



Christoph Spranger (Autor)  
**Hochintegrierte verlustarme  
Wellenleitungsübergänge zwischen Hohlleiter- und  
Planarschaltungen**



<https://cuvillier.de/de/shop/publications/7029>

Copyright:

Cuvillier Verlag, Inhaberin Annette Jentsch-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

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

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

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

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

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



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

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

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

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

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

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

---

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

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

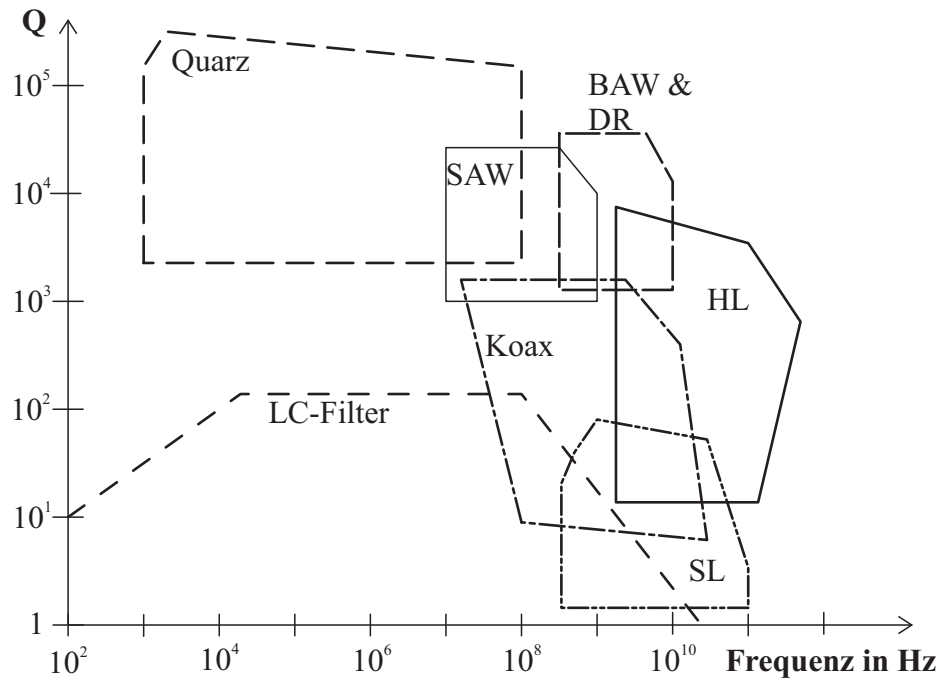


Abbildung 1.1.: Übersicht über Resonatorgüten unterschiedlicher Technologien in Abhängigkeit der Frequenz, nach [5]. Abkürzungen: SL - *Stripline*, Koax - Koaxialleitung, SAW - *Surface Acoustic Wave*, BAW - *Bulk Acoustic Wave*, DR - *Dielectric Resonator*, HL - Hohlleiter.

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

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

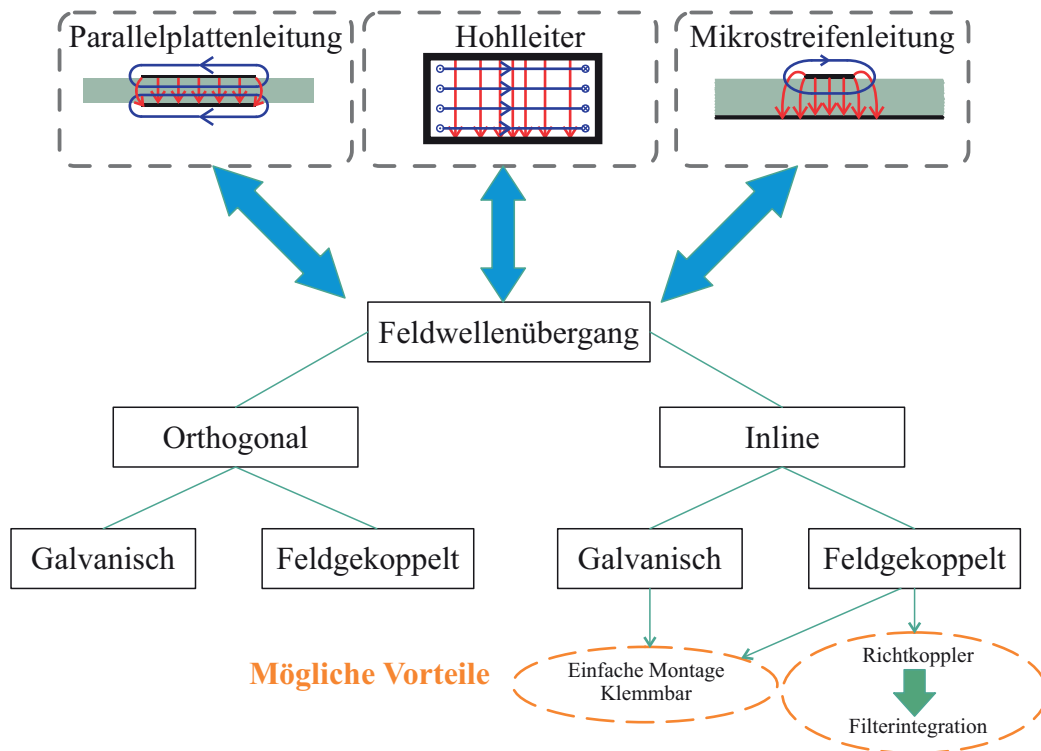


Abbildung 1.2.: Verschiedene Arten von Wellenleitungsübergängen

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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



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

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

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



## 2. Grundlagen

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

Außerdem werden die verwendeten Verfahren für die durchgeführten Feldsimulationen vorgestellt.

### 2.1. Richtkoppler als Immitanzinverter

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

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

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

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

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

invertiert werden.



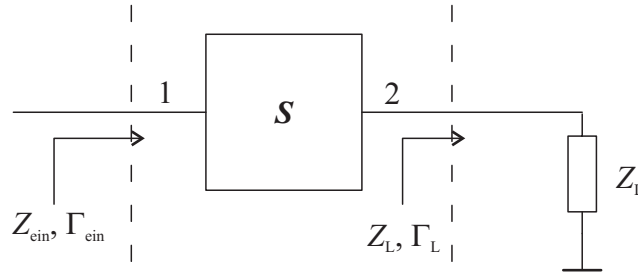


Abbildung 2.1.: Kaskadierung des verlustlosen reziproken Zweitors  $\mathbf{S}$  mit einer Lastimpedanz  $Z_L$ . Die Anordnung soll als Immitanzinverter dienen.

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

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

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

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

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

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

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



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

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

Somit kann der Eingangsreflexionsfaktor zu

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

vereinfacht werden.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

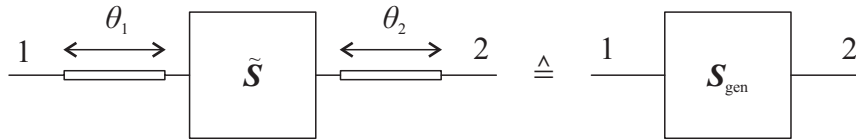


Abbildung 2.2.: Passives, verlustloses und reziprokes Zweitor, angeschlossen an Wellenleitungen mit der Systemimpedanz  $Z_0$  und Ersatzzweitor  $S_{\text{gen}}$ .

Zweitor hat die S-Parametermatrix

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

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

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

Werden nun die Längen der beiden angeschlossenene Wellenleitungen zu

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

gewählt, ergibt sich

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

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

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

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

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