-Standard Applications*. In: Proc. 3th German Microwave Conf., 2008, 1–4.
- [89] H. Döring, K.-H. Gerrath, H. Heynisch, T. Motz, A. Müller, E. Pettenpaul, K.-H. Vöge, O. Zinke: *Oszillatoren*. In: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 2, hrsg. von Zinke and Brunswig, 331–424
- [90] Agilent Technologies: *Advanced Design System 2010*. www.home.agilent.com, 2010.
- [91] Tronser GmbH: *Mikrowellen-Abstimmelemente*. <http://tronser.de/produkte/produkte-trimmer.html>, 2012.
- [92] Computer Simulation Technologies GmbH: *Microwave Studio, Version 2010*. www.cst.com, 2011.
- [93] G. Alley: *Interdigital Capacitors and Their Application to Lumped-Element Microwave Integrated Circuits*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **18** (Dezember 1970) 12, 1028–1033.
- [94] R. Esfandiari, D. W. Maki, M. Siracusa: *Design of Interdigitated Capacitors and Their Application to Gallium Arsenide Monolithic Filters*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **31** (Januar 1983) 1, 57–64.



- [95] T. Reuschel: Analysis of Quasi-Lumped Four-Port Components in Microstrip Technology. Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2010.
- [96] C.-S. Kim, J.-S. Lim, D.-J. Kim, D. Ahn: *A Design of Single and Multi-Section Microstrip Directional Coupler with the High Directivity*. In: IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Bd. 3, 2004, 1895 – 1898.
- [97] R. Garg, I. J. Bahl: *Characteristics of Coupled Microstriplines*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **27** (Juli 1979) 7, 700–705.
- [98] M. Kirschning, R. Jansen: *Accurate Wide-Range Design Equations for the Frequency-Dependent Characteristic of Parallel Coupled Microstrip Lines*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **32** (Januar 1984) 1, 83–90.
- [99] M. Kobayashi: *A Dispersion Formula Satisfying Recent Requirements in Microstrip CAD*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **36** (August 1988) 8, 1246–1250.
- [100] C. Friesicke: Design of Nonuniform Microstrip Directional Couplers with Improved Directivity. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2008.
- [101] Ansoft Corp.: *HFSS, Version 13*. www.ansoft.com, 2012.
- [102] N. Haase: Analysis of coupled microstrip step discontinuities. Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2009.
- [103] T. Jaschke: Untersuchungen von Übergängen verkoppelter auf einfache Mikrostreifenleitungen. Bachelorarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2010.
- [104] J. Müller, N. Haase, A. F. Jacob: *Closed-Form Description of Coupled Microstrip Line Step Discontinuities*. In: Proc. 6th German Microwave Conf., 2011, 4 Seiten.
- [105] J. Müller, M. N. Pham, A. F. Jacob: *A Four-Port Network Compensation Approach For Directional Couplers*. In: Proc. 41st European Microwave Conf., 2011, 277–280.
- [106] K. Wincza, S. Gruszczynski: *Miniaturized Quasi-Lumped Coupled-Line Single-Section and Multisection Directional Couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **58** (November 2010) 11, 2924–2931.
- [107] I. Bahl: Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Nordwood, MA.: Artech House, Inc. 2003.
- [108] American Technical Ceramics: *ATC Single Layer Capacitors (SLCs)*. www.atceramics.com/, 2012.

- [109] AVX Corporation: *RF/Microwave COG (NP0) Capacitors (RoHS)*. www.avx.com/, 2011.
- [110] Dielectric Lab, New York.: *High Q Multi-Layer Capacitors*. www.dielabs.com/, 2011.
- [111] R. Levy: *Derivation of Equivalent Circuits of Microwave Structures Using Numerical Techniques*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **47** (September 1999) 9, 168–169.
- [112] R. Mittra, A. Sunitiv, M. S. Hussain, J. Ma: *A systematic approach for extracting lumped circuit parameters of microstrip discontinuities from their S-parameter characteristics*. Int. J. Numer. Model. **15** (Januar/Februar 2002) 1, 59–72.
- [113] J. C. Rautio: *A De-Embedding Algorithm for Electromagnetics*. Int. J. Microwave Millimeter-Wave Computer-Aided Eng. **1** (Juli 1991) 3, 282–287.
- [114] L. Zhu: *Comparative investigation on numerical de-embedding techniques for equivalent circuit modeling of lumped and distributed microstrip circuits*. IEEE Microwave Wireless Compon. Lett. **12** (Feb 2002) 2, 51–53.
- [115] K. Wu, L. Li: *Numerical Calibration and De-embedding Techniques for CAD and Equivalent Circuit Models of Electromagnetic Structures*. Microwave Review **11** (Juni 2005) 1, 7–19.
- [116] N. Dib, Q. Zhang, U. Rohde: *New CAD Model Of The Microstrip Interdigital Capacitor*, Bd. 27 von *Active and Passive Electr. Comp.* Taylor and Francis Dezember 2004.
- [117] Rogers Corporation: *Ro4003 - Technisches Datenblatt*. <http://www.rogerscorp.com/documents/1183/acm/RO4000-LoPro-Laminates.pdf>, 2013.
- [118] The MathWorks Inc.: *MATLAB 2011, Version 7.10.0 (R2010a)*. www.matlab.com, 2012.
- [119] R. Kurzkro: *Isolation of lossy transmission line hybrid circuits*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **15** (February 1967) 2, 127–128.
- [120] G. Ross: *Comments on Calculating Isolation in Lossy TEM Mode Couplers*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **16** (January 1968) 1, 53–54.
- [121] B. R. Rao: *Effect of Loss and Frequency Dispersion on the Performance of Microstrip Directional Couplers and Coupled Line Filters*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **22** (Juli 1974) 1, 747–750.
- [122] B. Spielman: *Dissipation Loss Effects in Isolated and Coupled Transmission Lines*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **25** (August 1977) 12, 648–656.



- [123] T. M. Winkel, L. S. Dutta, H. Grabinski: *An accurate determination of the characteristic impedance of lossy lines on chips based on high frequency S-parameter measurements*. In: IEEE MultiChip Module Conf. MCMC 96, Februar 2006, 190–195.
- [124] R. B. Marks, D. F. Williams: *Characteristic Impedance Determination Using Propagation Constant Measurement*. IEEE Microwave Guided Wave Lett. **1** (Juni 1991) 6, 141–143.
- [125] M. N. Pham: *Compensation of Microstrip Directional Couplers under Non-ideal Conditions*. Diplomarbeit, Technische Universität Hamburg-Harburg, 2011.
- [126] U. Arz, D. F. Williams, D. K. Walker, H. Grabinski: *Accurate electrical measurement of coupled lines on lossy silicon*. In: Proc. IEEE 9th Electrical Performance of Electronic Packaging Conf., Oktober 2000, 181–184.
- [127] K. Kurokawa: *Power waves and the scattering matrix*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **13** (März 1965) 3, 194–202.
- [128] R. B. Marks, D. F. Williams: *A General Waveguide Circuit Theory*. J. Res. Natl. Inst. Stand. Technol. **97** (Sep.-Oct. 1992) 5, 533–562.
- [129] R. B. Marks, D. F. Williams, D. Frickey: *Comments on „conversion between S,Z,Y,h,ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances“ [and reply]*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **43** (April 1995) 4, 914–915.
- [130] W. Heinrich: *Full-Wave Analysis of Conductor Losses on MMIC Transmission Lines*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech. **38** (Oktober 1990) 10, 1468–1472.
- [131] M. N. Pham, J. Müller, A. F. Jacob: *Measurement and Fabrication Uncertainties in High-Directivity Microstrip Couplers*. In: Proc. 42nd European Microwave Conf., 2012, 277–280.
- [132] N. M. Ridler, M. J. Salter: *Propagating S-parameter uncertainties to other measurement quantities*. 58th ARFTG Conf. Dig. **40** (November 2001), 1–19.



Lebenslauf

Persönliches

Geburt 30. Dezember 1977 in Köln
Familienstand verheiratet, zwei Kinder

Schulbildung

1984-1988 Kath. Grundschule Berrenratherstraße, Köln
1994-1995 Eden Prairie High School, Minnesota, USA
Abschluss: Highschool Diploma
1988-1997 Hildegard von Bingen Gymnasium, Köln
Abschluss: Abitur

Studium

1997-1999 RWTH Aachen, Grundstudium der Elektrotechnik,
Abschluss: Vordiplom
1999-2000 Institute Euro-Provence, Marseille, Frankreich,
Französisch - Sprachkurs, Abschluss: D.E.L.F
2000-2001 Université Aix-Marseille III, Frankreich,
Abschluss: Licence d'Ingenierie Electrique
2001-2005 TU Hamburg-Harburg, Hauptstudium der Elektrotechnik,
Vertiefung in Hochfrequenztechnik und Optik,
Abschluss: Diplom-Ingenieur

Berufliche Tätigkeiten

02/2004-05/2004 Fachpraktikum bei Panasonic GmbH, Lüneburg
05/2004-05/2006 Werkstudent bei Panasonic GmbH, Lüneburg
04/2006-06/2011 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am
Institut für Hochfrequenztechnik der TU Hamburg-Harburg
09/2011-05/2013 Systemingenieur bei Silver Atena GmbH, Hamburg
06/2013-heute Entwicklungsingenieur und Projektleiter
im Mikrowellenreferat der Hauni Maschinenbau AG, Hamburg





