

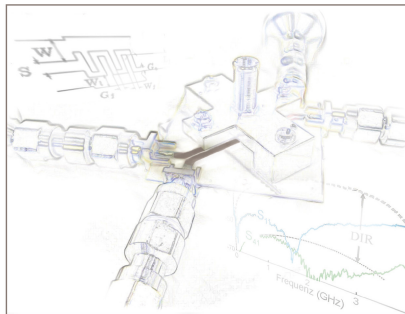


Johannes Müller (Autor)

## Breitbandig kompensierte Leitungskoppler hoher Richtwirkung

Johannes Müller

### Breitbandig kompensierte Leitungskoppler hoher Richtwirkung



Cuvillier Verlag Göttingen  
Internationaler wissenschaftlicher Fachverlag

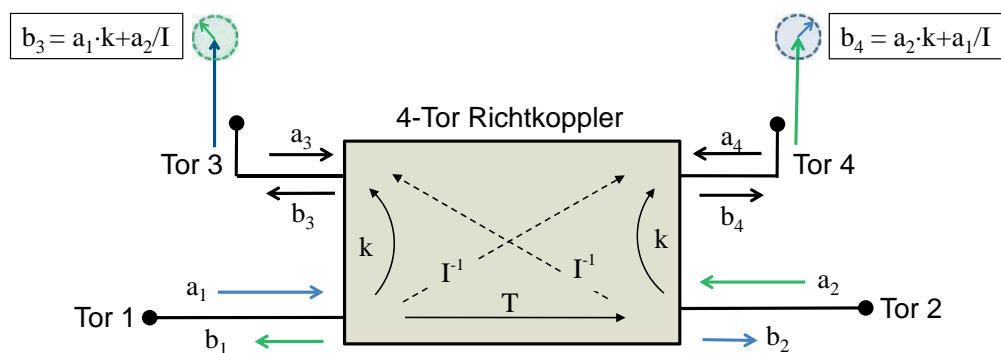
<https://cuvillier.de/de/shop/publications/6987>

Copyright:

Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentzsch-Cuvillier, Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen, Germany  
Telefon: +49 (0)551 54724-0, E-Mail: [info@cuvillier.de](mailto:info@cuvillier.de), Website: <https://cuvillier.de>

# 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  $a_1$ <sup>1</sup> 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  $\Gamma_{\text{DUT}}$  reflektiert<sup>2</sup>. 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

<sup>1</sup>Der 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.

<sup>2</sup>Im 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“<sup>3</sup> [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*<sup>4</sup> - 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  $\lambda_0$  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.

---

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

<sup>4</sup>Eine 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*<sup>5</sup>-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.

<sup>5</sup>Da 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  $90^\circ$  miteinander verkoppeln. Ähnlich wie bei *Branch-Line*-Kopplern kann auch bei Leitungskopplern die Bandbreite der Kopplung über eine Kaskadierung von  $90^\circ$  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 gültig<sup>6</sup>.

Des Weiteren beschränkt sich diese Arbeit auf doppelt symmetrische, verkoppelte Leitungen in inhomogenen Medien mit einer elektrischen Länge von  $90^\circ$  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.

---

<sup>6</sup>Ebenfalls 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.



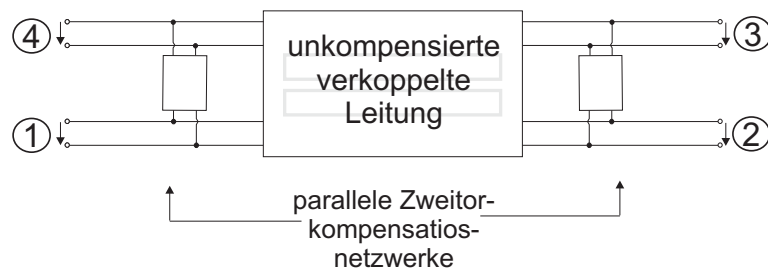
## Interne Kompensation

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 schlangenlinienförmige) 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  $90^\circ$  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.



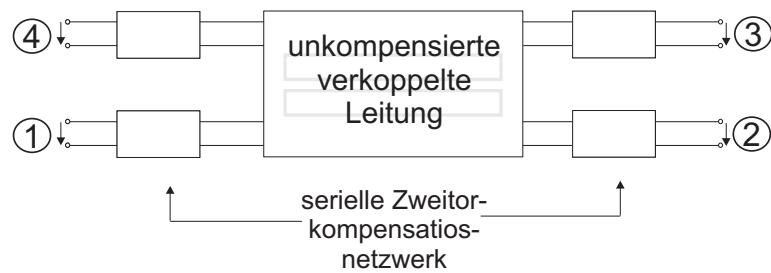
**Abbildung 1.2:** Kompensation ungleicher Phasengeschwindigkeiten mittels parallel geschalteter Kompensationsnetzwerke.

## 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 Anpassweitore 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.