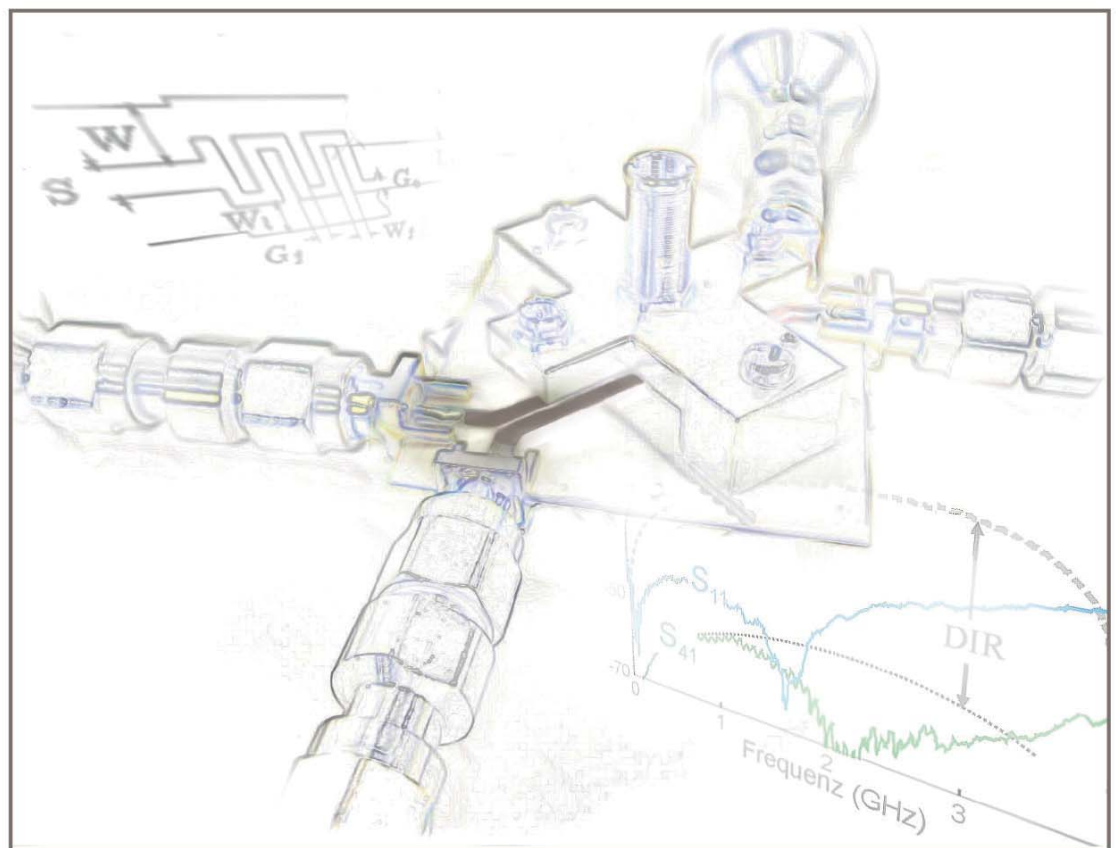


Johannes Müller

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.

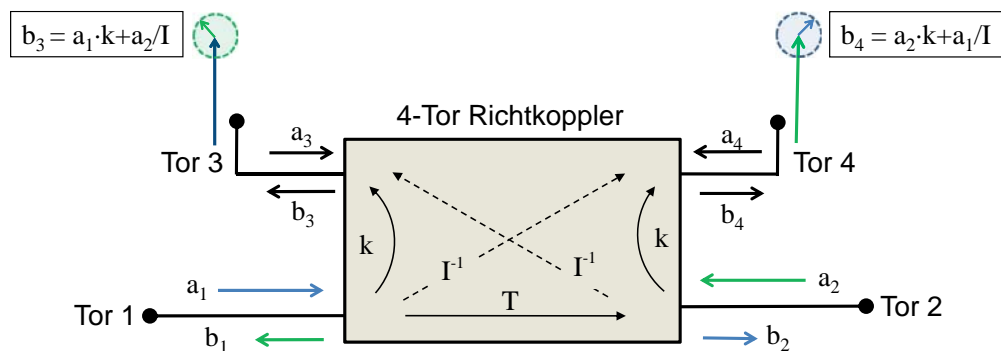


Abbildung 1.1: Endliche Trennung hin- und rücklaufender Signale mit einem Richtkoppler.

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-/Gegentakt Analyse 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.