



Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg
Hamburg University of Applied Sciences

Bachelorthesis

Robin Link

Entwicklung und Aufbau eines Hohlleiterkopplers
zur Kombination von Mikrowellenleistungen

Robin Link

Entwicklung und Aufbau eines Hohlleiterkopplers
zur Kombination von Mikrowellenleistungen

Bachelorthesis eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang Elektrotechnik und Informationstechnik
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer : Prof. Dr. Ralf Wendel
Zweitgutachter : Prof. Dr. Jürgen Vollmer

Abgegeben am 5. Oktober 2018

Robin Link

Thema der Bachelorthesis

Entwicklung und Aufbau eines Hohlleiterkopplers zur Kombination von Mikrowellenleistungen

Stichworte

Hohlleiter, Koppler, Mikrowellenleistung, Hochfrequenztechnik, Elektromagnetische Wellen, CST, AWR

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit umfasst die Simulation eines Kopplers auf Basis eines Hohlleiters. Der Koppler wird mithilfe von „CST Microwave Studio“ auf sein Feldverhalten hin getestet. Anschließend wird mit „AWR Microwave Office“ überprüft, ob der Hohlleiterkoppler in der Lage ist, Mikrowellenleistungen zu kombinieren.

Robin Link

Title of the paper

Development and Construction of a Waveguide Coupler for combining Microwave Power

Keywords

Waveguide, Coupler, Microwave Power, High Frequency Technology, Electromagnetic Waves, CST, AWR

Abstract

This work comprises the simulation of a coupler based on a waveguide. The coupler is tested with “CST Microwave Studio” for its field behavior. Next, the “AWR Microwave Office” verifies that the waveguide coupler is capable of combining microwave power.

Danksagung

Die folgende Danksagung lässt anhand der Reihenfolge der genannten Personen keine Rückschlüsse auf den Grad der Dankbarkeit schließen. Die Reihenfolge wurde willkürlich gewählt.

Ich möchte meinem betreuenden Professor, Prof. Dr. Wendel, sowohl für dieses ausgesprochen spannende und fordernde Thema als auch für die Betreuung bei der Bearbeitung und die vielen Tipps danken. Herr Wendel war stets geduldig und ich konnte an vielen Stellen von seiner langjährigen Erfahrung profitieren. Dafür danke ich ihm vielmals. Ich danke zusätzlich Prof. Dr. Vollmer für die Zweitprüfung.

Ich möchte mich außerdem bei meiner Frau Sonja und bei meinen Eltern bedanken, die mich in den letzten Jahren tatkräftig unterstützt und mir dieses Studium überhaupt erst ermöglicht haben.

Abschließend möchte ich mich bei den Kommilitonen meiner Lerngruppe bedanken, die über die Jahre hinweg zu Freunden geworden sind und ohne die ich nicht dort stehen würde, wo ich jetzt stehe.

Inhaltsverzeichnis

Tabellenverzeichnis	7
Abbildungsverzeichnis	8
1 Einführung	9
1.1 Ziel dieser Arbeit	10
1.2 Gliederung	10
2 Anforderungsanalyse	11
2.1 Anforderungen	11
2.2 Konzept	12
3 Grundlagen	13
3.1 Elektromagnetische Wellen	13
3.1.1 Transversale elektromagnetische Wellen (TEM-Wellen)	14
3.1.2 TE- und TM-Wellen	15
3.2 Hohlleiter	15
3.2.1 Schwingungsform der H_{10} -Welle im Hohlleiter	16
3.2.2 Grenzfrequenz (Cutoff-Frequenz) und Hohlleiterwellenlänge	17
3.2.3 Anregung der Welle im Hohlleiter	20
3.3 Koppler	21
3.3.1 Funktionsweise	21
3.3.2 Parameter eines Richtkopplers	23
4 Simulation	27
4.1 Simulation mit CST Microwave Studio	27
4.1.1 Simulation der Anregung des Hohlleiters	28
4.1.2 Simulation der Überkopplung zweier Hohlleiter	34
4.1.3 Zusammenführung beider Modelle zum Hohlleiterkoppler mit Koaxialkabel-Anregung	40
4.1.4 3 dB-Koppler	42
4.1.5 4,77 dB-Koppler	46
4.1.6 Kombiniertes Kopplermodell	51

4.2	Simulation mit AWR Microwave Office	54
4.2.1	3 dB-Koppler in AWR	55
4.2.2	4,77 dB-Koppler in AWR	59
4.2.3	Kombiniertes Kopplermodell in AWR	63
5	Auswertung der Ergebnisse	67
5.1	Auswertung der CST-Simulationen	67
5.2	Auswertung der AWR-Simulationen	69
6	Abschluss der Arbeit	70
6.1	Zusammenfassung	70
6.2	Ausblick	71
	Literaturverzeichnis	72
A	Anhang	73
A.1	Inhalt des Datenträgers	73

Tabellenverzeichnis

3.1	Maße und Grenzfrequenzen von Rechteckhohlleitern nach IEC	18
4.1	Abhängigkeit der Streuparameter von der Länge des Hohlleiterstücks	52
5.1	Vergleich der theoretischen und simulierten Koppelfaktoren	67

Abbildungsverzeichnis

3.1	Elektrische und magnetische Feldlinien der H_{10} -Welle des Rechteckhohlleiters	17
3.2	Welleneinkopplung über Koaxialkabel im Rechteckhohlleiter	20
3.3	Vereinfachtes Symbol eines Viertor-Richtkopplers	21
4.1	CST-Modell der Hohlleiteranregung über eine Koaxialbuchse	30
4.2	Querschnitt des CST-Modells der Hohlleiteranregung über eine Koaxialbuchse	31
4.3	Ausbreitung der E-Felder bei Anregung im Hohlleiter	32
4.4	Ausbreitung der H-Felder bei Anregung im Hohlleiter	33
4.5	Simulation zweier übereinander liegender Hohlleiter in CST	35
4.6	Querschnitt der simulierten Hohlleiterkoppler in CST	36
4.7	Überkopplung der E-Felder von einem Hohlleiter zum anderen	37
4.8	H-Felder bei der Überkopplung	38
4.9	Streuparameter des R26-Hohlleiters mit markierter Grenzfrequenz	39
4.10	Hohlleiterkoppler mit Koaxialkabelbuchse in CST	40
4.11	Querschnitt des Hohlleiterkopplers mit Koaxialkabelbuchse in CST	41
4.12	Streuparameter des 3 dB-Kopplers in CST	44
4.13	Vergleich der E-Wellen bei Anregung über Port 1 und Port 3 des 3 dB-Kopplers	45
4.14	Streuparameter des 4,77 dB-Kopplers in CST	48
4.15	Vergleich der E-Wellen bei Anregung über Port 1 und Port 3 des 4,77 dB-Kopplers	50
4.16	CST-Simulation beider Koppelstufen im Querschnitt als gesamtes Modell	51
4.17	Streuparameter des finalen Hohlleiterkopplermodells in CST	53
4.18	Ausschnitt der von CST erstellten Touchstone-Textdatei für den 3 dB-Koppler	54
4.19	Schaltung der ersten Koppelstufe in AWR	55
4.20	Streuparameter des 3 dB-Kopplers in AWR	56
4.21	Kombinierte Leistung an Port 2 (lila) und Port 4 (dunkelblau)	58
4.22	Schaltung der zweiten Koppelstufe in AWR	59
4.23	Streuparameter des 4,77 dB-Kopplers in AWR	60
4.24	Kombinierte Leistung an Port 2 (lila) und Port 4 (dunkelblau)	61
4.25	Schaltung des gesamten Hohlleiterkopplers in AWR	63
4.26	Streuparameter des gesamten Kopplermodells in AWR	64
4.27	Leistungskombination des gesamten Kopplermodells in AWR	66

1 Einführung

Als der US-amerikanische Ingenieur Percy Spencer, seinerzeit Mitarbeiter bei Raytheon, einem Hersteller von Hochfrequenztechnik, bei Arbeiten an einem Radargerät ein seltsames Gefühl in seiner Hosentasche feststellte, war er erstaunt. Ein verstauter Schokoriegel begann zu schmelzen. Das Radargerät hatte den Schokoriegel durch Mikrowellenstrahlung¹ zum Schmelzen gebracht. Im Gegensatz zu vielen Menschen vor ihm verstand Spencer das Phänomen, das er beobachtete. Der Weg für den ersten Mikrowellenherd war geebnet [vgl. (Kraemer, 2009)].

Heute, ungefähr 80 Jahre nach dieser Entdeckung, sind Mikrowellen aus unserem täglichen Leben nicht mehr wegzudenken. Man erwärmt beispielsweise mit Mikrowellenöfen sein Essen oder nutzt diese für die Herstellung von Popcorn. Doch nicht nur in der Küche macht man sich Mikrowellen zunutze. Sie werden ebenfalls in der Radartechnik sowie in vielen verschiedenen Kommunikationssystemen, zu denen unter anderem der Mobilfunk und WLAN-Netze zählen, eingesetzt.

Schon früh nach Entdeckung der ersten Mikrowellen beschäftigte man sich mit der Frage, wie und ob die Leistung, die in einer elektromagnetischen Welle steckt, kombinierbar wäre. Ein Konzept für die Kombination kam 1960 von dem US-amerikanischen Ingenieur Ernest J. Wilkinson - der nach ihm benannte Wilkinson-Teiler. Der Wilkinson-Teiler, bestehend aus einem sogenannten Dreitor, funktioniert grundlegend als Leistungsteiler in der Hochfrequenztechnik. Er kann auch dafür verwendet werden, um Mikrowellenleistungen zu überlagern und diese damit zu kombinieren, wenn die beiden Ausgangstore 2 und 3 als Eingang, statt als Ausgang genutzt werden. Die kombinierte Leistung wird dann an Tor 1 abgegriffen, das sonst als Eingang für die aufzuteilende Leistung dient [vgl. (Heuermann, 2005)].

Der Wilkinson-Teiler hat den großen Nachteil, dass sein Wirkungsgrad sehr von dem Substrat² abhängt, auf dem er aufgebaut ist. Er liegt im Mittel bei ungefähr 90 % je nach Substrat. Es ist daher weiterhin Teil vieler Forschungen, eine Kombination von Leistungen zu ermöglichen, die einen Wirkungsgrad von annähernd 100 % aufweist.

¹Mikrowellen beschreiben den Frequenzbereich elektromagnetischer Wellen, der von 300 MHz bis 300 GHz reicht.

²Substrat bezeichnet das Grundmaterial, auf dem die Leitungen des Leistungsteilers aufgebaut sind.

1.1 Ziel dieser Arbeit

Ziel dieser Arbeit ist es, eine Leistungskombination zu entwickeln, die effizient und weniger verlustbehaftet als beispielsweise ein substratabhängiger Wilkinson-Teiler arbeitet. Das Grundprinzip, das dabei zur Hilfe genommen wird, ist die Leistungskombination mittels Hohlleiterkopplern. Mit Hilfe dieses Modells soll gezeigt werden, ob die Möglichkeit zur Leistungskombination mit einem Wirkungsgrad größer als 90 % mit Hohlleiterkopplern besteht. Die Ergebnisse sollen dabei stets reproduzierbar sein. Es soll außerdem darauf geachtet werden, dass das Modell real aufgebaut werden kann.

1.2 Gliederung

Nachdem das erste Kapitel einen Überblick über die Motivation, Problemstellung und die Ziele dieser Thesis gibt, widmet sich das zweite Kapitel der Analyse der Anforderungen an das Kopplermodell. Bei der Anforderungsanalyse werden die Randbedingungen für das Modell festgelegt. Es werden außerdem die Ziele der Arbeit als klare Anforderungen an das Modell definiert. Im zweiten Teil der Anforderungsanalyse wird das Konzept vorgestellt, mit dem die Aufgabenstellung bearbeitet wird.

Im dritten Kapitel werden die Grundlagen vermittelt, die zum Verstehen der Arbeit benötigt werden. Im ersten Teil der Grundlagen werden allgemeine Dinge zu elektromagnetischen Wellen erklärt. Der zweite Teil vermittelt die benötigten Grundlagen zu Hohlleitern. Im dritten Teil werden letztlich Grundlagen zu Kopplern, besonders zu Richtkopplern, vermittelt.

Das vierte Kapitel umfasst die Simulation des Hohlleiterkopplermodells und ist damit das umfangreichste Kapitel. Die Simulation ist in zwei Abschnitte aufgeteilt. Der erste Abschnitt behandelt die Simulation in CST, in der sowohl die Grundfunktionen von Hohlleitern als auch der Aufbau des finalen Modells behandelt wird. Der zweite Abschnitt beinhaltet die Simulation in AWR, wo die in CST entworfenen Modelle auf ihre Funktion zur Leistungskombination getestet werden.

Im fünften Kapitel werden die Simulationsergebnisse analysiert und in Bezug auf die Anforderungen bewertet.

Das sechste und letzte Kapitel fasst die Erkenntnisse der Thesis zusammen und gibt einen Ausblick über den Aufbau des simulierten Modells.

2 Anforderungsanalyse

Da es für den Erfolg der Arbeit unerlässlich ist, dass die Ziele klar definiert und auf ihr Erreichen hin geprüft werden, befasst sich dieses Kapitel mit den Anforderungen an das Hohlleiterkopplermodell. In dem Kapitel wird außerdem das Konzept kurz vorgestellt, mit dem die Aufgabenstellung umgesetzt wird.

2.1 Anforderungen

- Der Hohlleiterkoppler muss dazu in der Lage sein, Mikrowellenleistungen zu kombinieren.
- Er soll bei einer Frequenz von 2,45 GHz betrieben werden, da dies eine in der Praxis oft genutzte Frequenz bei vielen Anwendungen ist. Sowohl Mikrowellenöfen, Teilchenbeschleuniger als auch Funkamateure¹ nutzen diese Frequenz.
- Die Sollfrequenz von 2,45 GHz wird in Hohlleitern vom Typ R26 verwendet. Daher soll R26 der Typ Hohlleiter sein, mit dem gearbeitet wird.
- Das Modell soll aus mindestens zwei Stufen bestehen, sodass insgesamt drei hinzugeführte Leistungen kombiniert werden.
- Der Wirkungsgrad des gesamten Modells soll bei über 90 % liegen.
- Abschließend soll der Hohlleiterkoppler die Möglichkeit aufzeigen, für weitere Koppelstufen leicht erweiterbar zu sein.

¹Funkamateure sind Personen, die sich rein aus persönlichem und nicht gewerblich-wirtschaftlichem Interesse mit dem Funken befassen.

Diese Ziele werden zum Abschluss der Arbeit auf ihr Erreichen geprüft. Sollten die Ziele nicht erreicht werden, werden die Ergebnisse kritisch hinterfragt. Es sollen in diesem Fall außerdem Lösungsvorschläge vorgebracht werden, wie die gesetzten Ziele doch noch erreicht werden könnten.

2.2 Konzept

Das Konzept, mit dem die Aufgabenstellung bearbeitet wird, lautet Leistungskombination mittels Hohlleiterkopplern. Dabei wird eine Leistung in einen Hohlleiter gespeist und in einen zweiten Hohlleiter eingekoppelt. Bei dieser Überkopplung wird die Leistung mittels Überlagerung mit einer zweiten Leistung, die in den zweiten Hohlleiter gespeist wird, kombiniert. Damit die in der Theorie ermittelten Grundlagen zu Hohlleiterkopplern und deren Fähigkeit zur Leistungskombination nachgewiesen werden können, werden zwei moderne und im Verlauf der Arbeit noch genauer erklärte Simulationstools verwendet.

Im ersten Teil der Simulation wird die Software „CST Microwave Studio“ verwendet. Diese Software bildet reale Modelle jeglicher Materialien nach, welche in der Hochfrequenztechnik Verwendung finden. Mit diesem Tool wird der Hohlleiterkoppler nachgebildet und auf seine Eigenschaften hin getestet. Nachdem das Wellenverhalten eines R26-Hohlleiters dargestellt und überprüft ist, wird die Fähigkeit von Hohlleitern zum Koppeln untersucht. Dieses Modell kommt dem Wilkinson-Teiler sehr nahe und bildet das final verwendete Modell nach.

Der zweite Teil der Simulation befasst sich mit der Fähigkeit der Leistungskombination des simulierten Kopplers. Dazu wird das Modell aus CST extrahiert und in das „AWR Microwave Office“ eingebunden. Mit Hilfe dieses Tools wird die Leistungskombination simuliert und anschließend ausgewertet. Da der Erfolg der Arbeit stark vom Zusammenspiel beider Simulationen abhängt, werden die Ergebnisse untereinander stets verglichen.

3 Grundlagen

Im folgenden Kapitel werden die erforderlichen Grundlagen vermittelt, die zum Verstehen der Arbeit notwendig sind. Neben allgemeinen Grundlagen zu elektromagnetischen Wellen werden die Eigenschaften und Funktionsweisen von Hohlleitern sowie Kopplern erläutert.

3.1 Elektromagnetische Wellen

Elektromagnetische Wellen umfassen alle Arten von Wellen, die aus elektrisch und magnetisch gekoppelten Feldern bestehen. Sie entstehen, wenn beispielsweise ein zeitlich veränderlicher Strom einen Leiter durchfließt, da dieser elektromagnetische Wellen abgibt. In der Hochfrequenztechnik nutzt man diese Wellen beispielsweise in Form von Radiowellen in der Funktechnik oder in Form von Mikrowellen in Mikrowellenöfen. Die Art der Welle wird über den Frequenzbereich definiert. So bezeichnet man allgemein die Wellen im Frequenzbereich von 30 kHz bis 300 MHz als Radiowellen, die Wellen von 300 MHz bis 300 GHz als Mikrowellen [vgl. (Kark, 2018)].

Elektromagnetische Wellen benötigen anders als Schallwellen kein Medium, um sich auszubreiten. Daher bewegen sie sich im Vakuum unabhängig ihrer Frequenz mit Lichtgeschwindigkeit fort [vgl. (Meschede, 2010)].

Von großer Bedeutung für die Ausbreitung einer Welle ist die Fortpflanzungskonstante, in der Praxis oft Ausbreitungskonstante genannt. Die Ausbreitungskonstante beschreibt die Ausbreitung einer Welle und hängt von dem Medium ab, in dem sich die Welle ausbreitet. Handelt es sich bei dem eingespeisten Signal um ein sinusförmiges Signal, kann die Ausbreitungskonstante in Real- und Imaginärteil zerlegt werden, da es sich um eine komplexe Größe handelt:

$$\gamma = \alpha + j\beta \tag{3.1}$$

γ steht in der Formel für die Ausbreitungskonstante, α steht für die Dämpfungskonstante und der imaginäre Teil β beschreibt die Phasenkonstante, welche die Phasenverzögerung pro Meter angibt. Diese Konstanten sind frequenzabhängig und bestimmen sowohl die Dämpfung als auch die Phasendrehung der sich ausbreitenden Welle. Alternativ wird oft

die komplexe Wellenzahl k verwendet, um die Ausbreitungskonstante zu beschreiben [vgl. (Vielhauer, 1970)]:

$$\gamma = jk \quad (3.2)$$

Das Verhältnis der Wellenlänge λ und der Frequenz f kann wie folgt beschrieben werden:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} \quad (3.3)$$

λ_0 beschreibt in der Gleichung die Wellenlänge bei der Lichtgeschwindigkeit $c_0 = 2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m/s}$. Ist der Raum, in dem sich die Welle ausbreitet, mit einem Dielektrikum ϵ_r gefüllt, verringert sich die Ausbreitungsgeschwindigkeit. Die Formel für die Ausbreitungsgeschwindigkeit c in einem verlustbehafteten Medium lautet dann:

$$c_{med} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon\mu}} \quad (3.4)$$

Da in der Standardatmosphäre die relative Permittivität $\epsilon_r \approx 1,0006$ angenommen wird und die relative Permeabilität $\mu_r \approx 1$ beträgt, verhält sich die Ausbreitung in unserer Atmosphäre nahezu identisch mit der im Vakuum. Es gilt:

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} = \frac{c_0}{\sqrt{1,0006}} \approx 2,9970 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (3.5)$$

Daher ist die Rechnung mit der Lichtgeschwindigkeit c_0 für die Berechnung der Wellenlänge in unserer Atmosphäre zulässig [vgl. (Kark, 2018)].

3.1.1 Transversale elektromagnetische Wellen (TEM-Wellen)

Ein Sonderfall einer elektromagnetischen Welle ist die sogenannte transversale elektromagnetische Welle, abgekürzt TEM-Welle. Die Ausbreitung der Welle spielt eine entscheidende Rolle. Sie breitet sich periodisch mit der Wellenlänge λ aus, die elektrische Feldstärke \vec{E} steht im rechten Winkel auf der Welle. Die magnetische Flussdichte \vec{B} steht sowohl senkrecht auf der Welle als auch senkrecht auf der elektrischen Feldstärke. Die drei Vektoren bilden so ein Rechtssystem, auch Orthogonalsystem genannt [vgl. (Küpfmüller u. a., 2013)].

In welche Richtung und mit welcher Änderung sich die Welle ausbreitet, beschreibt die Polarisation der Welle. Spricht man beispielsweise von einer linearen Polarisation, wie es bei TEM-Wellen der Fall ist, ist die Richtung der Schwingung konstant. Diese linear polarisierten Wellen werden in Koaxialkabeln eingesetzt. Diese Sonderform abgeschirmter Kabel mit in der Mitte verlaufendem Leiter werden häufig in der Hochfrequenztechnik eingesetzt, da TEM-Wellen zwischen Außen- und Innenleiter wandern. Solche Kabel besitzen eine gute Abschirmung nach außen, sind jedoch trotzdem wie alle Leitungen verlustbehaftet [vgl. (Kark, 2018)].

3.1.2 TE- und TM-Wellen

TE-Welle steht für transversal-elektrische Welle. Das Pendant dazu ist die transversal-magnetische Welle, kurz TM-Welle. Bei der TE-Welle verschwindet der Anteil des E-Feldes \vec{E} in Ausbreitungsrichtung. Die Welle hat nur noch einen magnetischen Anteil, der senkrecht auf der Welle steht. Analog dazu verschwindet bei der TM-Welle der magnetische Anteil des Feldes \vec{B} in Ausbreitungsrichtung, lediglich der elektrische Anteil steht senkrecht auf der Welle. Aufgrund dieser Charakteristik nennt man TE-Wellen auch H-Wellen und TM-Wellen E-Wellen. Nimmt man sich den Normalenvektor \vec{n} zur Hilfe, welcher senkrecht auf einer extra dafür gewählten Bezugsfläche steht, lassen sich TEM-Wellen unter Angabe dieser Bezugsfläche immer in ihren TE- und TM-Anteil zerlegen [vgl. (Kark, 2018)].

Die TE- und TM-Wellen kommen in Rechteckhohlleitern vor. Das Vorkommen einer TEM-Welle in einem Hohlleiter ist nicht möglich, da für diesen Fall ein wie in Unterabschnitt 3.1.1 erwähntes Zweileitersystem nötig ist, ein Hohlleiter allerdings nur aus einem Außenleiter besteht.

3.2 Hohlleiter

Möchte man bei hohen Frequenzen elektromagnetische Energie über einen Leiter übertragen, empfiehlt es sich, auf einen Leiter zurückzugreifen, der innen hohl ist, einen sogenannten Hohlleiter. Da die Leitungsverluste bei Drahtleitungen durch die Stromwärme höher als bei Hohlleitern sind, greift man in vielen Anwendungen wie Mikrowellenöfen auf Hohlleiter zurück [vgl. (Küpfmüller u. a., 2013)].

In der Praxis werden in den meisten Fällen Hohlleiter benutzt, die einen kreisförmigen oder einen rechteckigen Querschnitt aufweisen. Da der verwendete Hohlleiter in dieser Arbeit ein Rechteckhohlleiter ist, wird der kreisförmige Hohlleiter nur am Rande erwähnt und es wird nicht weiter auf ihn eingegangen. Rechteckige Hohlleiter haben eine Breite a und eine Höhe b .

Im Gegensatz zu Koaxialkabeln können Hohlleiter nicht mit Gleichstrom betrieben werden,

ihnen fehlt hierfür der zweite Leiter. Sie werden in der Praxis ab einer Frequenz von 1 GHz eingesetzt, da sie bei Frequenzen kleiner 1 GHz aufgrund ihrer Grenzfrequenz und der damit verbundenen Querschnittsabmessung schlecht realisierbar sind.

Da Hohlleiter mit Luft gefüllt sind, fehlt in ihrem Inneren ein Dielektrikum. Dies hat zur Folge, dass ihre Ausbreitungsdämpfung mit 0,1 dB/m sehr gering ist. Sie eignen sich daher auch für die Übertragung sehr niedriger Leistungen [vgl. (Kark, 2018)].

3.2.1 Schwingungsform der H_{10} -Welle im Hohlleiter

Der Wellentyp, mit dem der Hohlleiter in dieser Arbeit angeregt wird, nennt sich H_{10} -Welle. Bei dieser Wellenform verbinden elektrische Feldlinien als Geraden die untere und obere Hohlleiterwand. Die elektromagnetische Welle trifft senkrecht auf eine leitende Fläche und wird in sich selbst reflektiert. Es entsteht bei entsprechendem Abstand beider Flächen eine stehende Welle. Kommt es nun vor, dass die beiden Flächen, zwischen denen die Wellen stehen, von zwei weiteren Flächen eingeschlossen sind, die ebenfalls einen entsprechenden Abstand zueinander haben, beginnt die stehende Welle zu wandern. Zur besseren Unterscheidung von stehenden Wellen werden diese Wanderwellen genannt. Das Verhältnis der breiten Seite a zur hohen Seite b muss dafür 2:1 betragen:

$$a = 2 \cdot b \quad (3.6)$$

Bei den magnetischen Feldlinien ist es so, dass diese Ringe um die elektrischen Feldlinien formen und parallel zu der oberen und der unteren Wand mit den elektrischen Feldlinien im Hohlleiter wandern. Sowohl die elektrischen als auch die magnetischen Feldlinien stehen senkrecht aufeinander. Nach jeder halben Leitungswellenlänge $\lambda_L/2$ ändern die Feldlinien ihre Richtung. Die magnetischen Feldlinien bestehen aus zwei Komponenten, von denen eine (H_z) in Ausbreitungsrichtung zeigt und die andere (H_x) senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung steht. Da die elektrischen Feldlinien (E_y) quer zur Ausbreitungsrichtung liegen, sonst aber keine Komponenten mehr aufweisen, spricht man von einer H-Welle. Die verschiedenen Zustände der Ausbreitung werden Moden genannt. Da aufgrund der vielen verschiedenen Wellentypen weitere Unterscheidungskennzeichnungen benötigt werden, hat man sich für die Schreibweise mit Indexziffern m und n entschieden - E_{mn} bei Wellen des magnetischen Feldes und H_{mn} bei Wellen des elektrischen Feldes. Diese Ziffern beschreiben die Anzahl der Maxima im Hohlleiterquerschnitt. Der Buchstabe E oder H gibt an, ob die Maxima auf das magnetische oder das elektrische Feld bezogen sind.

Der Wellentyp H_{10} -Welle ist demnach so einzuordnen, dass es sich um eine H-Welle handelt, die ein Maximum ($m=1$) über der breiten Seite des Hohlleiters (a) genau in der Mitte und kein Maximum ($n=0$) auf der schmalen Seite des Hohlleiters (b) besitzt. Das Feld ist über die ganze Hohlleiterhöhe konstant. Eine solche Welle entspricht einer Ordnung, in

diesem Fall einer 1,0-Mode [vgl. (Kark, 2018)].

Der beschriebene Wellentyp ist in folgender Grafik abgebildet:

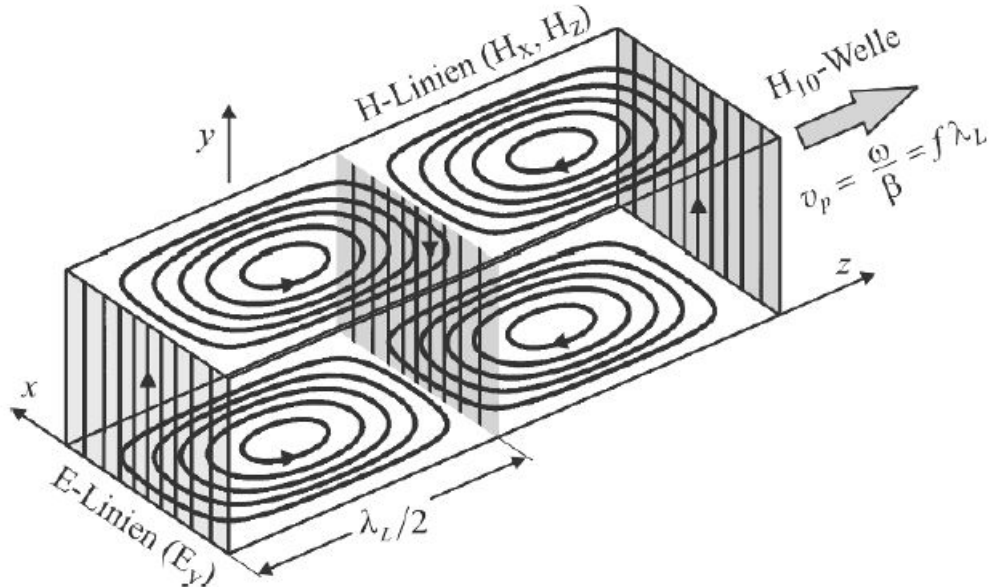


Abbildung 3.1: Elektrische und magnetische Feldlinien der H_{10} -Welle des Rechteckhohlleiters (Kark, 2018)

Die Variable ν_p in der Abbildung 3.1 beschreibt die Phasengeschwindigkeit der Welle, welche von der Kreisfrequenz ω sowie der Phasenkonstante β abhängt. β ist definiert als $2\pi/\lambda_L$, daher wird die Gleichung bei Einsetzen der Parameter zu:

$$\nu_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{\frac{2\pi}{\lambda_L}} = f \lambda_L \quad (3.7)$$

3.2.2 Grenzfrequenz (Cutoff-Frequenz) und Hohlleiterwellenlänge

Die Grenzfrequenzen f_{grenz} eines Hohlleiters unterteilen den Frequenzbereich in drei Bereiche. Der Bereich unterhalb der unteren Grenzfrequenz wird Dämpfungsbereich genannt. In diesem Bereich besteht für die Welle keine Möglichkeit sich auszubreiten, da sie zu stark gedämpft wird. Die elektromagnetischen Felder breiten sich nicht mehr wellenförmig aus, nehmen in z-Richtung exponentiell mit $e^{-z\alpha}$ ab und schwingen gleichphasig. Die Ausbreitungskonstante ist in diesem Fall rein reell.

Nimmt die Frequenz der Welle denselben Wert wie die Grenzfrequenz des Hohlleiters an, wird die Ausbreitungskonstante Null. In diesem Fall wird die Welle senkrecht zwischen den

Seiten des Hohlleiters reflektiert. Eine stehende Welle bildet sich, es kann keine Energie in Längsrichtung transportiert werden.

Oberhalb der unteren Grenzfrequenz kann sich die Welle ausbreiten, die Ausbreitungskonstante wird in diesem Fall rein imaginär. Die Welle wandert nun durch den Hohlleiter.

Es gibt außerdem eine obere Frequenzgrenze. Ab dieser zweiten Grenzfrequenz sind neben der gewünschten H_{10} -Mode auch andere Moden ausbreitungsfähig. Da dies nicht gewollt ist und die Funktion beeinträchtigt, sollten Hohlleiter immer nur in einem bestimmten Frequenzband genutzt werden [vgl. (Küpfmüller u. a., 2013)].

Die folgende Tabelle nach Empfehlung der International Electrotechnical Commission (IEC) gibt einen Überblick über die gängigsten Frequenzbänder [vgl. (Kark, 2018)]. Dabei sind nur die Bänder UHF, L und S abgebildet, da Hohlleiter für höhere Frequenzbänder im Rahmen dieser Arbeit nicht von Bedeutung sind.

Tabelle 3.1: Maße und Grenzfrequenzen von Rechteckhohlleitern nach IEC

Band	Typ	Grenzfrequenz der H_{10} -Welle/GHz	nutzbarer Frequenzbereich der H_{10} -Welle/GHz	Hohlleiterinnenmaß	
				Breite a/mm	Höhe b/mm
UHF	R3	0,257	0,32 - 0,49	584,20	292,10
	R4	0,281	0,35 - 0,53	533,40	266,70
	R5	0,328	0,41 - 0,62	457,20	228,60
	R6	0,393	0,49 - 0,75	381,00	190,50
	R8	0,513	0,64 - 0,98	292,10	146,05
	R9	0,605	0,76 - 1,15	247,65	123,82
L	R12	0,766	0,96 - 1,46	195,58	97,790
	R14	0,908	1,13 - 1,73	165,10	82,550
	R18	1,157	1,45 - 2,20	129,54	64,770
S	R22	1,372	1,72 - 2,61	109,22	54,610
	R26	1,736	2,17 - 3,30	86,360	43,180
	R32	2,078	2,60 - 3,95	72,140	34,040
	R40	2,577	3,22 - 4,90	58,170	29,083

Der in dieser Arbeit verwendete Hohlleiter ist vom Typ R26 und in der Tabelle grün markiert. Er ist dem S-Band zuzuordnen. Der Hohlleiter kann die Wellen der Frequenzen von 2,17 GHz bis 3,30 GHz übertragen. Seine Grenzfrequenz liegt bei 1,736 GHz. Diese kann wie oben erwähnt durch die Breite a des Hohlleiters und dessen Grundwellenlänge errechnet werden:

$$\lambda_c = 2 \cdot a = 2 \cdot 86,360 \text{ mm} = 172,72 \text{ mm} \quad (3.8)$$

$$f_{grenz} = \frac{c_0}{\lambda_c} = 1,736 \text{ GHz} \quad (3.9)$$

λ_c steht für die Wellenlänge bei der Cutoff-Frequenz, c_0 für die Lichtgeschwindigkeit. Die durch die Anforderung festgelegte Frequenz, mit der der Hohlleiter arbeitet, beträgt 2,45 GHz. Dies ergibt eine Freiraumwellenlänge λ_0 :

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} = 122,364 \text{ mm} \quad (3.10)$$

Die beiden Wellenlängen sind von Bedeutung für die Berechnung der Hohlleiterwellenlänge λ_H , da diese sowohl von den Seiten a und b des Hohlleiters als auch von der Freiraumwellenlänge und der Modenordnung abhängt. Nach [vgl. (Küpfmüller u. a., 2013)] berechnet sich die Hohlleiterwellenlänge über:

$$\lambda_{H,nm} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \lambda_0^2 \left[\left(\frac{n}{2a} \right)^2 + \left(\frac{m}{2b} \right)^2 \right]}} \quad (3.11)$$

Für die H_{10} -Welle wird die Gleichung zu:

$$\lambda_{H_{10}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \lambda_0^2 \left(\frac{1}{2a} \right)^2}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_c} \right)^2}} \quad (3.12)$$

Eingesetzt ergibt sich:

$$\lambda_H = \frac{122,364 \text{ mm}}{\sqrt{1 - \left(\frac{122,364 \text{ mm}}{172,72 \text{ mm}} \right)^2}} = 173,38 \text{ mm} \quad (3.13)$$

Die Hohlleiterwellenlänge λ_H kann dafür genutzt werden, um die Maxima in der Ausbreitungsrichtung z der Welle zu bestimmen. Sie ist außerdem gleichgesetzt mit der Länge des Hohlleiters.

3.2.3 Anregung der Welle im Hohlleiter

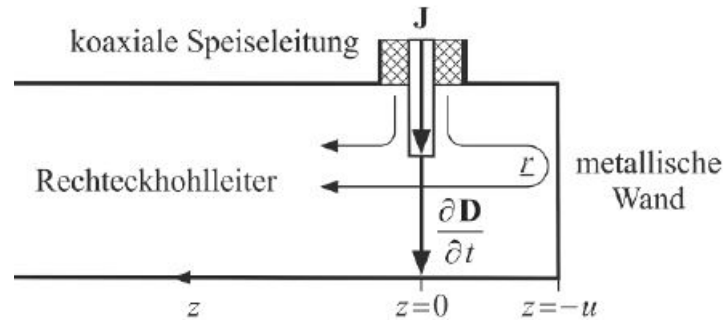


Abbildung 3.2: Welleneinkopplung über Koaxialkabel im Rechteckhohlleiter (Kark, 2018)

Wie in Abbildung 3.2 gut zu erkennen ist, ragt der Koppelstift einer koaxialen Leitung in den Hohlleiter hinein. Die Stelle, an der die Welle angeregt wird, ist als $z = 0$ gekennzeichnet. Die Leitungsstromdichte J durchfließt den Innenleiter des Koaxialkabels und setzt sich als Verschiebungsstromdichte $\partial D/\partial t$ im Hohlleiter fort. Durch diese Einspeisung wird die vertikale Polarisierung erzeugt, die für die Arbeit mit dem Hohlleiter benötigt wird. Damit der Generator angepasst wird, ist es entscheidend, dass der Koppelstift die richtige Länge hat. Für Anpassung muss er genau $\lambda_H/4$ in den Hohlleiter ragen. Die Leistung, die durch den Generator eingespeist wird, teilt sich hälftig in positive und negative z -Richtung auf. Da die Leistung nur in positiver z -Richtung transportiert werden soll, ist der Hohlleiter an einer Seite mit einer metallischen Wand abgeschlossen. Diese hat ebenfalls genau den Abstand $\lambda_H/4$ zum Koppelstift und sorgt dafür, dass der falsch fließende Anteil der Welle reflektiert wird. Dies liegt daran, dass der Reflexionsfaktor bei diesem Abstand genau $\Gamma = -1 = e^{-j\pi}$ beträgt. Durch die Phasennacheilung π von z_0 bis $-u$ beträgt die gesamte Phasennacheilung der reflektierten Welle 2π . Dadurch besitzen beide Wellen wieder dieselbe Phasenlage und überlagern sich zur gewünschten Welle in z -Richtung.

3.3 Koppler

Werden Leitungen parallel und nah aneinander verlegt, entstehen unerwünschte Effekte. Diese Effekte werden Nebensprechen genannt. Beim Nebensprechen fließt ein Strom durch einen Leiter. Um diesen Leiter bildet sich ein Magnetfeld. Dieses Magnetfeld tangiert die eng anliegende andere Leitung und induziert eine Spannung. Man spricht bei dieser Art der Beeinträchtigung von magnetischer oder auch induktiver Kopplung. Die beiden Leitungen bilden außerdem kleine Kondensatoren, die Leiter können gut mit den Platten eines Kondensators verglichen werden. Diese Kopplung wird elektrische oder auch kapazitive Kopplung genannt. Nimmt man beide Kopplungen zusammen, entsteht der aus früheren Telefonen bekannte Effekt des Nebensprechens, wo bei Telefonaten fremde Gespräche schwach im Hintergrund zu hören waren.

Da Daten heutzutage digital übertragen werden, tritt Nebensprechen in dieser Form so nicht mehr auf. Trotzdem können induktive und kapazitive Kopplungen dazu führen, dass beispielsweise Bits gekippt werden und so die Qualität des Signals schlechter wird [vgl. (Strauß, 2017)].

In der Hochfrequenztechnik und so auch in dieser Arbeit werden die eigentlich unerwünschten Effekte gezielt dafür eingesetzt, um Leistungen zu übertragen. Das Bauelement, das dafür genutzt wird, nennt man Richtkoppler.

3.3.1 Funktionsweise

In folgender Abbildung ist das typische Symbol eines Viertor-Richtkopplers zu sehen:

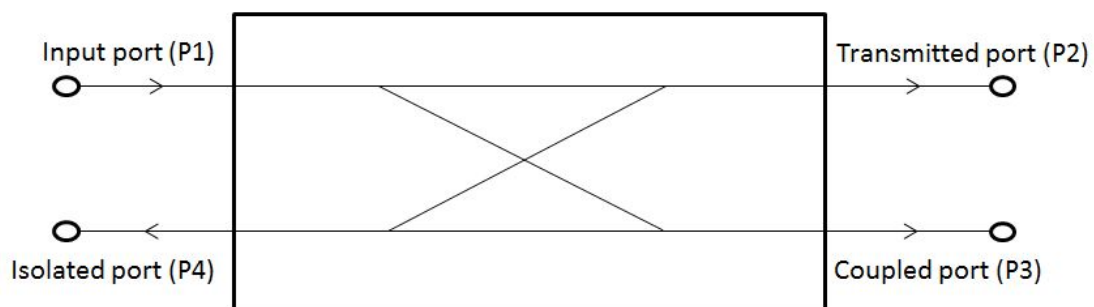


Abbildung 3.3: Vereinfachtes Symbol eines Viertor-Richtkopplers [vgl. (Pozar, 1998)]

Bei einem Richtkoppler wird der oben genannte Effekt des Übersprechens dazu genutzt, um elektromagnetische Leistung, die in den Koppler geführt wird, intern auf einen anderen Zweig auszukoppeln. Dieses Verfahren wird unter anderem bei Netzwerkanalysatoren genutzt, um ihr Stehwellenverhältnis, also das Verhältnis zwischen Leitungswellenwiderstand und angeschlossener Lastimpedanz, zu bestimmen. Kommt bei dieser Messung heraus, dass die Lastimpedanz nicht an den Leitungswellenwiderstand angepasst ist, wird die übertragene Welle reflektiert. Die voreilende und die reflektierte nacheilende Welle stimmen nicht mehr überein. Es bildet sich eine stehende Welle, die Leistungsübertragung wird beeinträchtigt [vgl. (Pozar, 1998)].

Bei einem Richtkoppler wird zwischen der einlaufenden Welle a und der reflektierten Welle b unterschieden. Die Welle a wird über den Port 1 (siehe Abbildung 3.3) in den Koppler geführt. Durch die Verbindung der Tore 1 und 2 geht die Welle von Tor 1 direkt auf Tor 2. Sie wird allerdings auf Port 3 gekoppelt und kann dort ebenfalls verarbeitet werden. Wird die Welle an Tor 2 reflektiert, koppelt sie, nun als Welle b, auf Tor 4 über. Diese Beziehung ist in Abbildung 3.3 durch Linien und Pfeile gut dargestellt. Diese Art des Kopplers wird Vorwärtskoppler genannt. Analog dazu kann der Koppler auch als Rückwärtskoppler betrieben werden. In diesem Fall bestehen die Koppelzweige zwischen den Toren 1 und 4 sowie zwischen Tor 2 und 3.

Wird der Port 4 mit einem Leitungswellenwiderstand, üblich 50Ω , abgeschlossen, wird der Viertor-Koppler zu einem Dreitor-Koppler und kann zur Leistungsaufteilung genutzt werden, da sich die eingespeiste Leistung an Tor 1 zu gleichen Teilen auf Tor 2 und 3 aufteilt. Man spricht durch die Halbierung der Leistung von einer Dämpfung um 3 dB für jeden Pfad. Der Koppler kann allerdings auch als Rückwärtskoppler zur Kombination von Leistungen genutzt werden. Die an Tor 2 und 3 eingespeisten Leistungen werden an Tor 1 kombiniert ausgegeben. Auf letztgenanntem Prinzip arbeitet sowohl der Wilkinson-Teiler als auch der Hohlleiterkoppler in dieser Arbeit [vgl. (Detlefsen und Siart, 2012)].

Koppler können verschieden aufgebaut werden. Der erwähnte Wilkinson-Teiler basiert beispielsweise auf sogenannten Mikrostreifenleitungen, auch Microstrip genannt. Diese Form der Koppler kann einfach und günstig produziert werden und ist daher in der Industrie sehr beliebt. Im Inneren sind zwei Wellenleiter parallel verlegt, die aus mehreren Schichten leitfähigem Material bestehen, welche auf einem Dielektrikum aufgebracht sind [vgl. (Heuermann, 2009)].

Es besteht ebenfalls die Möglichkeit, ein Koaxialkabel als Koppler zu verwenden. Für diesen Koppler muss ein separater Draht zwischen Innen- und Außenleiter des Koaxialkabels mitgeführt werden. Der Draht darf nicht länger als $\lambda/4$ der Wellenlänge sein. Durch die kapazitiven und induktiven Kopplungen des Koaxialkabels auf den Draht besteht die Möglichkeit, die Welle zu messen, die das Kabel durchwandert.

Bei einem Hohlleiterkoppler liegen zwei Hohlleiter übereinander. In der Mitte sind sie durch gebohrte Löcher oder Schlitze miteinander verbunden. Durch den Abstand der Löcher von

$\lambda/4$ besteht für die Welle nur die Möglichkeit, sich in eine Richtung auszubreiten. Dieses Modell soll für den Hohlleiterkoppler in dieser Arbeit entscheidend sein.

3.3.2 Parameter eines Richtkopplers

Koppler werden in ihrer Funktionsweise und in ihrem Wirkungsbereich durch eine Vielzahl von Parametern beschrieben. Alle Parameter eines Kopplers weisen frequenzabhängiges Verhalten auf. Das macht es schwierig, Koppler für eine große Bandbreite zu realisieren. Im Falle der vorliegenden Bachelorthesis ist dies aber auch nicht nötig, da die Frequenz durch die Aufgabenstellung festgelegt ist.

Die folgenden Parameter sind (Pozar, 1998) entnommen:

Streumatrix

Die Streuparameter eines Kopplers werden in einer Streumatrix angegeben. Mit ihrer Hilfe kann das Verhalten des Kopplers beschrieben werden. Entscheidend dabei ist die Wellenimpedanz, die in den meisten hochfrequenten Anwendungen 50Ω beträgt. Die Streuparameter gelten stets bezogen auf die Wellenimpedanz. Sie werden als Funktion der Frequenz gemessen. Schaut man sich die Matrix eines Kopplers und dessen Streuparameter an, werden die Werte einheitenlos nach Betrag in Dezibel und der Phase in Grad angegeben. Die Anzahl der Parameter hängt dabei von der Anzahl der Tore des Kopplers ab. Allgemein bedeutet dies, dass ein N-Tor-Koppler eine $N \times N$ -Streumatrix besitzt. Bezogen auf den verwendeten Viertorkoppler ergibt sich folgende, allgemeine Streumatrix nach (Pozar, 1998):

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Die Indexzahlen S_{mn} sind für m und n so zu deuten, dass die Welle von Tor n kommt und zu Tor m wandert. Erläutern kann man das am Beispiel S_{31} . Dieser Parameter beschreibt den Betrag und die Phase der Welle, die von Tor 1 kommt und zu Tor 3 geht.

Aufgrund der Symmetrie des Kopplers lässt sich die Streumatrix vereinfachen. Sowohl auf der Hauptdiagonalen als auch auf der Gegendiagonalen werden die Streuparameter zu Null, da ein als ideal angenommener Koppler sowohl reflexionsfrei als auch ideal isolierend und symmetrisch arbeitet.

Die Streumatrix vereinfacht sich zu:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Nach dieser Vereinfachung sind die vier Parameter S_{12} , S_{13} , S_{24} und S_{34} verblieben. Sowohl S_{12} als auch S_{34} beschreiben den Transmissionskoeffizienten des Kopplers. Dieser wird meist α oder wie in dieser Arbeit mit t abgekürzt. Die Parameter S_{13} und S_{24} beschreiben den Koppelkoeffizienten des Kopplers. Hier hat sich die Abkürzung β oder auch schlicht, wie im Folgenden genutzt, k etabliert. Da bei k die Phase eine entscheidende Rolle spielt, wird der Koppelkoeffizient mit einem j versehen. Die Streumatrix hat dann folgende Form:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & t & jk & 0 \\ t & 0 & 0 & jk \\ jk & 0 & 0 & t \\ 0 & jk & t & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Um die Abhängigkeit der einlaufenden und auslaufenden Wellen mit Hilfe der Streumatrix beschreiben zu können, ist es wichtig, zwei weitere Vektoren einzuführen. Die Vektoren für die Wellen sind Spaltenvektoren mit jeweils vier Einträgen, die folgende Form haben.

Für den Vektor der einlaufenden Wellen:

$$\begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \underline{a}_3 \\ \underline{a}_4 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Für den Vektor der auslaufenden Wellen:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \underline{b}_3 \\ \underline{b}_4 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Die Wellen stehen mit den Streuparametern in folgendem Verhältnis:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \\ \underline{b}_3 \\ \underline{b}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & t & jk & 0 \\ t & 0 & 0 & jk \\ jk & 0 & 0 & t \\ 0 & jk & t & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \\ \underline{a}_3 \\ \underline{a}_4 \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Wie gut zu erkennen ist, beschreibt die Streumatrix mit Transmissions- und Koppelkoeffizient das Verhältnis der auslaufenden Welle als Funktion der einlaufenden Welle.

Der Koppelkoeffizient k und der Transmissionskoeffizient t weisen außerdem folgende Beziehung auf:

$$t^2 + k^2 = 1 \quad (3.20)$$

Dieser Zusammenhang hilft bei der späteren Berechnung der benötigten Koppelfaktoren für die Leistungskombination.

Koppelfaktor

Der Koppelfaktor C beschreibt das Verhältnis von zugeführter Leistung am Port 1 zur übergekoppelten Leistung an Port 3. Der Wert wird typischerweise in dB angegeben und ergibt sich nach (Pozar, 1998) als:

$$C = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_3} \right) \text{ dB} \quad (3.21)$$

Isolation

Die Isolation I beschreibt das unerwünschte Überkoppeln von Port 1 auf Port 4. Dieses Überkoppeln kommt dann vor, wenn die beiden Ports 2 und 3 mit einem Leitungswellenwiderstand abgeschlossen sind. Der Wert wird ebenfalls in dB angegeben:

$$I = 10 \cdot \log \left(\frac{P_1}{P_4} \right) \text{ dB} \quad (3.22)$$

Richtwirkung

Die Richtwirkung D ist ein Indikator für die Fähigkeit des Kopplers, vorwärts und rückwärts laufende Wellen isolieren zu können. Dieser Indikator wird über zwei Formeln beschrieben:

$$D = 10 \cdot \log \left(\frac{P_3}{P_4} \right) \text{ dB} \quad (3.23)$$

$$D = I - C \text{ dB} \quad (3.24)$$

4 Simulation

Die Simulation des Hohlleiterkopplermodells wird auf zwei Wegen durchgeführt. Zum einen steht mit der Software „CST Studio Suite 2017“ der Firma „CST-Computer Simulation Technology“ (CST) ein Tool zur Verfügung, das die volle 3D-Simulation von Objekten in Hochfrequenzanwendungen ermöglicht. Sowohl Filter, Koppler als auch Antennen können mit der Hilfe des Tools auf ihr Feldverhalten geprüft werden. Es nennt sich „CST Microwave Studio“ und hilft im Rahmen der Arbeit dabei, ein 3D-Modell des Hohlleiterkopplers zu erstellen und dessen Frequenzverhalten zu beobachten.

Zum anderen steht das „AWR Microwave Office“ der Firma „National Instruments“ zur Verfügung. Mit Hilfe dieser Software ist es möglich, die Parameter des Modells, die von CST berechnet wurden, auf die Schaltungsebene zu bringen. Auf dieser Ebene kann geprüft werden, ob Leistungen, die in den Koppler eingespeist werden, auch tatsächlich kombiniert werden. Dies geschieht sowohl einzeln für jede Kombinationsstufe als auch für den gesamten Aufbau mit zwei Kombinationen.

4.1 Simulation mit CST Microwave Studio

Die Simulation mit „CST Microwave Studio“ umfasst drei Schritte. Im ersten Schritt wird die Anregung über ein Koaxialkabel in einen Hohlleiter simuliert. Hierbei wird darauf geachtet, ob die E- und H-Felder sich wie in der Theorie in dem Hohlleiter ausbreiten.

Im zweiten Schritt wird der Koppler mit zwei übereinanderliegenden Hohlleitern aufgebaut. Es wird beobachtet, ob sich ebenfalls, wie theoretisch erwartet, die Felder im Hohlleiter ausbreiten und ob die Überkopplung von dem oberen Hohlleiter in den unteren Hohlleiter funktioniert.

Im dritten Schritt werden beide Modelle kombiniert. Dieses Modell bildet den realen Aufbau nach. Besonders zu achten ist hierbei sowohl auf die exakte Überkopplung der Wellen vom oberen in den unteren Hohlleiter als auch auf die Überlagerung der Wellen am Ausgangsport.

4.1.1 Simulation der Anregung des Hohlleiters

Zu Beginn wird ein neues Projekt in der „CST Studio Suite 2017“ angelegt. Das Programm fragt ab, welche hochfrequente Anwendung vorliegt und in welcher Größenordnung die Parameter angegeben werden. Als Anwendungsumgebung sollte im ersten Schritt „MW & RF & Optical“ gewählt werden. Da Hohlleiter ein ähnliches Funktionsprinzip wie Antennen aufweisen, fällt die Wahl des Prozesses auf „Antennas“ und dann auf „Waveguide“, was das englische Wort für Hohlleiter ist. Im Anschluss daran wird der Solver für den Zeitbereich (Time Domain Solver) ausgewählt. Dieser hat sich im Hinblick auf die Simulation als der Effizienteste erwiesen, die anderen beiden Solver unterscheiden sich in ihren Algorithmen zur Felderberechnung von dem gewählten und sind teilweise langsamer und ungenauer. Die Parameter werden zuletzt in folgender Größenordnung angegeben:

- Länge l in mm
- Frequenz f in GHz
- Zeit t in ns
- Temperatur ϑ in Kelvin
- Spannung U in Volt
- Strom I in Ampere
- Widerstand R in Ohm
- Leitfähigkeit G in Siemens
- Induktivität L in nH
- Kapazität C in pF

Alternativ können nach der Einstellung der Parameter bereits der Frequenzbereich der Anregung sowie verschiedene Monitore zum Anzeigen der E- und H-Felder definiert werden. Hier werden Monitore für die interessante Frequenz von 2,45 GHz sowie ein Frequenzbereich von 2 bis 3 GHz definiert.

Mit diesen Einstellungen kann mit der Simulation der Anregung über ein Koaxialkabel begonnen werden.

Für die Abmessungen eines Hohlleiters sind stets die Innenseiten entscheidend. Es wird ein voll leitender Quader ausgewählt, der folgende Abmessungen hat:

- Breite a : 86,36 mm
- Höhe b : 43,18 mm
- Länge l : 86,69 mm

Zu Beginn wird nur die Anregung in den Hohlleiter simuliert. Daher entspricht die gewählte Länge nicht dem realen Hohlleiter. Da sich die Wellen aber wiederholen, spielt die Länge des simulierten Stückes noch keine Rolle. Der Quader wird nun auf einer Seite über die Subtraktionsfunktion von CST geöffnet. Anschließend wird die Form 2 mm in alle Richtung kopiert, um die Wandstärke des Hohlleiters darzustellen. Wird nun der zu Beginn erstellte Quader von den kopierten Wänden abgezogen, bleibt ein mit Luft gefüllter Hohlleiter zurück. Im Anschluss an diesen Schritt wird die Anregung über eine Koaxialbuchse realisiert. Dafür muss zuerst eine Öffnung in die obere Seite des Hohlleiters geschnitten werden. Dies geschieht erneut am einfachsten über die Subtraktionsfunktion von CST. Ein Zylinder des Durchmessers 10 mm wird mittig ($a/2$) und 35 mm von der geschlossenen Seite des Hohlleiters entfernt platziert. Bei der späteren Simulation des fertigen Modells zeigt sich, dass diese Position entgegen der Annahme des $\lambda_H/4$ -Abstandes zur Rückwand zu bevorzugen ist, da die Wellen sonst Probleme beim Überkoppeln durch die Schlitze bekommen. Wird der Zylinder nun vom Hohlleiter abgezogen, entsteht das gewünschte Loch. Nun müssen erneut zwei Zylinder erstellt werden. Der erste Zylinder sitzt exakt auf dem Loch auf und repräsentiert die Buchse für das Koaxialkabel. Er hat den äußeren Durchmesser 11 mm und eine Wandstärke von 0,5 mm. Dieser Zylinder ist sowohl mit einem Dielektrikum gefüllt, das den Wert $\epsilon_r = 2,1$ aufweist, als auch mit einem leitenden Koppelstift versehen, der oben mit der Buchse abschließt und nach unten in den Hohlleiter hinein ragt. Der Koppelstift hat einen Durchmesser von 3 mm. Dieser Aufbau sorgt dafür, dass die Welle zwischen Koppelstift und Außenleiter durch das Dielektrikum in den Hohlleiter wandert. Nach 10 mm des Koppelstiftes in den Hohlleiter folgt ein weiterer Zylinder. Dieser ist ebenfalls 10 mm lang und hat einen Durchmesser von 9 mm. Dieser Zylinder gewährleistet den reflexionsfreien Abschluss der Buchse. Der Koppelstift samt Abschlusswiderstand ragt damit insgesamt $\approx \lambda_H/4$ in den Hohlleiter.

Das Modell in CST sieht wie folgt aus:

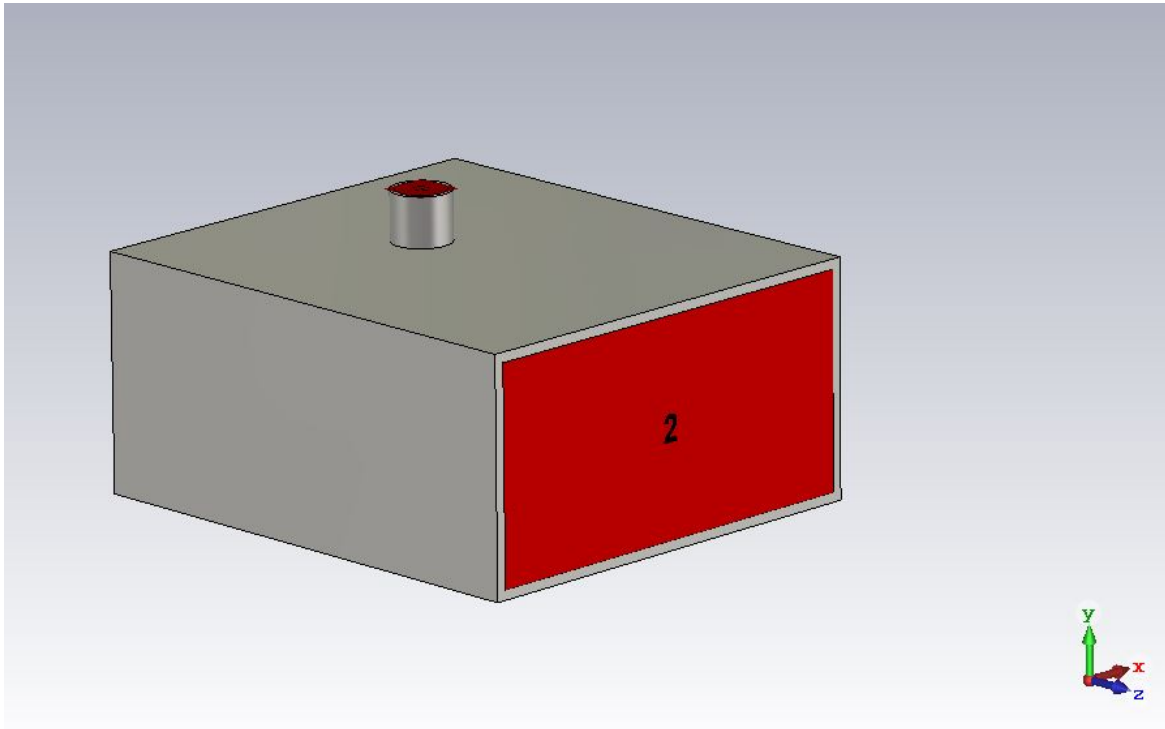


Abbildung 4.1: CST-Modell der Hohlleiteranregung über eine Koaxialbuchse

Die roten Flächen 1 und 2 bilden die Ports des Hohlleiters nach. Die Welle wird über Port 1 angeregt, der sich oben auf der Buchse befindet und verlässt den Hohlleiter über den Port 2.

Der Querschnitt des Hohlleiters zeigt den Koppelstift samt Abschlusswiderstand im Inneren:

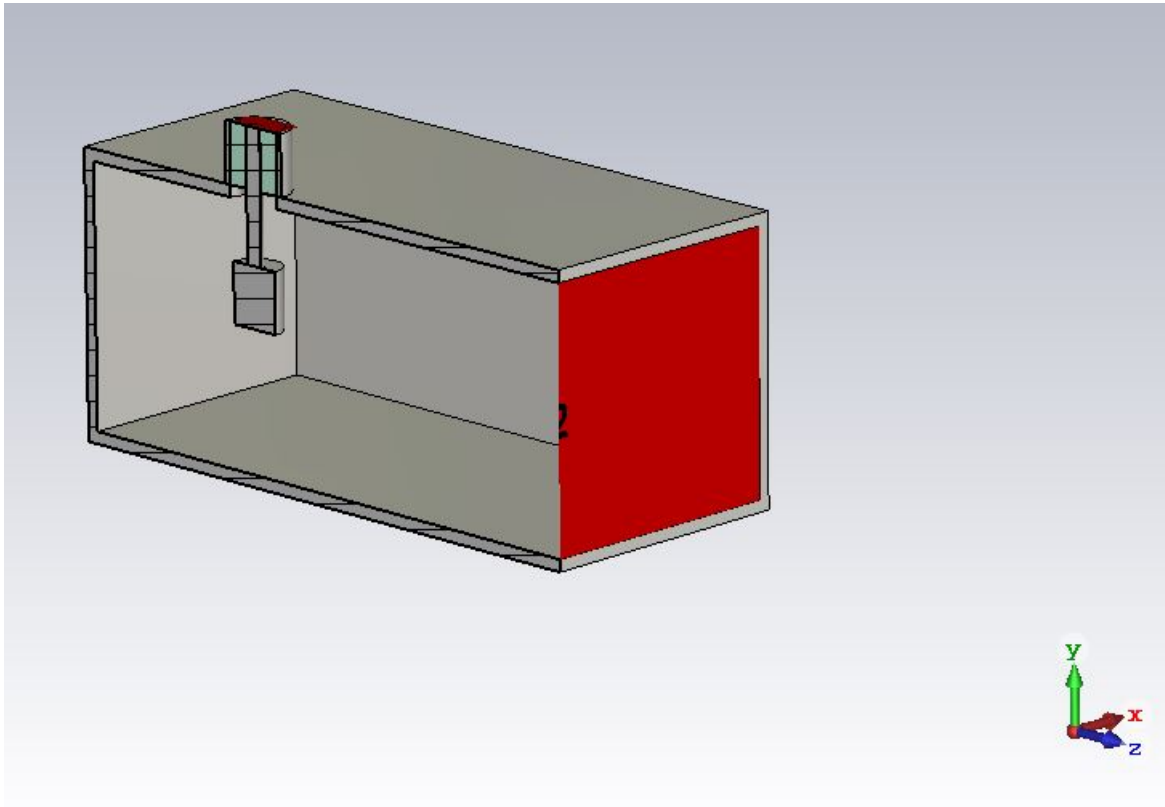


Abbildung 4.2: Querschnitt des CST-Modells der Hohlleiteranregung über eine Koaxialbuchse

Um zu prüfen, ob und wie sich die E- und H-Felder im Hohlleiter ausbreiten, wird Port 1 mit einer Frequenz von 2,45 GHz angeregt. CST simuliert nun die Ausbreitung der verschiedenen Wellen.

Dies ist in folgenden Abbildungen zu sehen:

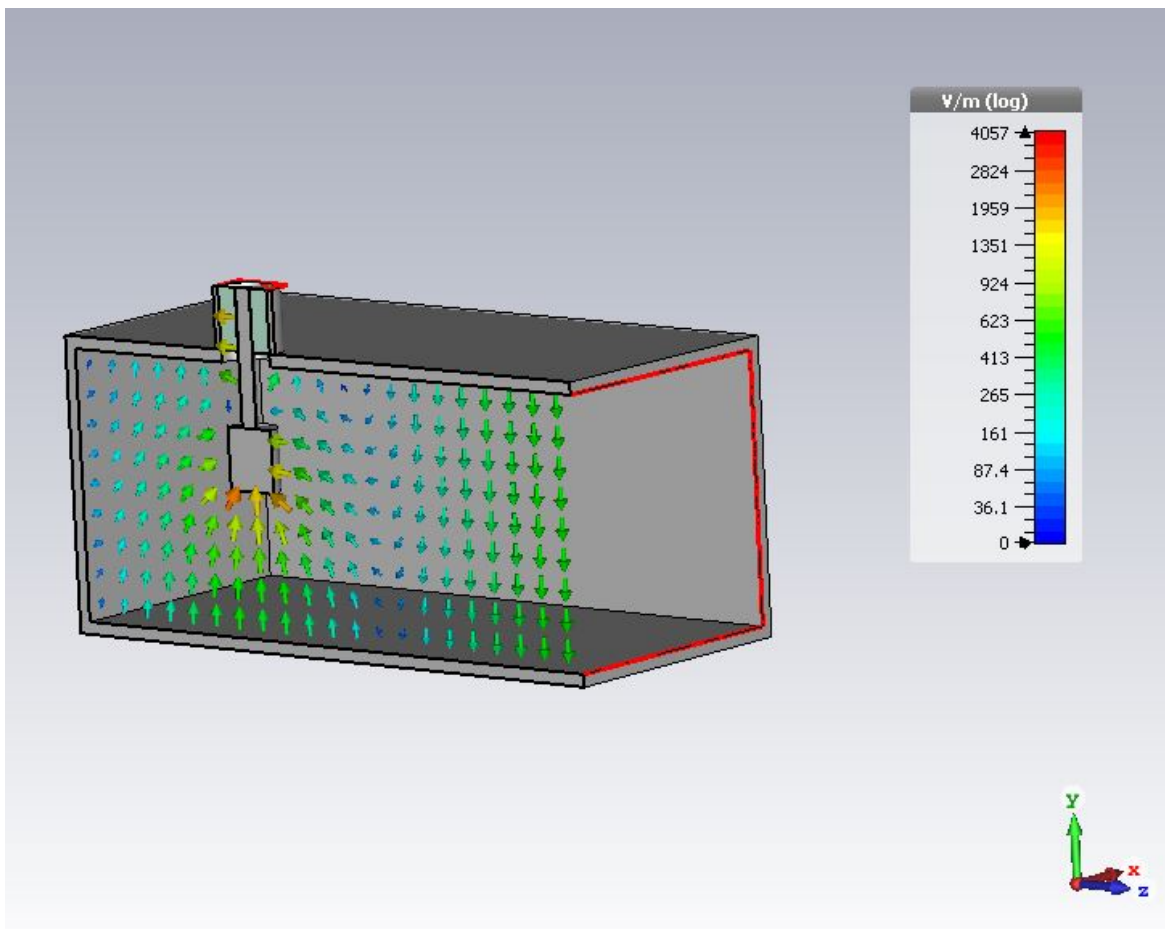


Abbildung 4.3: Ausbreitung der E-Felder bei Anregung im Hohlleiter

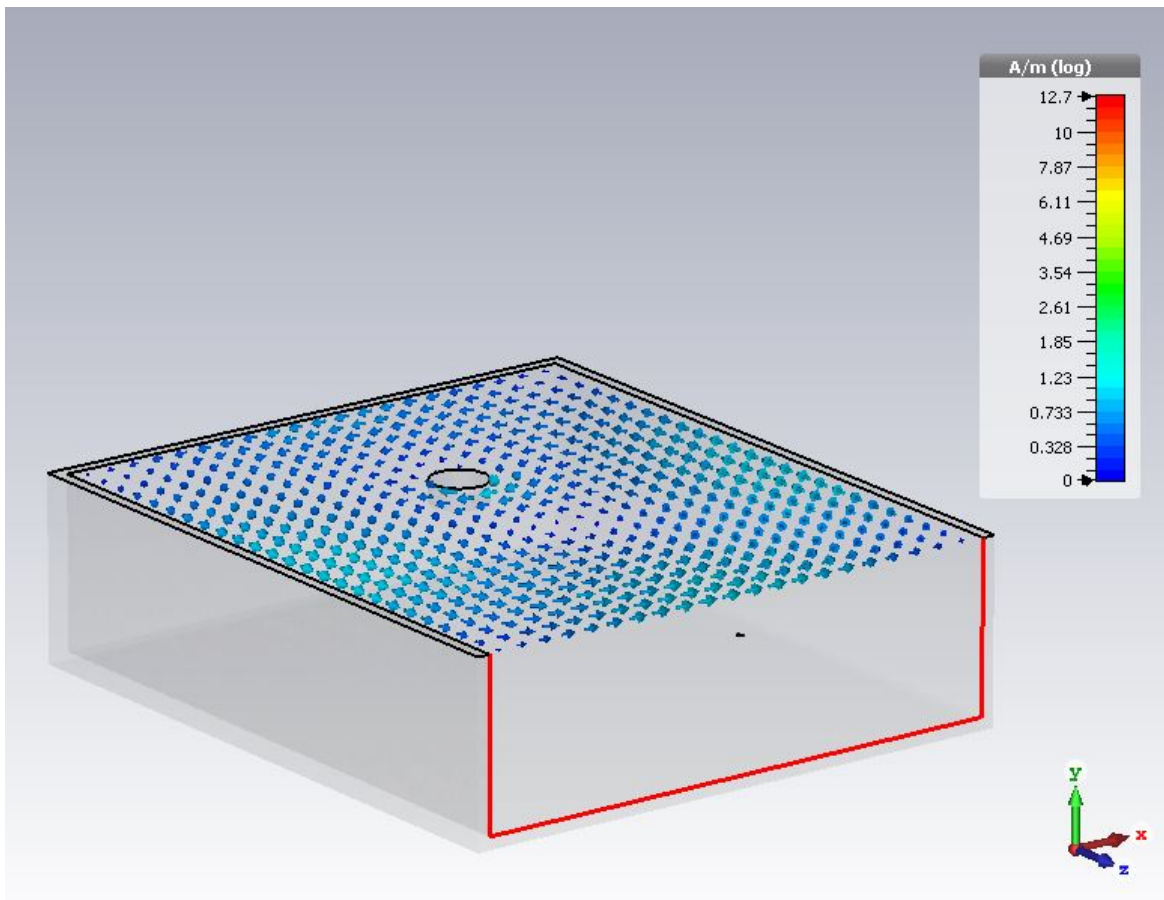


Abbildung 4.4: Ausbreitung der H-Felder bei Anregung im Hohlleiter

Bei Betrachtung der E-Felder in Abbildung 4.3 ist gut erkennbar, dass diese senkrecht stehend durch den Hohlleiter wandern und phasenabhängig ihre Richtung ändern. Die Pfeile in der Abbildung zeigen das Maximum der auftretenden E-Felder und sind daher nur in der Mitte zu sehen. Die Ausbreitung findet, wie theoretisch zu erwarten, über die ganze Breite des Hohlleiters statt. Sie wurde hier der Übersicht halber aber auf einen vertikalen Schnitt beschränkt. Bei den H-Feldern in Abbildung 4.4 ist ebenfalls gut erkennbar, dass die Felder senkrecht auf den E-Feldern stehen. Hier wurde die Ausbreitung ebenso zur besseren Übersicht nur horizontal geschnitten und mittig abgebildet. Gut erkennbar sind die Ringe, welche die H-Linien um die E-Linien bilden. Betrachtet man die Ausbreitung auf beweglichen Bildern, ist die zweite Ausbreitungsrichtung H_z der H-Felder noch besser erkennbar. Es handelt sich wie zu erwarten um eine H_{10} -Welle. Die bewegten Bilder sind im Anhang unter Abschnitt A.1 beigefügt.

Das Modell eignet sich schlussfolgernd zur Anregung des Hohlleiterkopplers.

4.1.2 Simulation der Überkopplung zweier Hohlleiter

Der zweite Schritt der Simulation umfasst den Aufbau zweier übereinanderliegender Hohlleiter. Ziel dieser Simulation ist die Beobachtung der Überkopplung eines oberen auf den unteren Hohlleiter.

Wie im ersten Teil der Simulation wird ein weiteres Projekt mit denselben Grundeinstellungen angelegt. Ebenfalls wie im ersten Teil wird der untere Hohlleiter mittels Ausdehnung der Wände und abschließender Subtraktion des Innenstückes erstellt. Der Hohlleiter ist auf beiden Seiten geöffnet und besitzt folgende Abmessungen:

- Breite a: 86,36 mm
- Höhe b: 43,18 mm
- Länge l: 173,38 mm

Dieser Hohlleiter wird in y-Richtung nach oben gespiegelt kopiert. Nun sind zwei aufeinanderliegende Hohlleiter vorhanden. Letztlich werden noch Koppelschlitze zwischen den Hohlleitern eingebracht, da die übliche Überkopplung durch Koppellöcher bei der Simulation nicht funktioniert.

Für die Koppelschlitze werden zwei Zylinder zwischen den Hohlleitern angebracht, die beide einen Durchmesser von 10 mm besitzen. Die Zylinder sind je am Rand der breiten Seite a angebracht und haben den Abstand $\lambda_H/3$ zur Öffnung des Hohlleiters. Dieser Abstand spielt für die Simulation keine Rolle, zur Überkopplung ist lediglich der Abstand der Koppelschlitze untereinander entscheidend. Subtrahiert man die Flächen zwischen den beiden Zylindern und die Zylinder selbst vom Hohlleiter, ergibt sich der gewünschte Koppelschlitz. Dieser muss abschließend in Ausbreitungsrichtung gespiegelt und kopiert werden, sodass der Abstand der beiden Schlitze variabel bleibt. Verändert man nun den Abstand des ersten Koppelschlitzes zur Mitte des Hohlleiters, wird der zweite Koppelschlitz dynamisch mitbewegt. Der erste Koppelschlitz ist im Abstand von $\lambda_H/4$ zu dem zweiten Koppelschlitz weiter hinten im Hohlleiter platziert.

Das Modell ist in folgender Abbildung zu sehen:

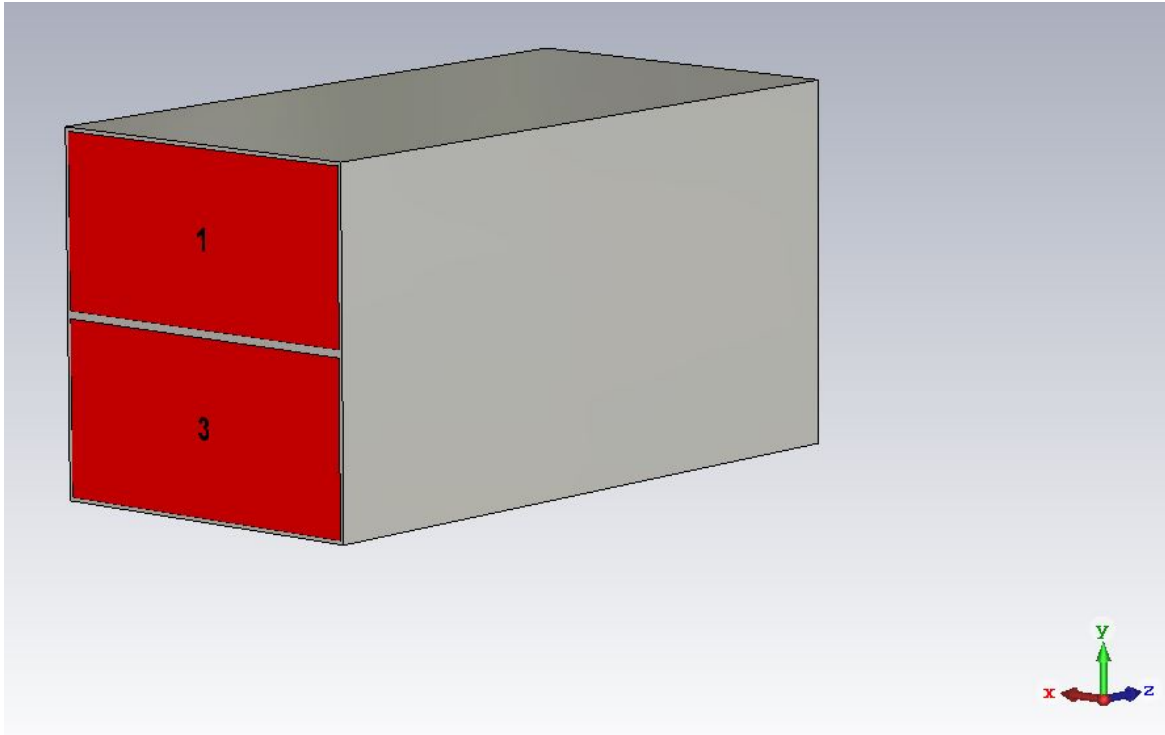


Abbildung 4.5: Simulation zweier übereinander liegender Hohlleiter in CST

Die auf dem Bild erkennbaren Ports 1 und 3 der Hohlleiter setzen sich auf der Rückseite analog fort. Der obere Port 2 und der untere Port 4, welche im Bild nicht sichtbar sind, ergeben so das Gesamtbild des Viertor-Hohlleiterkopplers.

Um einen Einblick in das Innere des Modells und besonders auf die Koppelschlitze zu bekommen, zeigt folgende Abbildung einen Querschnitt des Modells:

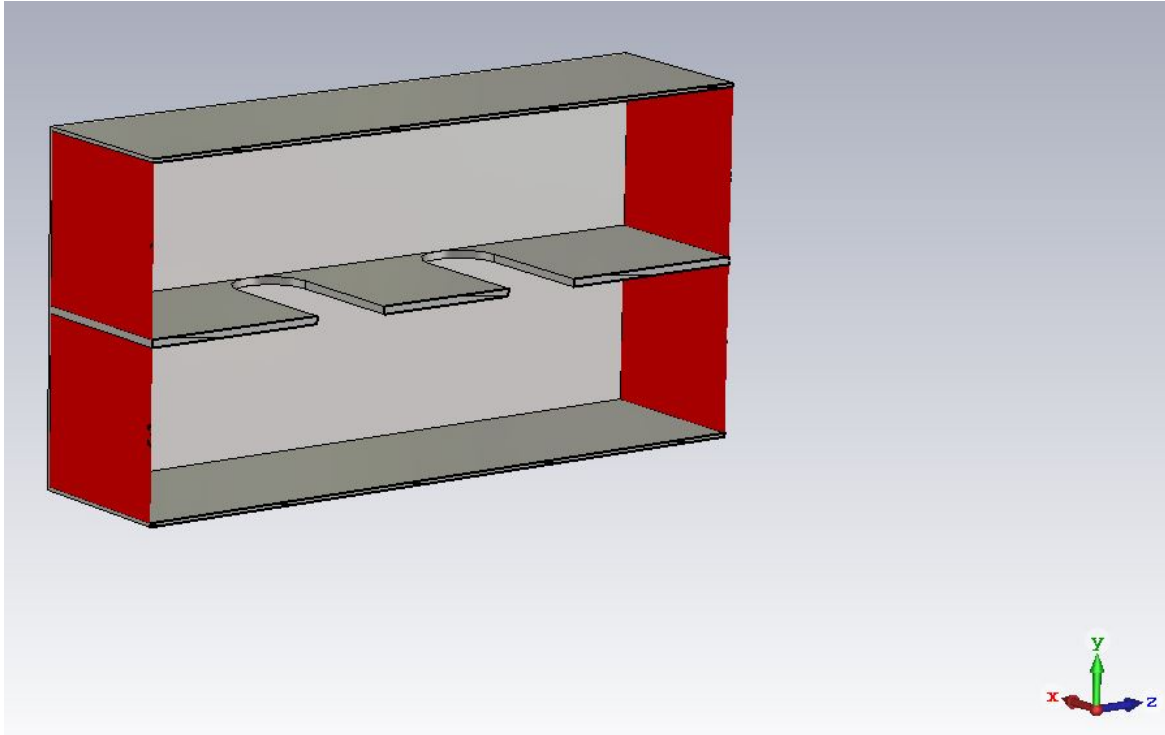


Abbildung 4.6: Querschnitt der simulierten Hohlleiterkoppler in CST

Betrachtet man den Hohlleiter im Querschnitt und regt den Port 1 ebenfalls mit einer Frequenz von 2,45 GHz an, kann das Wandern der E- und H-Felder sowie das Überkoppeln über die Schlitze von dem oberen in den unteren Hohlleiter beobachtet werden.

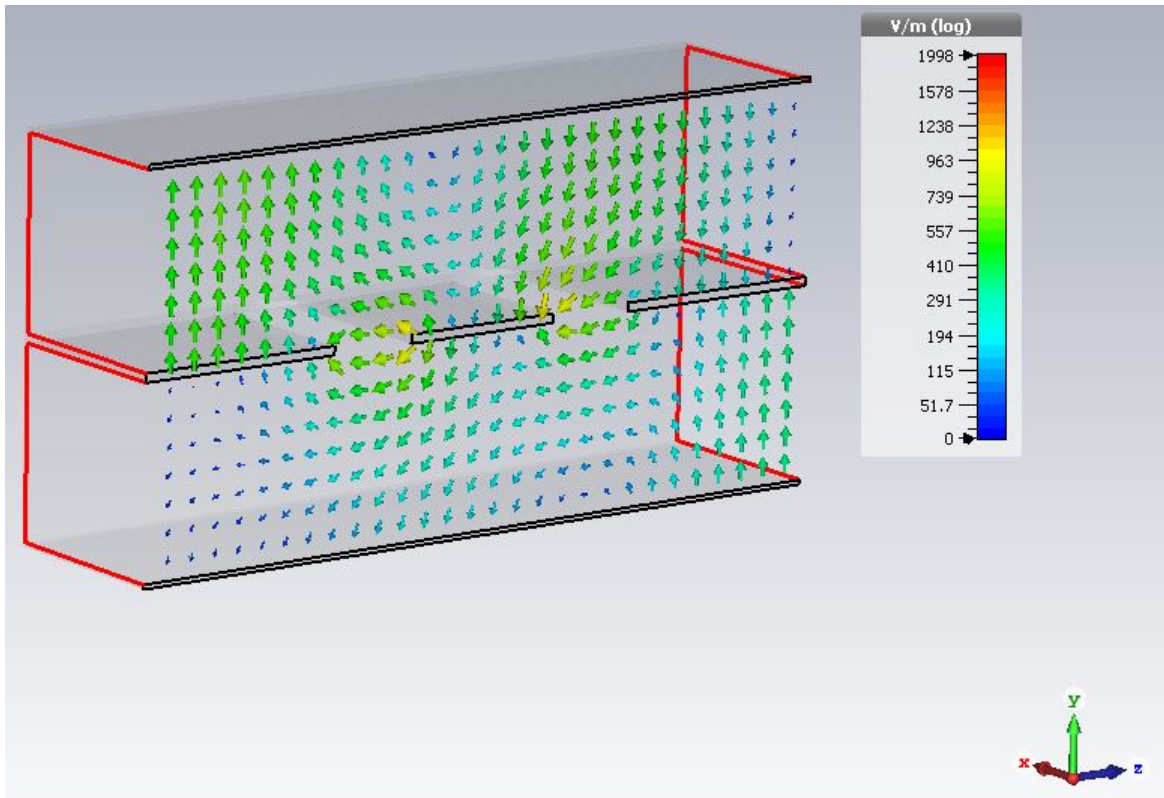


Abbildung 4.7: Überkopplung der E-Felder von einem Hohlleiter zum anderen

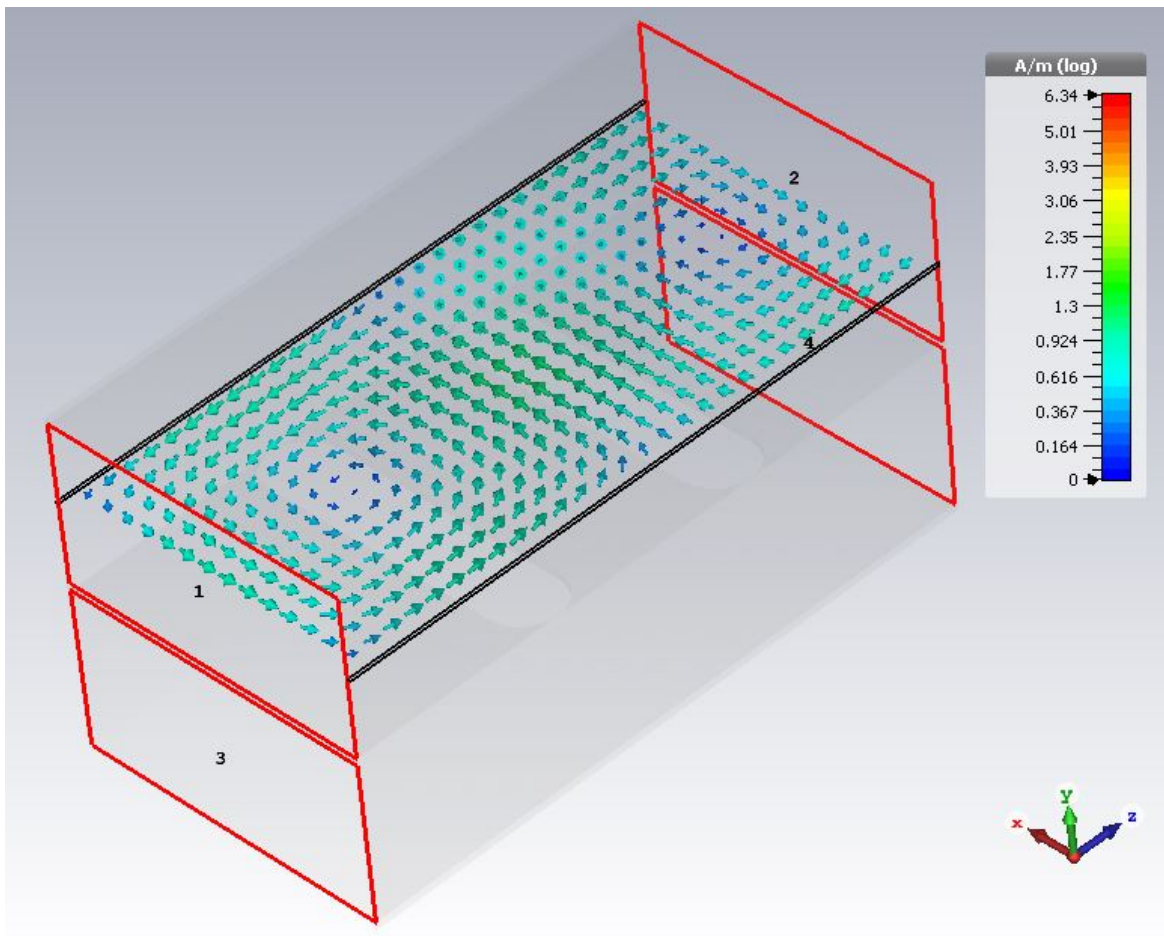


Abbildung 4.8: H-Felder bei der Überkopplung

Sowohl bei den E-Feldern als auch bei den H-Feldern ist zu beobachten, dass sie den Hohlleiterkoppler über den Port 1 betreten und sich, wie schon im ersten Teil der Simulation, richtig ausbreiten - die E-Felder stehend, die H-Felder erneut als Ringe. Entscheidend hierbei ist das Überkoppeln der beiden Hohlleiter. Bei den E-Feldern kann beobachtet werden, wie die Welle durch den Koppelschlitz und den Abstand der beiden Schlitze von $\lambda_H/4$ zueinander vom oberen in den unteren Hohlleiter gekoppelt wird. Es ist außerdem gut zu sehen, dass sich die Welle in die gewünschte Richtung zu Port 4 ausbreitet. Im Anhang unter Abschnitt A.1 sind ebenfalls bewegte Bilder beigefügt.

Im Anschluss an die Simulation sollen noch die ermittelte Grenzfrequenz f_{grenz} sowie der allgemeine Arbeitsbereich eines R26-Hohlleiters gezeigt werden. Dafür werden über den Port 1 Frequenzen von 1 bis 4 GHz angeregt. Die Streuparameter sehen wie folgt aus:

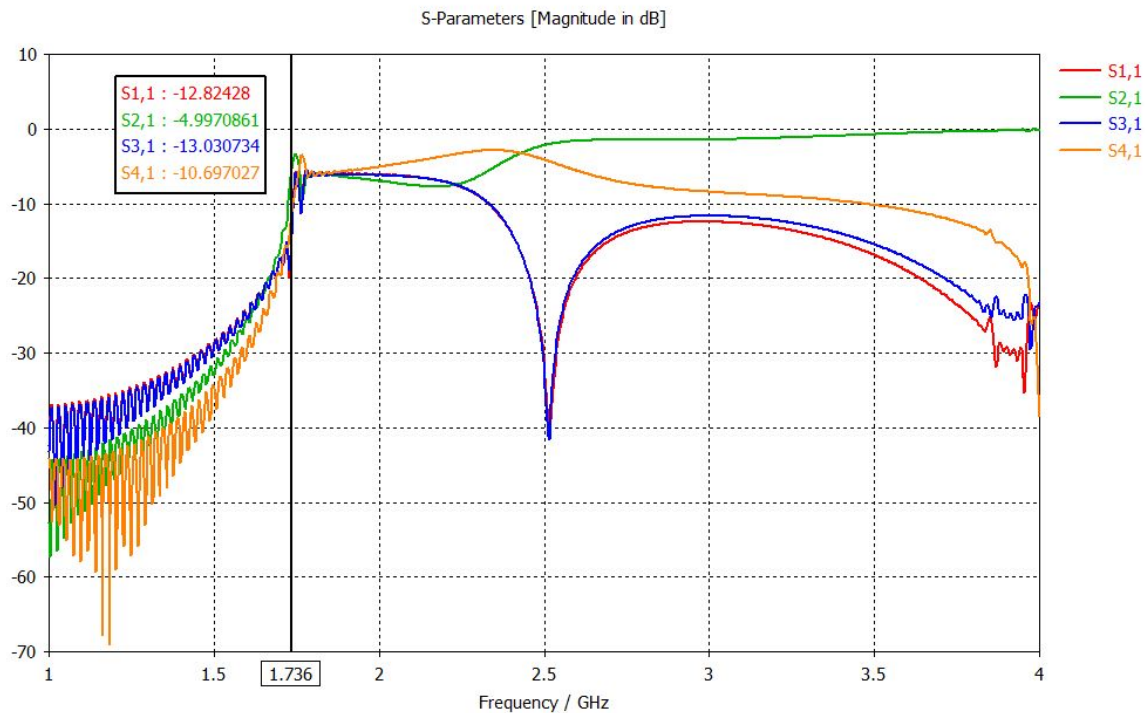


Abbildung 4.9: Streuparameter des R26-Hohlleiters mit markierter Grenzfrequenz

Abbildung 4.9 ist in Abschnitt A.1 im Anhang hochauflösend beigefügt. Bei Betrachtung der Streuparameter fällt auf, dass, wie theoretisch erwartet, die Wellen unter 1,736 GHz nicht ausbreitungsfähig sind und der Hohlleiter unterhalb dieser Frequenz nicht funktioniert. Ab einer Frequenz von 2,17 GHz haben sich die Wellen so eingeschwingen, dass mit dem Hohlleiter gearbeitet werden kann. Es ist ebenfalls gut zu sehen, dass bei der oberen Frequenzgrenze von 3,3 GHz die Wellen erneut langsam zu schwingen beginnen. Der simulierte Hohlleiter weist demnach das erwartete Verhalten auf.

Abschließend lässt sich für die zweite Stufe der Simulation festhalten, dass das Überkoppeln zweier Hohlleiter über Schlitze funktioniert und dieses Modell für den Aufbau des Hohlleiterkopplers geeignet ist.

4.1.3 Zusammenführung beider Modelle zum Hohlleiterkoppler mit Koaxialkabel-Anregung

Der letzte Schritt der CST-Simulation umfasst die Zusammenführung beider Modelle. Dafür wird, wie in den ersten beiden Simulationen auch schon praktiziert, ein neues Projekt in CST angelegt und dieselben Parameter für Frequenz, Länge und Zeit wie in Unterabschnitt 4.1.1 ausgewählt.

Zu Beginn der Simulation wird der untere Hohlleiter mit offenen Enden an beiden Seiten erstellt. Dafür wird ein Hohlleiter wie in Unterabschnitt 4.1.2 modelliert. Der Unterschied zur zweiten Simulation liegt darin, dass nun der untere Hohlleiter nicht in y-Richtung gespiegelt wird, sondern über einen an beiden Enden geschlossenen Hohlleiter mit Koaxialbuchsen aufliegend durch Koppelschlitze angeregt wird. Dafür kann der Hohlleiter aus der ersten Simulation auf den der zweiten gesetzt werden. Da nur eine Hälfte der Anregung simuliert wurde, muss der obere Hohlleiter in Ausbreitungsrichtung gespiegelt und kopiert werden. Dies ergibt folgendes Bild der Simulation:

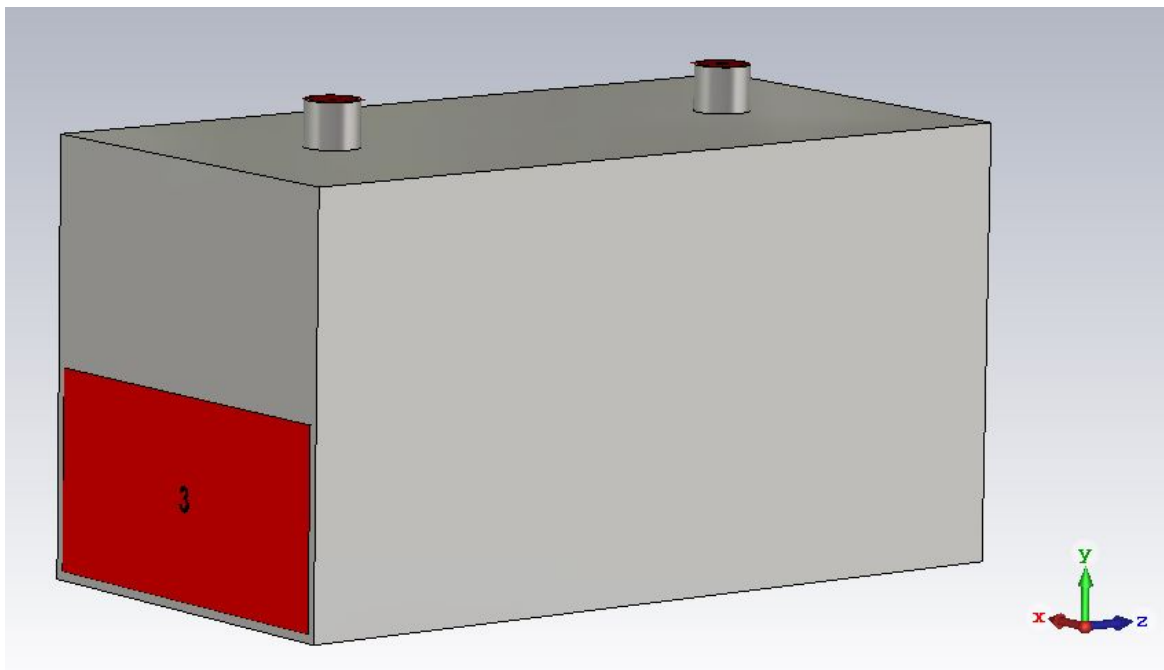


Abbildung 4.10: Hohlleiterkoppler mit Koaxialkabelbuchse in CST

Die beiden unteren Ports des Hohlleiters sind die Ports 3 und 4. Die beiden Koaxialbuchsen auf der oberen Seite sind analog dazu Port 1, der über Port 3 liegt und Port 2, der über Port 4 liegt. Um die Überkopplung beider Hohlleiter zu gewährleisten, werden erneut Zylinder im Inneren der Hohlleiter platziert. Diese Zylinder werden nochmals mit der

Fläche zwischen ihnen von den Hohlleitern abgezogen. Die folgende Abbildung zeigt den Querschnitt des Modells, mit dessen Hilfe die Koppelschlitz und die Anregung über die Buchsen sichtbar sind:

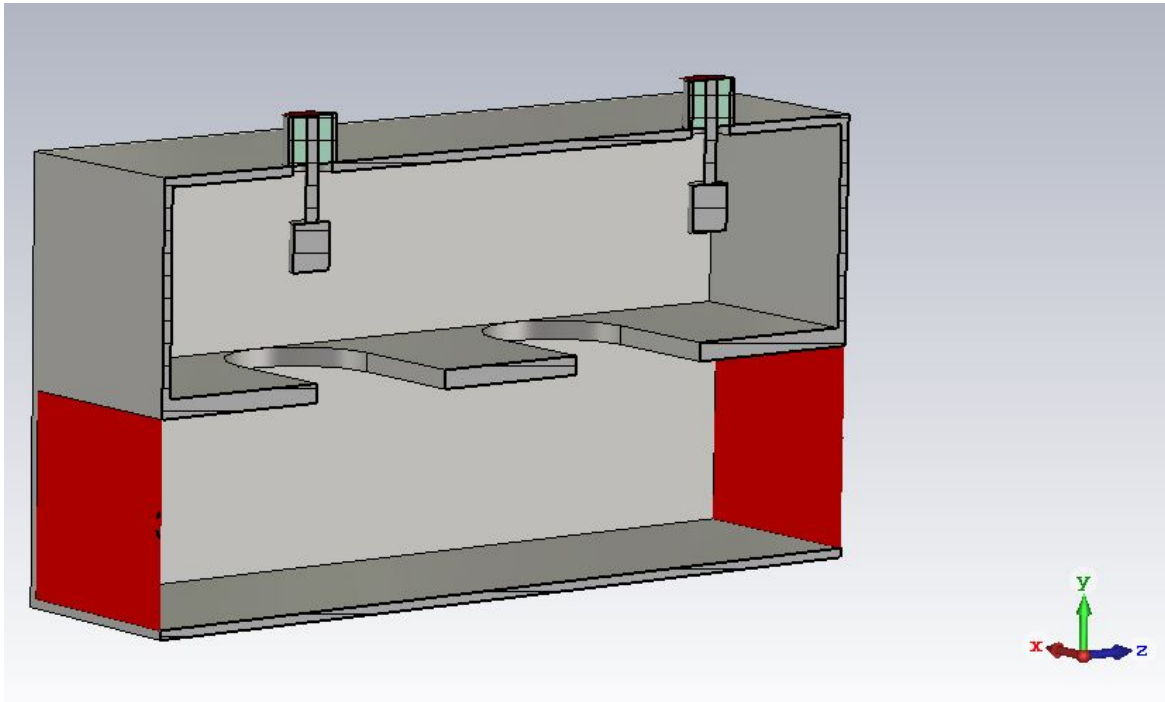


Abbildung 4.11: Querschnitt des Hohlleiterkopplers mit Koaxialkabelbuchse in CST

Da über Port 2 keine Wellen angeregt werden, wird dieser Port ebenfalls mit 50Ω reflexionsfrei abgeschlossen. Für den Abstand der beiden Koppelschlitz zueinander sowie für die Breite der Schlitz werden neue Variablen angelegt, damit diese Parameter schnell und unabhängig voneinander variiert werden können:

- Abstand der Koppelschlitz zur Mitte des Hohlleiters: v_k
- Radius der Koppelschlitz: r_k

Da der zweite Koppelschlitz eine Kopie des ersten darstellt, ändert sich sein Abstand zur Mitte und sein Durchmesser dynamisch mit diesen Variablen.

4.1.4 3 dB-Koppler

Da der Koppelfaktor k und die Gesamtverstärkung eines Kopplers A voneinander abhängig sind, muss im Vorfeld überlegt werden, mit welchem Faktor k der Hohlleiterkoppler die Leistungen überkoppeln soll. Dafür kann ein vereinfachtes Modell genutzt werden. Der Einfachheit halber werden alle eingespeisten Leistungen in den Hohlleiterkoppler mit 1 mW angenommen. Es werden daher in der theoretischen Überlegung an Port 1 sowie an Port 3 des Kopplers 1 mW eingespeist. An Port 4, dem Ausgangsport des Kopplers, sollen kombiniert 2 mW abgreifbar sein. Das Verhältnis zugeführter Leistung P_1 zur zugeführten Leistung P_3 ist gleich dem Verhältnis des Koppelfaktors k^2 zum Transmissionskoeffizienten t^2 . Das Quadrat beruht auf der Betrachtung von Leistungen:

$$\frac{P_1}{P_3} = \frac{1 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} = 1 = \frac{k^2}{t^2} \quad (4.1)$$

Stellt man die Formel nun nach t^2 um und setzt den Wert in die unter (3.20) ermittelte Gleichung ein, ergibt sich folgender Zusammenhang für den Koppelfaktor:

$$k^2 + t^2 = 1 \rightarrow 2k^2 = 1 \rightarrow k = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (4.2)$$

Der Koppelfaktor und die Verstärkung des Kopplers stehen in folgendem Zusammenhang:

$$A = 20 \cdot \log(k) \text{ dB} \quad (4.3)$$

Eingesetzt für den ermittelten Koppelfaktor ergibt sich folgende Verstärkung für den ersten Koppler:

$$20 \cdot \log(k) \text{ dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \text{ dB} = -3 \text{ dB} \quad (4.4)$$

Da nun klar ist, mit welchem Wert der Koppler koppeln soll, müssen sowohl der Abstand als auch der Durchmesser der Koppelschlitze an den Verstärkungsfaktor angepasst werden.

Für diesen Schritt empfiehlt sich die Optimierungsfunktion von CST. Bei der Optimierungsfunktion können Ziele und Parameter angegeben werden, die CST mit einem Algorithmus variiert, bis das gewünschte Ziel erreicht ist. Es wurden die folgenden Ziele festgelegt:

- Streuparameter S_{11} , S_{31} und $S_{33} \stackrel{!}{\leq} -20$ dB
- Streuparameter S_{41} und $S_{43} \stackrel{!}{=} -3$ dB

Die Streuparameter S_{11} , S_{31} und S_{33} sollen bei Möglichkeit unter -20 dB fallen, da bei diesen Werten davon ausgegangen werden kann, dass keine Anteile der Welle die genannten Ports verlässt. Dafür sollen die Wellen von Port 1 nach Port 4 sowie von Port 3 nach Port 4 eine Kopplung von -3 dB sicherstellen. Bei Einhaltung dieser Werte wird von einem 3 dB-Koppler gesprochen. Um die Werte zu erreichen, werden die beiden Parameter v_k und r_k so lange von der Optimierungsfunktion variiert, bis die gewünschten Ziele erreicht sind. Nach dem Optimierungsvorgang weist der 3 dB-Koppler folgende Werte auf:

- Der Radius der beiden Koppelschlitze r_k : 16,39 mm
- Der Abstand der Koppelschlitze zur Mitte v_k : 33,44 mm

Da beide Koppelschlitze einen Abstand zur Mitte von 33,44 mm aufweisen, beträgt der Gesamtabstand der Koppelschlitze zueinander:

$$2 \cdot v_k = 2 \cdot 33,44 \text{ mm} = 66,88 \text{ mm} \quad (4.5)$$

Der Unterschied des Abstandes der Koppelschlitze zum theoretisch erwarteten Abstand von $\lambda_H/4$ lässt sich damit erklären, dass sowohl die Anregung über den Koppelstift als auch die ungewöhnliche Breite der Koppelschlitze eine Änderung der Überkopplung bewirken. Daher ist es im Anschluss an die Simulation wichtig zu überprüfen, ob die S-Parameter die gewünschte Kopplung einhalten. Dafür wird der Hohlleiterkoppler mit Frequenzen von 2 bis 3 GHz über den Port 1 angeregt.

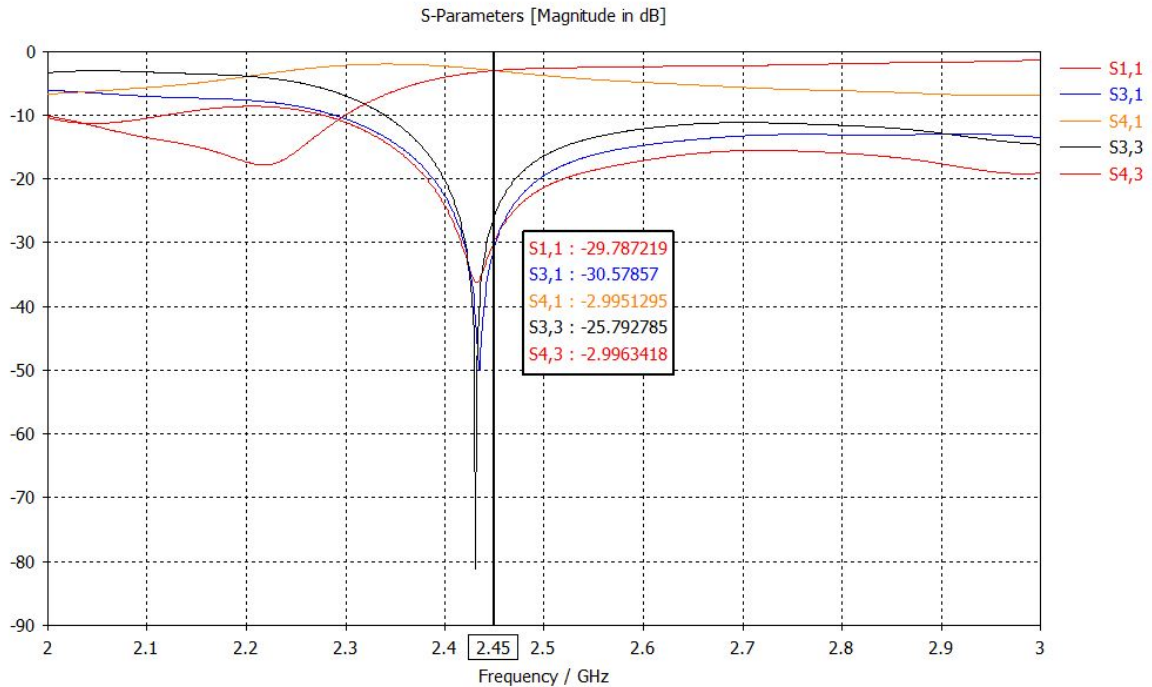
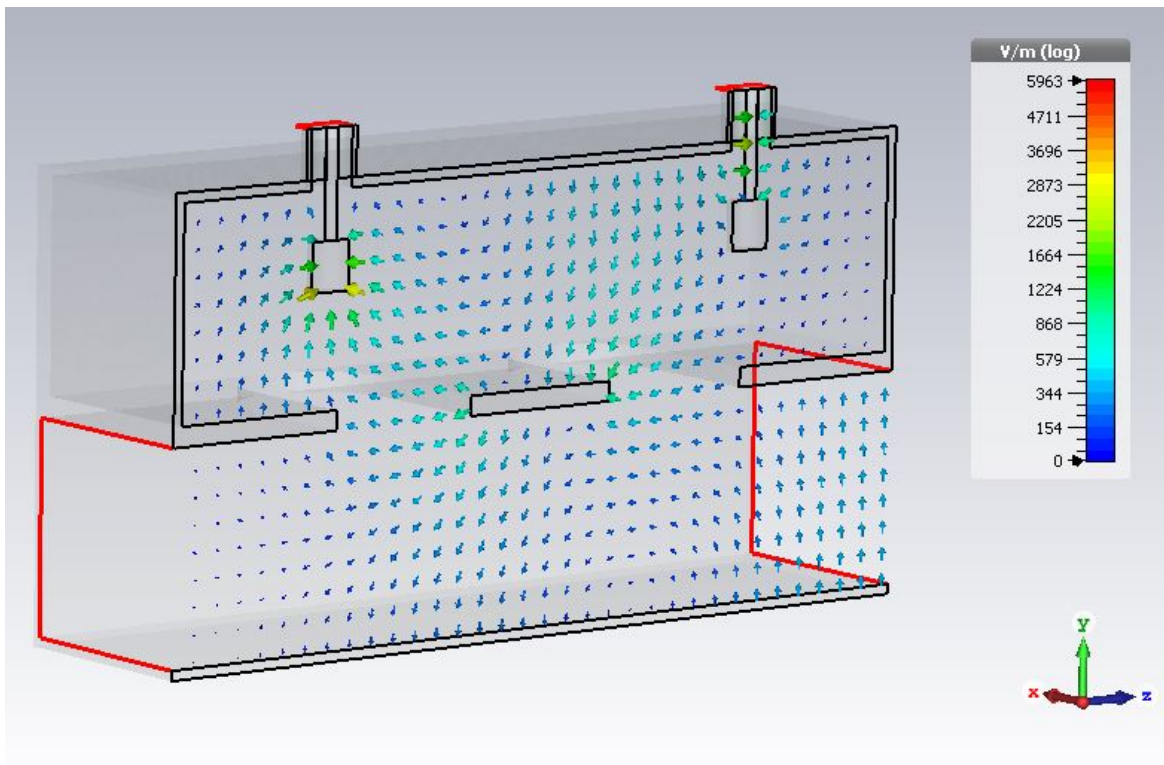


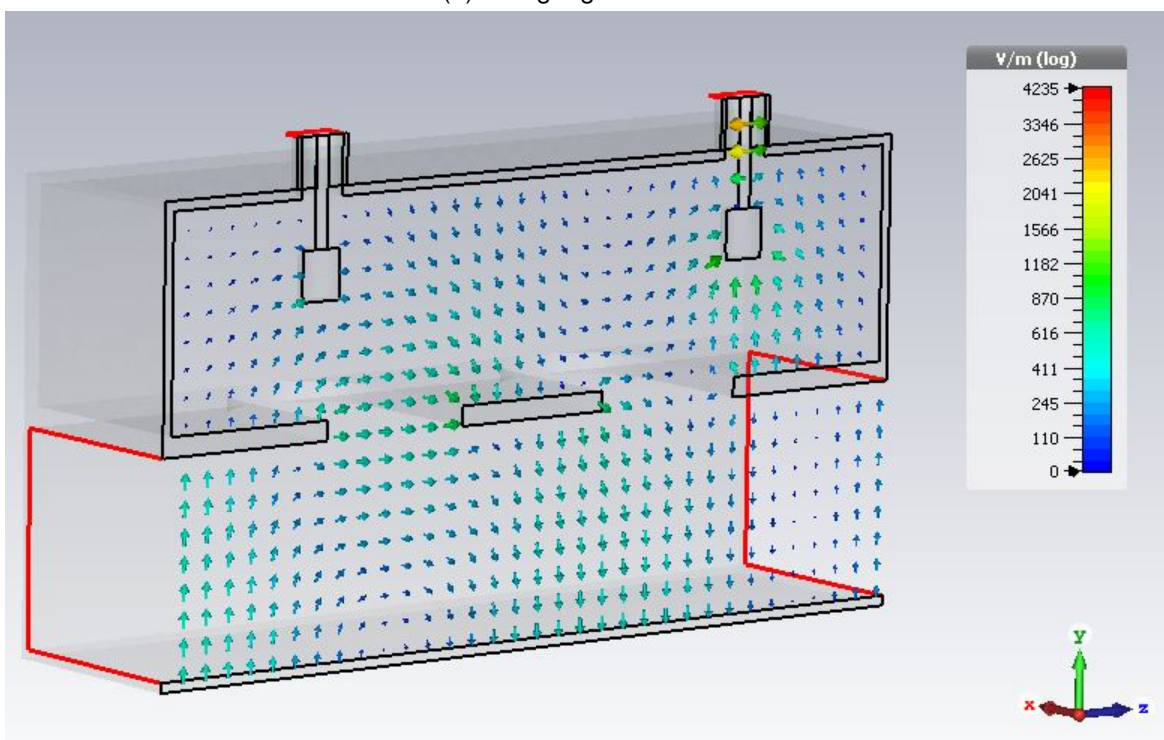
Abbildung 4.12: Streuparameter des 3 dB-Kopplers in CST

Abbildung 4.12 ist in Abschnitt A.1 im Anhang hochauflösend beigefügt. Alle Streuparameter halten den gewünschten Wert ein, der Wert von -20 dB für die Parameter S_{11} , S_{31} und S_{33} wird sogar noch übertroffen. Das Ergebnis der Streuparameter ist daher zufriedenstellend.

Als letzter Test für den Koppler werden Wellen sowohl über Port 1 als auch über Port 3 angeregt. Die Anregung erfolgt dabei mit derselben Phasenlage. Die jeweils ankommenden Wellen an Port 4 werden dann verglichen.



(a) Anregung über Port 1



(b) Anregung über Port 3

Abbildung 4.13: Vergleich der E-Wellen bei Anregung über Port 1 und Port 3 des 3 dB-Kopplers

Vergleicht man die Wellenlagen an Port 4 in Abbildung 4.13, kann beobachtet werden, dass sich sowohl bei der Anregung über Port 1 als auch bei der Anregung über Port 3 an Port 4 eine stehende Welle bildet. Da sich diese stehenden Wellen bei gleichzeitiger Anregung über beide Ports überlagern, funktioniert der simulierte 3 dB-Koppler entsprechend seinen Anforderungen.

4.1.5 4,77 dB-Koppler

Der nächste Schritt der CST-Simulation umfasst die Simulation des zweiten Kopplers. Dieser Koppler sitzt direkt hinter dem ersten Koppler und soll die ankommende Wellenleistung mit einer zweiten Leistung durch Überlagerung kombinieren. Das Funktionsprinzip ist hierbei gleich dem in Unterabschnitt 4.1.4 beschriebenen 3 dB-Koppler, es bestehen allerdings Unterschiede bei den Koppelfaktoren. Dies wird besonders dann bewusst, wenn die Verhältnisse der Leistungen betrachtet werden.

In der Theorie kommt aus der ersten Koppelstufe eine Leistung von 2 mW. Diese Leistung soll nun ebenfalls mit einer Leistung von 1 mW kombiniert werden. Als Ergebnis soll an Port 4 eine kombinierte Leistung von 3 mW abgreifbar sein. Erneut kann die unter (4.1) genannte Gleichung zur Hilfe genommen werden:

$$\frac{P_1}{P_3} = \frac{1 \text{ mW}}{2 \text{ mW}} = \frac{1}{2} = \frac{k^2}{t^2} \quad (4.6)$$

Wie unter (4.2) kann der Koppelfaktor über:

$$k^2 + t^2 = 1 \rightarrow 3k^2 = 1 \rightarrow k = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (4.7)$$

ermittelt werden.

Bei Betrachtung der Gleichungen (4.2) und (4.7) kann für die N-stufige Leistungskombination mit Hohlleiterkopplern folgende Gleichung für die Koppelfaktoren der einzelnen Stufen aufgestellt werden:

$$k(N) = \frac{1}{\sqrt{N+1}} \text{ mit } N \in \mathbb{N} \quad (4.8)$$

Mit dem ermittelnden Koppelfaktor kann erneut die Verstärkung A des Kopplers berechnet werden:

$$A = 20 \cdot \log(k) \text{ dB} = 20 \cdot \log\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right) \text{ dB} = -4,77 \text{ dB} \quad (4.9)$$

Die Ziele, die nun in der zweiten Koppelstufe erreicht werden sollen, unterscheiden sich nur minimal von denen des ersten Kopplers:

- Streuparameter S_{11} , S_{31} und $S_{33} \stackrel{!}{\leq} -20 \text{ dB}$
- Streuparameter $S_{41} \stackrel{!}{=} -4,77 \text{ dB}$

Erneut sollen die Streuparameter S_{11} , S_{31} und S_{33} unter -20 dB fallen, damit sich die Welle nicht ungewollt in andere Ports ausbreitet. Der Unterschied zum ersten Koppler liegt darin, dass die angeregte Welle nun eine Überkopplung von -4,77 dB von Port 1 zu Port 4 aufweisen soll. Dieses Ziel wird erneut in der Optimierungsfunktion von CST definiert. Die von CST änderbaren Parameter rk und vk stehen wie bei der ersten Koppelstufe auch schon repräsentativ für den Radius und den Abstand der beiden Koppelschlitze zueinander. Die Optimierung ergibt die folgenden Werte:

- Der Radius der beiden Koppelschlitze rk: 12,54 mm
- Der Abstand der Koppelschlitze zur Mitte vk: 31,52 mm

Für den Gesamtabstand der Koppelschlitze zueinander ergibt sich:

$$2 \cdot vk = 2 \cdot 31,52 \text{ mm} = 63,04 \text{ mm} \quad (4.10)$$

Dieser Wert ist, wie beim ersten Koppler auch, ungleich dem erwarteten Abstand von $\lambda_H/4$. Dies kann ebenfalls durch die ungewöhnliche Anregung und Bauweise des Kopplers erklärt werden. Es sollten daher wieder die Streuparameter auf ihr Einhalten der Werte geprüft werden. Dafür werden erneut Frequenzen von 2 bis 3 GHz über Port 1 angeregt. Die Streuparameter sehen wie folgt aus:

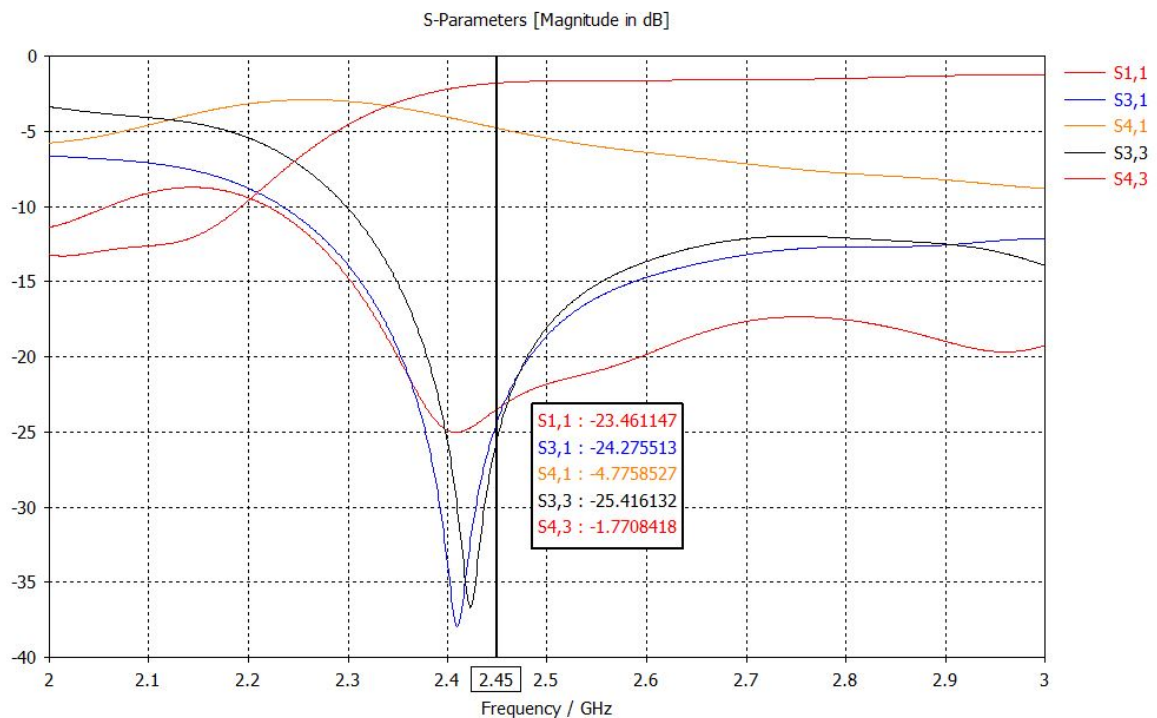
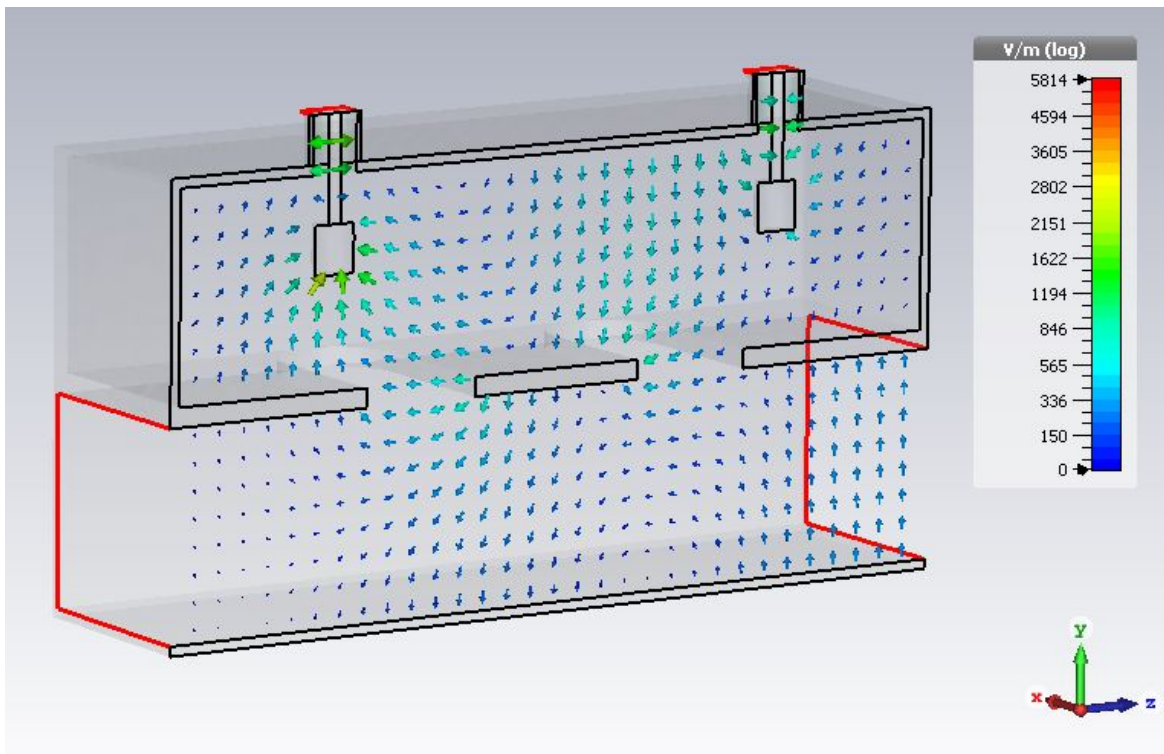


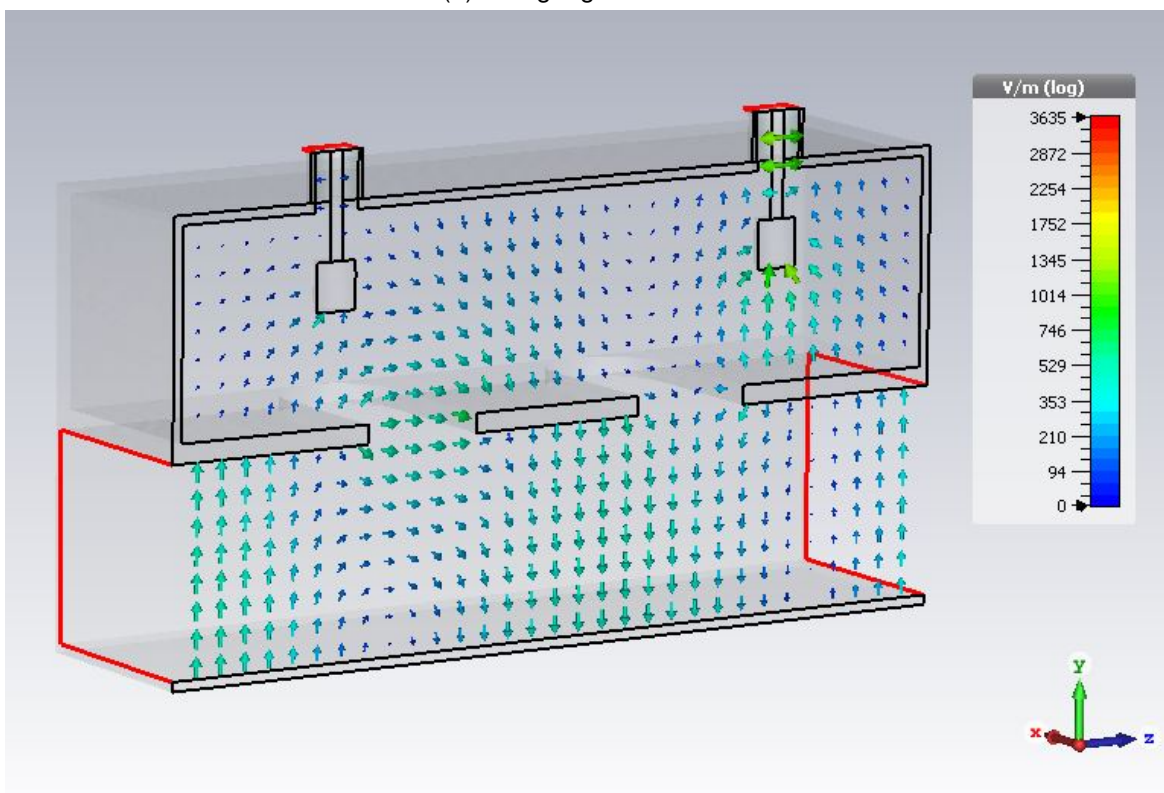
Abbildung 4.14: Streuparameter des 4,77 dB-Kopplers in CST

Abbildung 4.14 ist in Abschnitt A.1 im Anhang hochauflösend beigefügt. Die Streuparameter halten die gewünschten Werte ein. Die ungewollten Überkopplungen von S_{11} , S_{31} und S_{33} unterschreiten den Wert von -20 dB erneut, die Wellen werden daher gut gedämpft. Für S_{41} kann beobachtet werden, dass der Koppler mit -4,77 dB wie gewünscht von Port 1 auf Port 4 koppelt. Die Kopplung mit -1,77 dB von Port 3 auf 4 ist ebenfalls zufriedenstellend, da die Welle schwach gedämpft den unteren Hohlleiter durchquert.

Der zweite Hohlleiterkoppler wird auch durch die gleichzeitige Anregung der Ports 1 und 3 auf sein Wellenverhalten geprüft. Dabei erfolgt die Anregung erneut mit derselben Phasenlage der Wellen, die Wellen werden bezüglich ihres Ankommens an Port 4 überprüft.



(a) Anregung über Port 1



(b) Anregung über Port 3

Abbildung 4.15: Vergleich der E-Wellen bei Anregung über Port 1 und Port 3 des 4,77 dB-Kopplers

Sowohl die Wellen bei Anregung über Port 1 als auch die Wellen bei Anregung über Port 3 zeigen in der Abbildung 4.15 stehende Wellen am Ausgangsport 4. Diese Wellen überlagern sich bei gleichzeitiger Anregung. Man sieht, dass der 4,77 dB-Koppler entsprechend seinen Anforderungen funktioniert. Daher kann dazu übergegangen werden, die beiden Modelle zu einem zusammenzufassen.

4.1.6 Kombiniertes Kopplermodell

Da jede der beiden Koppelstufen auf ihre Funktionalität geprüft ist, umfasst der letzte Schritt der CST-Simulation die Zusammenführung der beiden Koppler zum finalen Modell. Dafür wird der 3 dB-Koppler aus dem in Unterabschnitt 4.1.4 erstellten Projekt kopiert und in das zweite Projekt der 4,77 dB-Koppelstufe eingefügt. Da beide Koppelstufen nicht Wand an Wand sitzen können, da dies bei einem realen Aufbau nicht zu realisieren ist, wird zwischen die jeweiligen unteren Hohlleiter ein weiteres Stück Hohlleiter platziert, dessen Länge über die Variable v_z variiert werden kann.

Der Querschnitt des Hohlleiters ist in folgender Abbildung dargestellt:

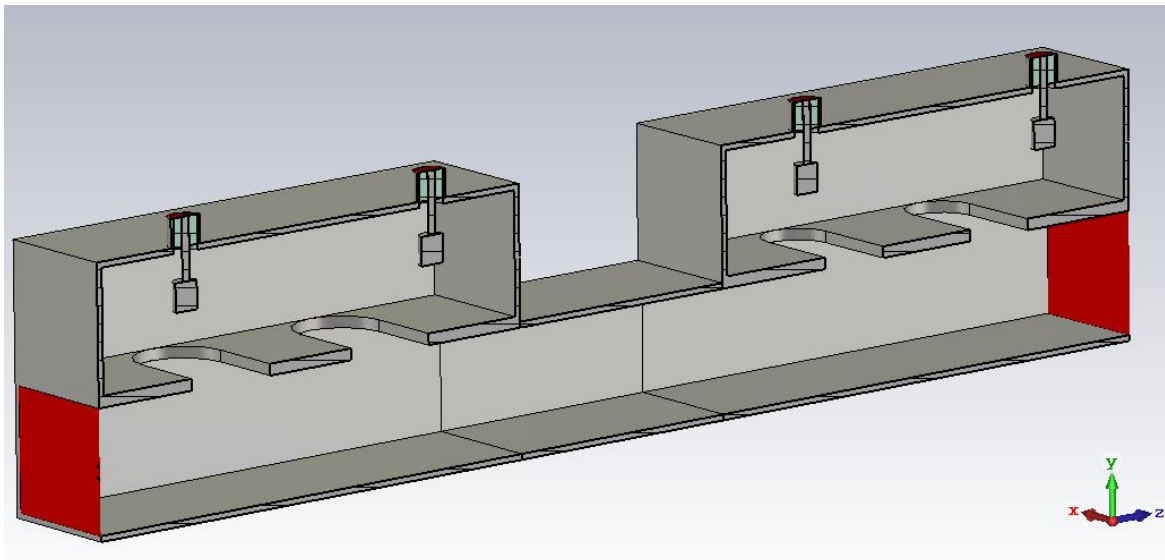


Abbildung 4.16: CST-Simulation beider Koppelstufen im Querschnitt als gesamtes Modell

Die oberen vier Ports des Hohlleiters an den Koaxialbuchsen haben die Bezeichnungen 1, 2, 5 und 6 von links nach rechts und sind mit 50Ω reflexionsfrei abgeschlossen. Der untere Hohlleiter hat den Port 3 an seinem Eingang links und Port 8 an seinem Ausgang rechts im Bild. Da jede Hohlleiterkopplerstufe für sich funktioniert, muss untersucht werden,

ob der gesamte Koppler zum einen die gewünschten Koppelfaktoren aufweist und zum anderen, ob die Länge des Verbindungsstückes vz zwischen den Kopplern Einfluss auf die Streuparameter hat. Dafür wird die Länge vz der Verbindung von 10 mm bis 86,69 mm ($\lambda_H/2$) um jeweils zehn Millimeter erhöht. Die wichtigen Streuparameter sollen dabei die nachfolgenden Werte aufweisen:

- S_{11}, S_{31} und $S_{55} \stackrel{!}{\leq} -20$ dB
- S_{81}, S_{83} und $S_{85} \stackrel{!}{=} -4,77$ dB

Die Parameter S_{11}, S_{31} und S_{55} sollen nach Möglichkeit unter -20 dB liegen, damit an keinem der Ausgänge eine Leistung ausgekoppelt wird, da dies nicht gewünscht ist. Die Parameter S_{81}, S_{83} und S_{85} sollen hingegen bei -4,77 dB liegen, damit von jedem eingespeisten Port aus die Leistung am Ausgang 8 kombiniert auftritt.

Die Abhängigkeit der Streuparameter von der Länge vz des Hohlleiters ist in folgender Tabelle dargestellt:

Tabelle 4.1: Abhängigkeit der Streuparameter von der Länge des Hohlleiterstückes

Länge vz in mm	S_{11} in dB	S_{31} in dB	S_{55} in dB	S_{81} in dB	S_{83} in dB	S_{85} in dB
10	-35,06	-34,58	-23,4	-4,82	-4,83	-4,8
20	-28,65	-28,63	-23,31	-4,82	-4,87	-4,8
30	-26,35	-25,9	-23,31	-4,8	-4,89	-4,81
40	-22,55	-24,35	-25,52	-4,86	-4,89	-4,76
43,345 ($\lambda_H/4$)	-22,45	-24,05	-25,49	-4,87	-4,88	-4,75
50	-22,62	-23,85	-25,53	-4,86	-4,85	-4,72
60	-24,36	-24,62	-25,72	-4,82	-4,81	-4,73
70	-27,88	-26,84	-25,4	-4,81	-4,78	-4,75
80	-33,27	-31,64	-25,58	-4,8	-4,78	-4,77
86,69 ($\lambda_H/2$)	-35,15	-38,75	-25,72	-4,8	-4,8	-4,8

Wie in Tabelle 4.1 gut erkennbar ist, ändern sich die Streuparameter mit veränderter Länge des Hohlleiterstückes zwischen den beiden Koppelstufen. Dies liegt daran, dass die kombinierte Welle aus der ersten Koppelstufe noch eine Weile das Hohlleiterstück durchläuft und dabei ihre Richtung ändert. Während sich die Streuparameter S_{81} , S_{83} und S_{85} nur minimal von der Länge des Hohlleiters beeinflussen lassen, ist bei den Parametern S_{11} , S_{31} und S_{55} eine deutliche Änderung erkennbar. So wird die Dämpfung, die bei einer Länge von 10 mm noch einen guten Wert aufweist, bis zur Länge von $\lambda_H/4$ stetig schlechter und erreicht zeitweise sogar fast den Grenzwert von -20 dB. Mit steigender Länge des Hohlleiters werden die Dämpfungen wieder besser und unterschreiten den gewünschten Wert von -20 dB weit. Bei Beobachtung der Werte in der Tabelle wird ebenfalls ersichtlich, dass sich sowohl in praktischer Hinsicht als auch in Hinblick auf die Simulation eine Länge von $\lambda_H/2$ für den Hohlleiter zwischen den Koppelstufen am besten eignet, da bei dieser Länge die gewünschte Überkopplung von -4,77 dB an den entscheidenden Ports nahezu auftritt. Die Dämpfungen von S_{11} , S_{31} und S_{55} liegen außerdem alle weit unter -20 dB. Schlussfolgernd sei zu erwähnen, dass bei der gewählten Länge ein realer Aufbau sehr einfach zu realisieren ist, da Hohlleiter mit der Länge $\lambda_H/2$ ohne großen Aufwand erworben und verbaut werden können.

Die Streuparameter des finalen Kopplermodells sind abschließend in folgender Abbildung dargestellt:

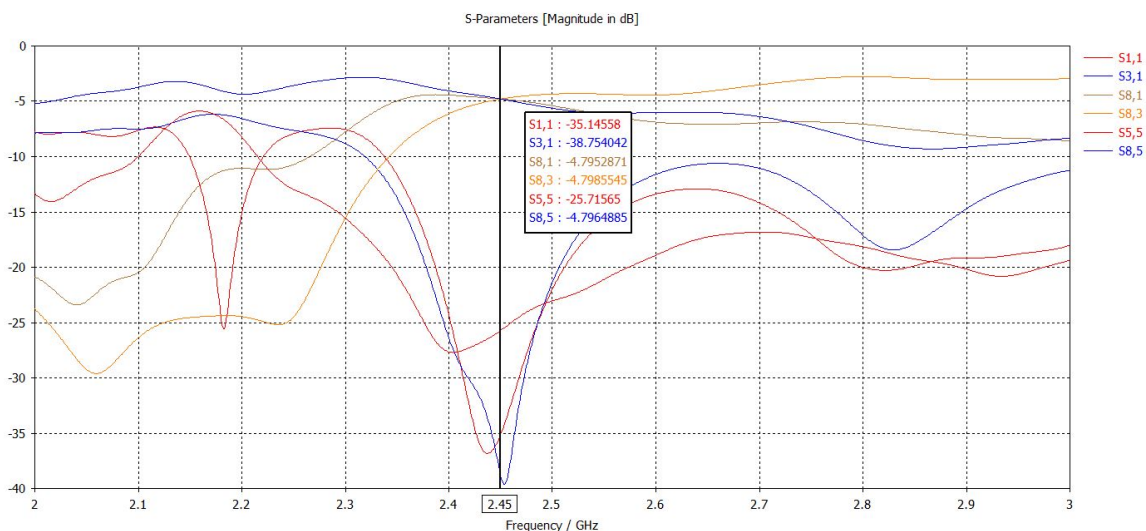


Abbildung 4.17: Streuparameter des finalen Hohlleiterkopplermodells in CST

Abbildung 4.17 ist in Abschnitt A.1 im Anhang hochauflösend beigefügt. Damit die Portierung der CST-Simulationen in die zweite Simulationssoftware „AWR Microwave Office“ funktioniert, müssen die Streuparameter aus den Kopplern extrahiert und in einer Datei abgespeichert werden. CST bietet dafür eine Export-Funktion an. Bei dieser Funktion werden

die Datensätze der Streuparameter in eine Textdatei im sogenannten Touchstone-Format geschrieben. Die Endung einer solchen Datei lautet „s4p“ bei Viertorkopplern. Eine Touchstone-Datei hat die folgende Form:

```
! TOUCHSTONE file generated by CST MICROWAVE STUDIO
! Date and time: Mon Sep 03 16:20:58 2018
! Project name: Power Combiner 1 - Final.cst
! Parameters = {a=86.36; b=43.18; h=10; h1=10; l=86.69; rk=16.387; rz=4.5; v=35; vk=33.4435}
! Header version: 2015
! Port assignment regex: !\s*Touchstone port\s*([0-9]+)\s*=\s*CST MWS port\s*([0-9]+)\s*\(\s*(.*)\s*\)\s*(mode\s*([0-9]+))?.*
! Touchstone port assignment:
! Touchstone port 1 = CST MWS port 1 (""")
! Touchstone port 2 = CST MWS port 2 (""")
! Touchstone port 3 = CST MWS port 3 (""")
! Touchstone port 4 = CST MWS port 4 (""")
# GHz S MA R 30
2.45          0.0319019      -50.1733      0.707644      102.571      0.031727      17.3912      0.707011      -15.0481
              0.707644      102.571      0.0318925     -50.1665     0.707011     -15.0481     0.0317291     17.3868
              0.0306022     18.2204      0.708292     -15.0425     0.052316     173.126      0.708177      47.6269
              0.708292     -15.0425     0.0306044      18.2157      0.708177      47.6269      0.0523191     173.128
```

Abbildung 4.18: Ausschnitt der von CST erstellten Touchstone-Textdatei für den 3 dB-Koppler

Abbildung 4.18 ist in Abschnitt A.1 im Anhang hochauflösend beigefügt. Die Textdatei besteht aus einer Vielzahl von Zeilen und Spalten. Der erste Eintrag in jeder Zeile beinhaltet die Angabe der Frequenz der Streuparameter, im gezeigten Beispiel 2,45 GHz. Danach folgen die Einträge der verschiedenen Parameter. Jeder S-Parameter wird hierbei in zwei verschiedenen Zahlen angegeben. Zuerst steht der Betrag in Dezibel, die zweite Zahl repräsentiert den Phasenwinkel in Grad. Die Parameter sind dabei so angeordnet, wie sie auch in der Streumatrix unter (3.14) angeordnet sind. Im gezeigten Beispiel für den 3 dB-Koppler hat der Parameter S_{11} somit einen Betrag von 0,0319019 dB bei einer Phase von $-50,1733^\circ$. Da der in Unterabschnitt 4.1.6 simulierte Koppler sechs Tore aufweist, AWR aber nur mit Viertorkopplern arbeiten kann, müssen die ungenutzten Ports 2 und 6 bei der Portierung der Streuparameter unberücksichtigt bleiben. Dies kann bei der Exportierung in CST eingestellt werden. Mit Hilfe dieser Dateien kann zum zweiten Teil der Simulation übergegangen werden.

4.2 Simulation mit AWR Microwave Office

Der zweite Teil der Simulation umfasst sowohl die Simulationen der beiden einzelnen Koppler als auch die des Gesamtmodells in AWR. Dafür wurden die von CST ermittelnden Streuparameter in einer Touchstone-Datei abgespeichert. AWR bietet die Möglichkeit, mit Hilfe dieser Streuparameter einen Koppler in eine Schaltung zu integrieren. Diese Schaltung wird auf ihr Verhalten hin geprüft, wenn Leistungen durch die Koppler transportiert werden.

4.2.1 3 dB-Koppler in AWR

Zu Beginn wird in „AWR Microwave Office“ ein neues Projekt angelegt. Unter den Projektoptionen wird sowohl die Startfrequenz von 2 GHz, als auch die Stopfrequenz von 3 GHz eingestellt. Der nächste Schritt umfasst die Importierung der erstellten Touchstone-Dateien. Diese werden unter dem Reiter „Data Files“ über „Import Data File“ hinzugefügt. Nun wird eine neue Schematic angelegt. Schematic steht hierbei für ein Diagramm aus grafischen Symbolen, die ein abstraktes Problem darstellen. In dieser Schematic wird unter dem Reiter Subcircuit ein Viertor-Richtkoppler ausgewählt, der die Streuparameter des in CST simulierten Hohlleiterkopplers aufweist. Der Koppler wird in der Schematic platziert. An die Ports 1 und 3 werden jeweils Leistungsgeneratoren über ein Stück Leitung angeschlossen, die den Koppler mit 0 dBm, also einer Leistung von 1 mW, speisen. Die Leitungstücke sind dafür da, um später benötigte Phasendrehungen der Signale einbauen zu können. Die Generatoren haben eine Impedanz von 50Ω . Die Ports 2 und 4 sind ebenfalls mit 50Ω abgeschlossen. Das Schaltbild der Schematic sieht wie folgt aus:

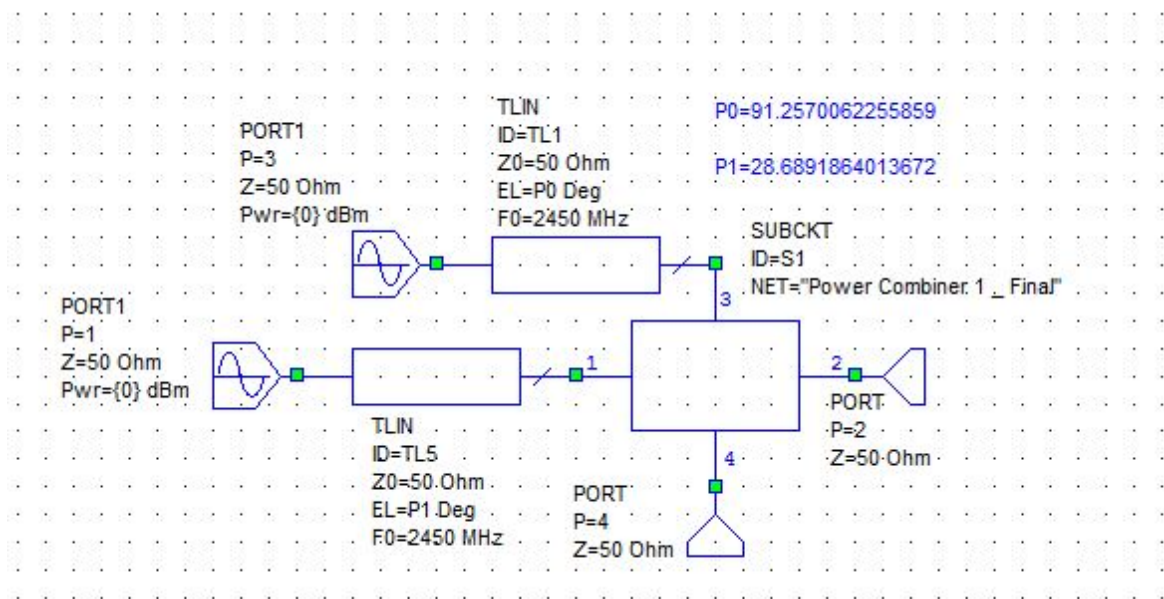


Abbildung 4.19: Schaltung der ersten Koppelstufe in AWR

Damit sichergestellt werden kann, dass die Portierung der Streuparameter aus CST in AWR funktioniert hat, werden die Streuparameter des importierten Kopplers ähnlich wie in CST durch einen Graphen dargestellt:

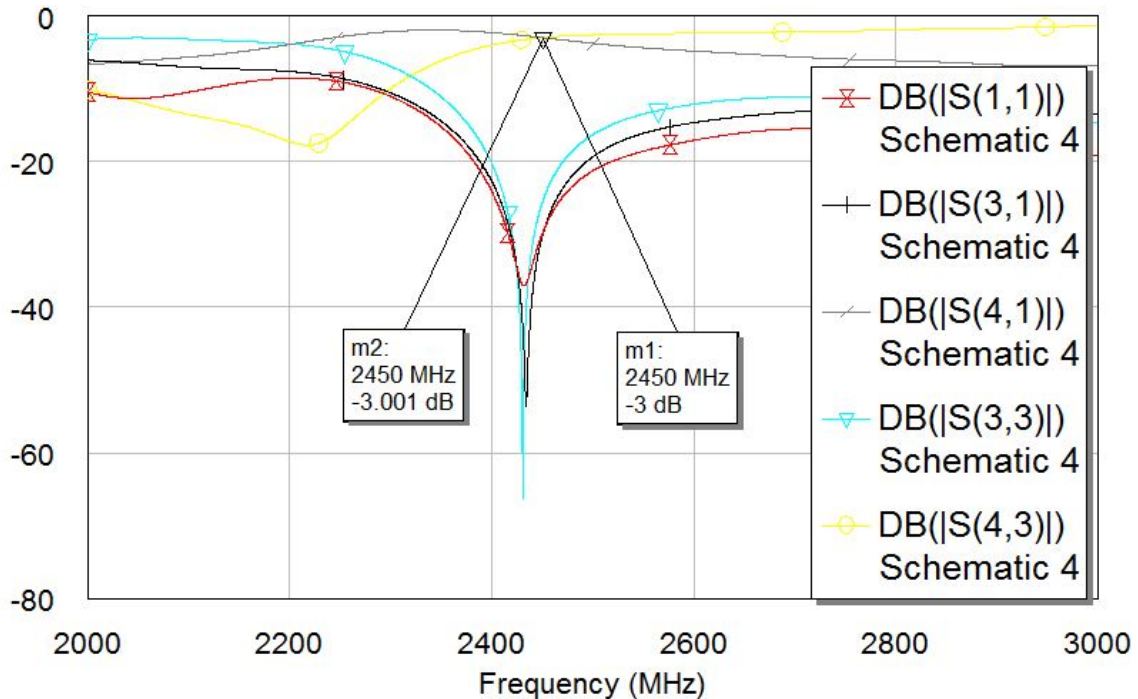


Abbildung 4.20: Streuparameter des 3 dB-Kopplers in AWR

Wie in Abbildung 4.20 gut erkennbar ist, stimmen die Streuparameter mit denen in CST überein. Die beiden Marker auf den Kurven von S_{41} und S_{43} zeigen einen Wert von -3 dB bei 2,45 GHz, während die restlichen Kurven bei dieser Frequenz weit unter -20 dB fallen. Die Portierung in AWR wird als erfolgreich eingestuft, daher eignet sich das Modell gut zur Simulation. Da gezeigt wurde, dass der Koppler dem in CST erstellen Modell gleicht, kann mit der Leistungseinspeisung über die Ports 1 und 3 begonnen werden. Wenn in der Simulation an den beiden Ports jeweils 0 dBm bzw. 1 mW eingespeist werden, soll in der Theorie am Ausgangsport 4 eine Leistung von 3 dBm abgegriffen werden, was einer Kombination der beiden 1 mW-Signale zu einem 2 mW-Signal entsprechen würde.

Der erste Versuch, die Schaltung zur Leistungskombination zu nutzen, hat nicht zur gewünschten Leistung von 3 dBm an Port 4 geführt. Die Leistung war circa um den Faktor 2 zu klein. Daher wird dazu übergegangen, die Leitungsstücke in Abbildung 4.19 dafür zu nutzen, um Phasendrehungen zu bewirken, da es wichtig ist, dass beide eingespeiste Wellen phasengleich sind. Da eine Phasendrehung über ein Stück Leitung erreicht werden kann, stellt dieser Schritt keine große Beeinträchtigung für die Realisierung dar.

AWR verfügt ähnlich wie CST über eine Funktion zur Optimierung der Schaltungen und der damit verbundenen Einhaltung von Zielen. Da die Streuparameter unabhängig von den Phasendrehungen wie gewünscht auftreten, werden neue Ziele für AWR definiert:

- Leistung an Port 4 $\stackrel{!}{=} 3$ dBm
- Leistung an Port 2 $\stackrel{!}{\leq} -20$ dBm

Die zu ändernden Variablen in der Schaltung lauten:

- P0 für die Phasendrehung an Port 3
- P1 für die Phasendrehung an Port 1

AWR registriert die gesetzten Ziele und ändert nun so lange die Phasen an den Ports 1 und 3, bis das Ziel erreicht wird.

Die Leistungen an den Ausgangsports 2 und 4 sehen danach wie folgt aus:

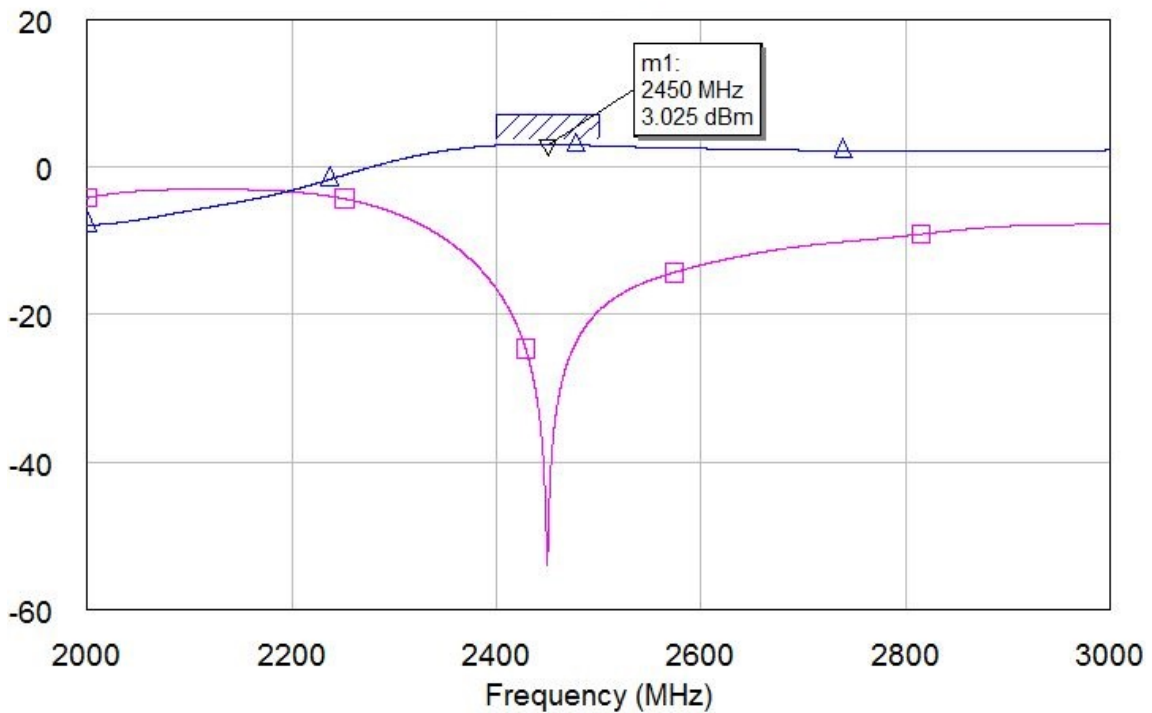


Abbildung 4.21: Kombinierte Leistung an Port 2 (lila) und Port 4 (dunkelblau)

Der Marker bei 2,45 GHz auf der dunkelblauen Kurve an Port 4 zeigt, dass die Leistung mit 3,025 dBm kombiniert ausgegeben wird. Obwohl der etwas zu hohe Wert so in der Realität nicht erreicht werden kann und auf Rundungsfehler zurückzuführen ist, zeigt die Simulation doch, dass es mit Phasendrehungen möglich ist, die Leistungen über einen Hohlleiterkoppler zu kombinieren. Die Phasen haben dabei die folgenden Werte:

- $P_0 = 91,257^\circ$ für die Phasendrehung an Port 3
- $P_1 = 28,689^\circ$ für die Phasendrehung an Port 1

Ein Leitungsstück der Länge λ bewirkt eine Phasendrehung von 360° . Daher kann errechnet werden, wie lang die Leitungsstücke an den Ports sein müssen:

$$l(P0) = \lambda \cdot \frac{91,257^\circ}{360^\circ} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} \cdot \frac{91,257^\circ}{360^\circ} = 31,02 \text{ mm} \quad (4.11)$$

$$l(P1) = \lambda \cdot \frac{28,689^\circ}{360^\circ} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} \cdot \frac{28,689^\circ}{360^\circ} = 9,75 \text{ mm} \quad (4.12)$$

Die Phasendrehung an Port 3 ist mit einem Leitungsstück der Länge 31,02 mm, die Phasendrehung an Port 1 mit einem Leitungsstück der Länge 9,75 mm realisierbar.

4.2.2 4,77 dB-Koppler in AWR

Da die Leistungskombination für die erste Stufe des Kopplers funktioniert, wird dazu übergegangen, die zweite Stufe zu überprüfen. Da die Touchstone-Datei bereits unter „Data Files“ hinzugefügt wurde, kann der Koppler direkt als Subcircuit zur Schematic hinzugefügt werden. Die Schaltung sieht wie folgt aus:

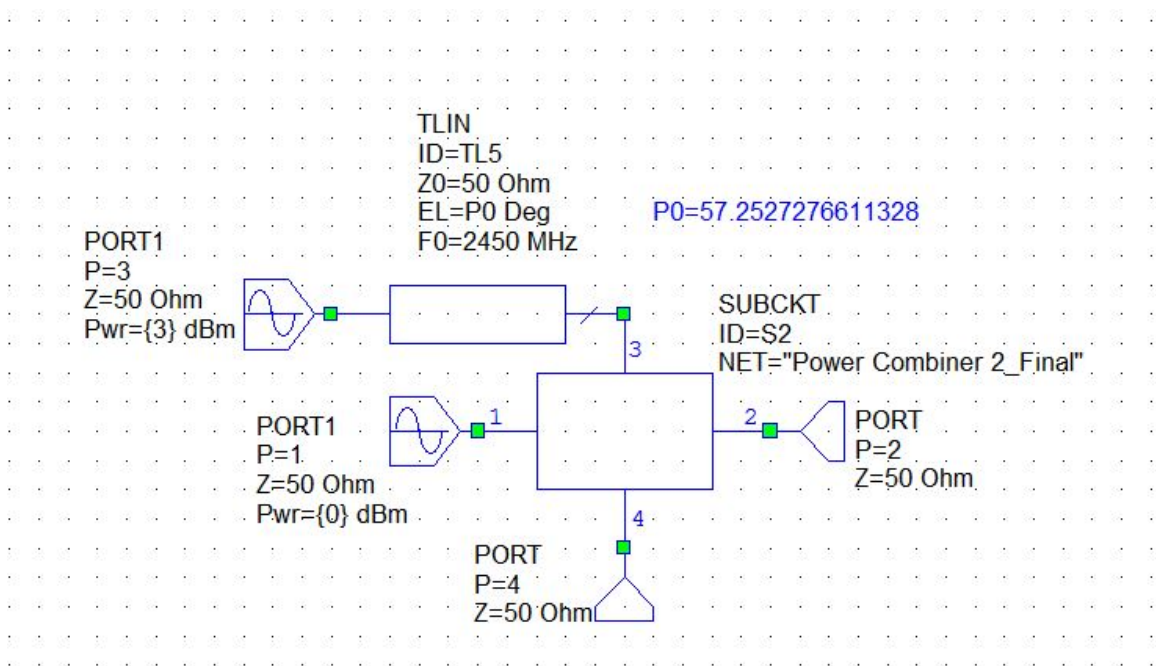


Abbildung 4.22: Schaltung der zweiten Koppelstufe in AWR

An Port 1 des zweiten Kopplers wird erneut ein Leistungsgenerator mit 50Ω Impedanz angeschlossen, welcher eine Leistung von 0 dBm einspeist. Über ein Stück Leitung wird über einen Generator eine Leistung von 3 dBm an Port 3 hinzugeführt, die die kombinierte Leistung aus der ersten Koppelstufe darstellen soll. Die Ports 2 und 4 sind ebenfalls mit 50Ω reflexionsfrei abgeschlossen. Im Gegensatz zum ersten Koppler wird bei der zweiten Koppelstufe nur eine Phasendrehung an Port 3 benötigt, um die gewünschten Ziele zu erreichen.

Zuerst wird überprüft, ob die Streuparameter des zweiten Kopplers in AWR jenen aus CST gleichen, damit die Exportierung der Streuparameter als erfolgreich erachtet werden kann. Es ergibt sich folgendes Bild:

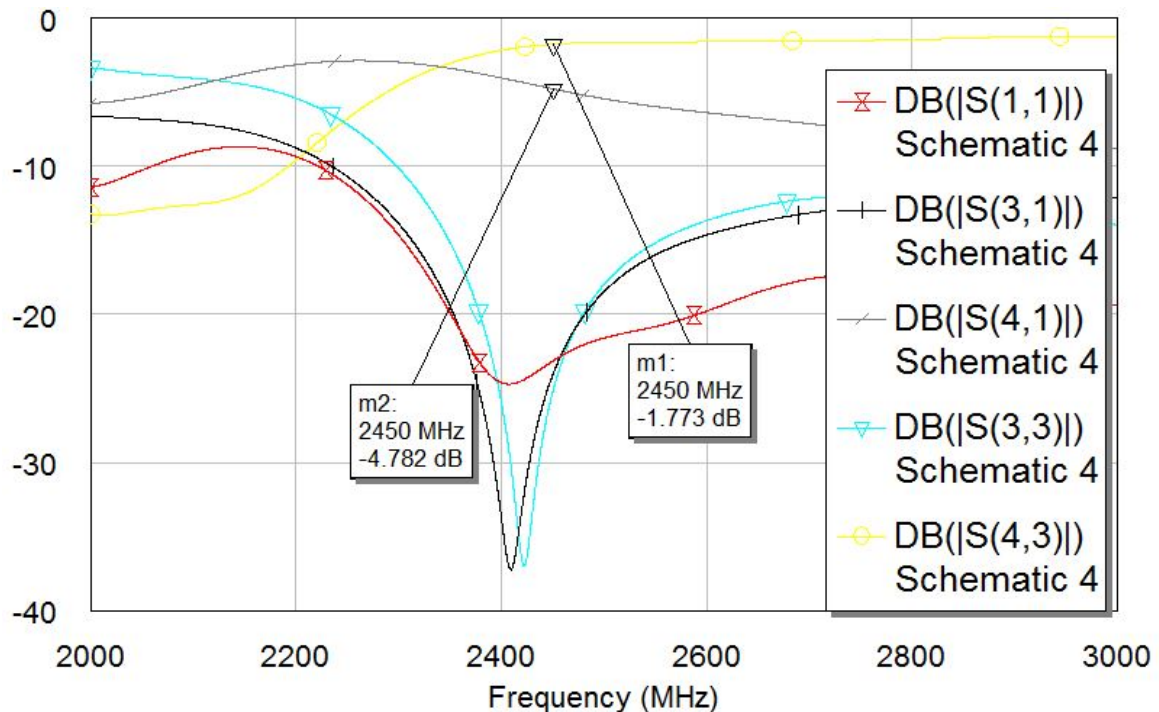


Abbildung 4.23: Streuparameter des 4,77 dB-Kopplers in AWR

Die beiden Marker auf den Kurven für S_{41} und S_{43} sowie die Streuparameter für S_{11} , S_{31} und S_{33} zeigen dieselben Werte wie in der CST-Simulation. Der Koppler arbeitet also auch in AWR wie gewünscht.

Es kann daher dazu übergegangen werden, sich die Leistungen am Ausgangsport 4 des zweiten Kopplers anzuschauen. Da 3 dBm aus der ersten Koppelstufe kommen und am zweiten Koppler weitere 0 dBm dazukommen, sollen sich die Leistungen zu insgesamt 4,77 dBm überlagern, was einer Gesamtleistung von 3 mW entspricht. Bei diesem Szenario

überlagern sich alle drei genannten 0 dBm Leistungen und werden verlustfrei kombiniert. Eine erste Simulation der zweiten Koppelstufe hat gezeigt, dass die in Abbildung 4.19 sichtbaren Phasendrehungen nicht mehr dafür sorgen, dass die Leistung aus der zweiten Koppelstufe kombiniert auftritt. Deshalb werden neue Ziele für die Optimierung in AWR festgelegt, die änderbaren Variablen für die Phasendrehungen reduzieren sich auf P0.

- Leistung an Port 4 $\stackrel{!}{=} 4,77$ dBm
- Leistung an Port 2 $\stackrel{!}{\leq} -20$ dBm

Port 2 ist mit 50Ω abgeschlossen und der ungenutzte Ausgang des Kopplers. Er soll keine Leistung führen. Nach der Optimierung ergibt sich folgendes Bild für die Leistungen:

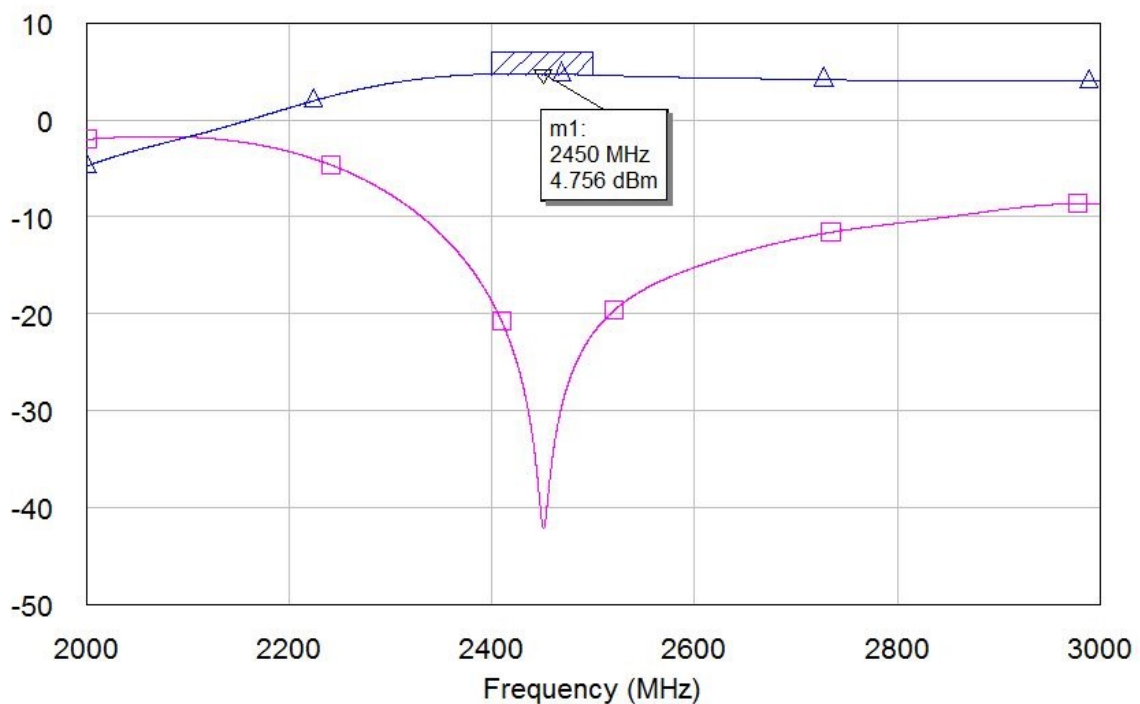


Abbildung 4.24: Kombinierte Leistung an Port 2 (lila) und Port 4 (dunkelblau)

Wie in Abbildung 4.24 erkennbar, treten alle Leistungen kombiniert am Ausgangsport 4 der zweiten Koppelstufe auf. Auch die unerwünschten Leistungen an Port 2 fallen weit unter das Ziel von -20 dBm. Die Ziele werden damit erreicht und die Optimierung funktioniert gut. Für die richtigen Phasendrehungen muss das Leitungsstück am zweiten Koppler folgende, nun leicht geänderte Phasendrehung bewirken:

- $P_0 = 57,253^\circ$ für die Phasendrehung an Port 3

Die Änderung der benötigten Phasendrehung lässt sich mit dem veränderten Koppelfaktor der zweiten Koppelstufe erklären. Es lässt sich somit keine allgemeine Phasendrehung am Eingang der Koppelstufen für eine beliebige Leistungskombination aus N-stufigen Kopplern herleiten. Die Drehungen müssen für jeden Fall einer neu dazukommenden Stufe erneut ermittelt werden.

Die Länge der Leitung für die benötigte Phasendrehung kann nochmals über Gleichung (4.11) errechnet werden:

$$l(P_0) = \lambda \cdot \frac{57,253^\circ}{360^\circ} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} \cdot \frac{57,253^\circ}{360^\circ} = 19,46 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Ein Leitungsstück der Länge 19,46 mm bringt die errechnete Phasendrehung. Da die Simulation wie gewünscht und zufriedenstellend arbeitet, wird im nächsten und letzten Schritt der Simulation in AWR damit begonnen, das gesamte Modell aus CST in AWR abzubilden und zu untersuchen.

4.2.3 Kombiniertes Kopplermodell in AWR

Zu Beginn wird eine Schematic erstellt. Zu dieser Schematic wird der bereits importierte Hohlleiterkoppler hinzugefügt. Dies zeigt folgende Abbildung:

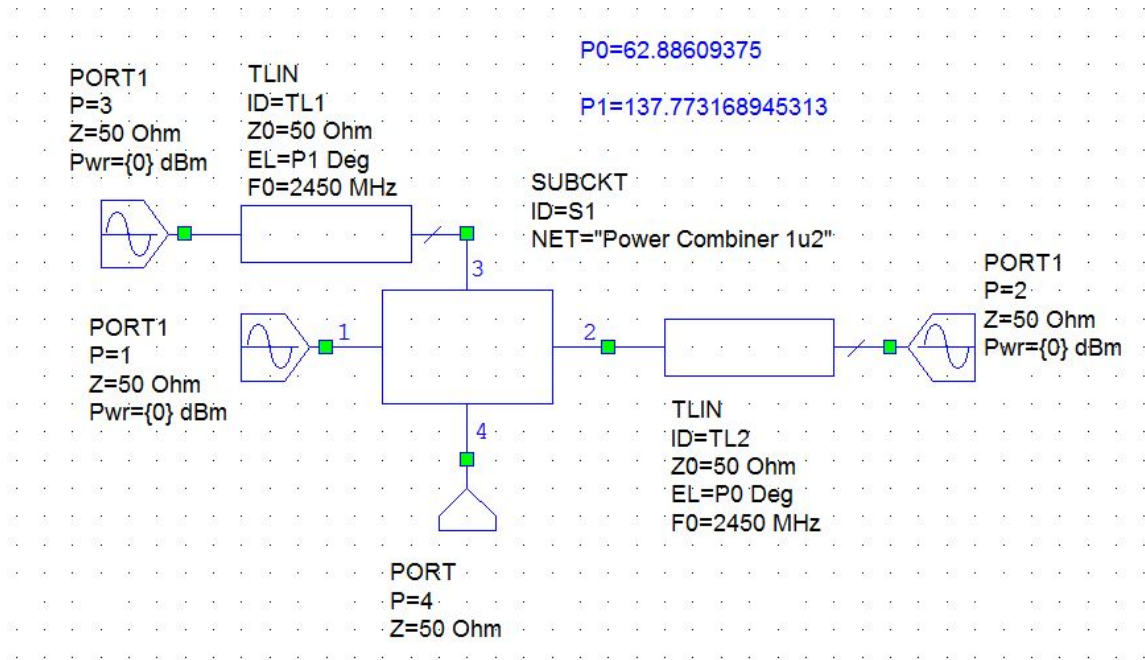


Abbildung 4.25: Schaltung des gesamten Hohlleiterkopplers in AWR

Die Ports aus Abbildung 4.16 wurden wie folgt in AWR zugewiesen:

- Port 1 (CST) = Port 1 (AWR)
- Port 2 (CST) = kein Port in AWR
- Port 3 (CST) = Port 2 (AWR)
- Port 5 (CST) = Port 3 (AWR)
- Port 6 (CST) = kein Port in AWR
- Port 8 (CST) = Port 4 (AWR)

Die nicht verwendeten Ports 2 und 6 müssen bei einem realen Aufbau mit 50Ω abgeschlossen werden. An Port 1 des Modells wird eine Leistung über einen Generator mit 0 dBm eingespeist, ebenso an den Ports 2 und 3. An letztgenannten Ports ist bei der Simulation ersichtlich geworden, dass auf erneute Phasendrehungen nicht verzichtet werden kann. Diese erhalten wieder die Namen P0 für die Phasendrehung an Port 2 und P1 für die Phasendrehung an Port 3. Die kombinierte Leistung aller drei einzelnen Leistungen soll an Port 4 abgegriffen werden.

Der erste Schritt ist die Kontrolle der importierten Streuparameter aus CST. Diese sehen in AWR wie folgt aus:

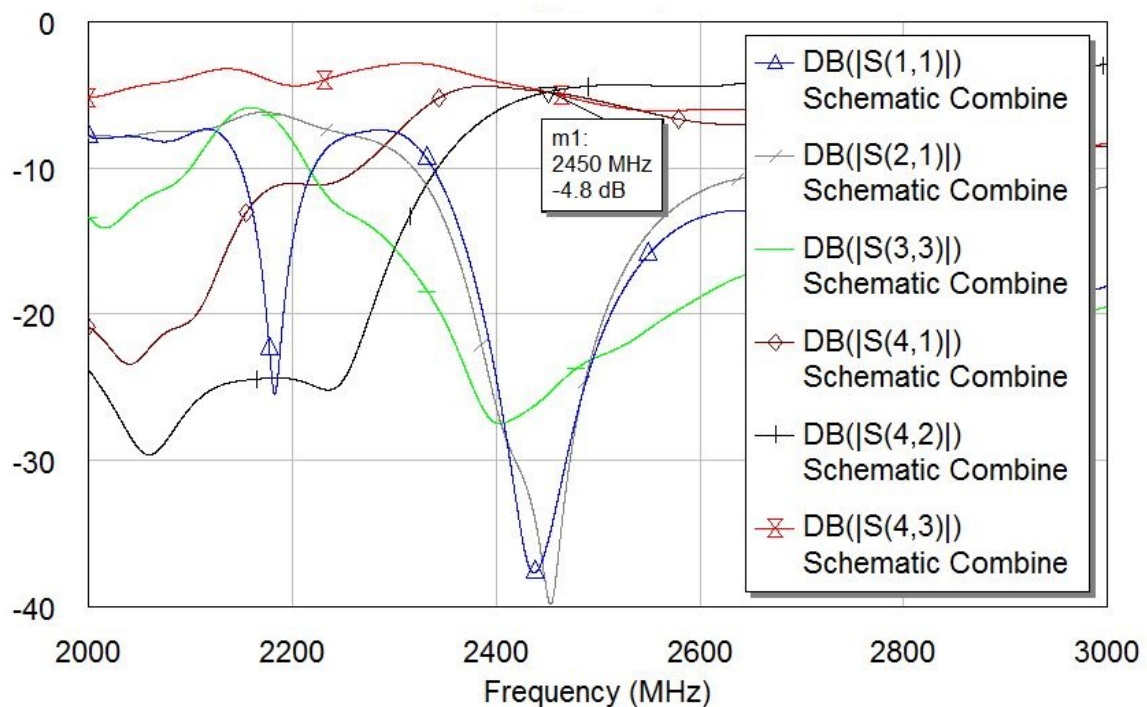


Abbildung 4.26: Streuparameter des gesamten Kopplermodells in AWR

Wie in Abbildung 4.26 gut erkennbar, gleichen die Streuparameter denen aus CST. Die Überkopplung von S_{41} , S_{42} und S_{43} betragen jeweils -4,8 dB, während alle anderen Parameter weit unter -20 dB fallen.

Damit die Leistung von 4,77 dBm am Ausgangsport 4 kombiniert auftritt, wird erneut die Optimierung von AWR bemüht. Als Ziel wird die Leistung von 4,77 dBm an Port 4 ausgegeben, die änderbaren Variablen lauten erneut P0 und P1 für die Phasendrehungen.

AWR ermittelt die folgenden Werte:

- $P0 = 62,886^\circ$ für die Phasendrehung an Port 2
- $P1 = 137,773^\circ$ für die Phasendrehung an Port 3

Die Phasendrehungen werden wie unter Gleichung (4.11) in Leitungslängen umgerechnet:

$$l(P0) = \lambda \cdot \frac{62,886^\circ}{360^\circ} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} \cdot \frac{62,886^\circ}{360^\circ} = 21,37 \text{ mm} \quad (4.14)$$

$$l(P1) = \lambda \cdot \frac{137,773^\circ}{360^\circ} = \frac{c_0}{2,45 \text{ GHz}} \cdot \frac{137,773^\circ}{360^\circ} = 46,83 \text{ mm} \quad (4.15)$$

An Port 2 muss somit über ein Leitungsstück der Länge 21,37 mm, an Port 3 über ein Leitungsstück der Länge 46,83 mm die Leistung eingespeist werden.

Mit diesen Phasendrehungen ergibt sich folgendes Bild für die Leistung am Ausgangsport 4:

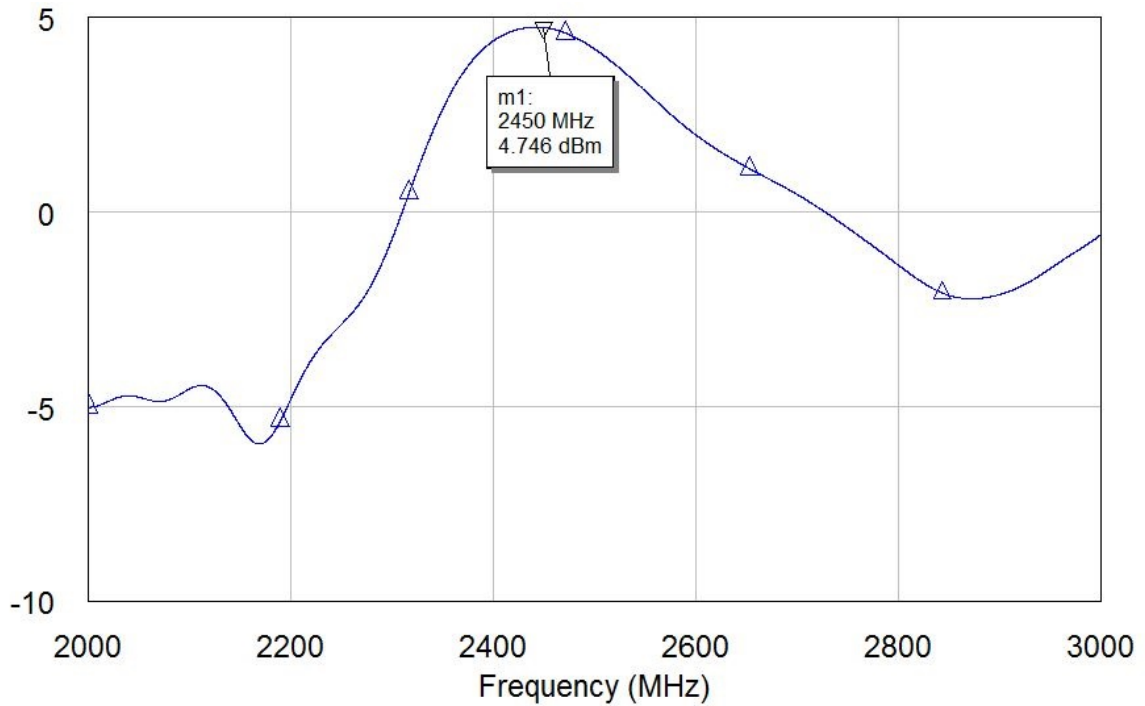


Abbildung 4.27: Leistungskombination des gesamten Kopplermodells in AWR

Die durch den markierten Punkt in Abbildung 4.27 gekennzeichnete Ausgangsleistung an Port 4 weist den Wert auf, der in der Theorie zu erwarten war. Der Hohlleiterkoppler hat damit sowohl in CST als auch in AWR gezeigt, dass mit ihm Leistungen kombinierbar sind, wenn gewisse Randbedingungen eingehalten werden. Da diese Randbedingungen wie beispielsweise Phasendrehungen oder 50Ω Abschlüsse an den ungenutzten Ports in der Realität leicht zu realisieren sind, wird die Simulation als erfolgreich abgeschlossen bewertet.

5 Auswertung der Ergebnisse

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der Simulation aufgelistet und ausgewertet. Die Ergebnisse werden außerdem mit den zu Beginn der Arbeit gesteckten Zielen verglichen und diesbezüglich auf ihr Einhalten hin geprüft.

5.1 Auswertung der CST-Simulationen

Hauptaugenmerk der CST-Simulationen lag auf der Auslegung der beiden Hohlleiterkoppler. So sollte in der ersten Koppelstufe eine 3 dB-Kopplung stattfinden, während für die zweite Koppelstufe eine Kopplung von 4,77 dB erwartet wurde. Sowohl die Verteilung der E- und H-Felder im Hohlleiter bei Anregung als auch die Ausbreitung im Hohlleiter selbst deckten sich mit der in Unterabschnitt 3.2.1 dargestellten Schwingungsform. Die Simulation des 3 dB-Kopplers konnte dabei ebenso wie die des 4,77 dB-Kopplers aufzeigen, dass eine Anregung über eine Koaxialbuchse möglich ist und sich die Wellen entsprechend den Erwartungen im Hohlleiter ausbreiten.

Beim Zusammenführen beider Modelle hat sich gezeigt, dass die Möglichkeit besteht, ein Hohlleiterkopplermodell, bestehend aus zwei Stufen mit einem Hohlleiter als Mittelstück aufzubauen, das den finalen Koppelfaktor von 4,77 dB nahezu aufweist. Um die relativen Abweichungen vom erwarteten Wert besser darstellen zu können, wurde folgende Tabelle erstellt:

Tabelle 5.1: Vergleich der theoretischen und simulierten Koppelfaktoren

	1. Koppelstufe	2. Koppelstufe	Beide Koppelstufen
Erwarteter Koppelfaktor in dB	3	4,77	4,77
Simulierter Koppelfaktor in dB	2,9951295	4,7758527	4,7952871
Relative Abweichung in %	0,1624	0,1227	0,5301

Die Werte für die simulierten Koppelfaktoren sind Abbildung 4.12, Abbildung 4.14 und Abbildung 4.17 entnommen. Dabei wurde immer der Wert vom Eingangsport 1 zum jeweiligen Ausgangsport gewählt. Sowohl bei den ersten beiden Koppelstufen als auch bei dem gesamten Hohlleiterkoppler kann eine sehr geringe relative Abweichung beobachtet werden. Der für die Simulation wichtigste Koppelfaktor der beiden zusammengeschalteten Koppelstufen weist einen Wert von 0,5301 % für die relative Abweichung vom erwarteten Koppelfaktor auf. Da dies im Umkehrschluss bedeutet, dass der Koppelfaktor zu 99,4699 % genau simuliert und eingehalten wurde, kann von einem ausgesprochen positiven Ergebnis der CST-Simulation gesprochen werden. Dies hat sich gerade im zweiten Teil der Simulation, in welchem die Leistungskombination mittels AWR-Simulation behandelt wurde, bereits abgezeichnet.

Da über die unter (4.8) aufgestellte Gleichung der benötigte Koppelfaktor für eine N-stufige Leistungskombination errechnet werden kann, ist der Hohlleiterkoppler mit etwas Aufwand für beliebige Stufen erweiterbar. Der Optimierungsalgorithmus von CST bestimmt über eine Änderung der Koppelschlitzabstände und -durchmesser die benötigten Werte für den gewünschten Koppelfaktor. Da ein Hinzufügen eines $\lambda/2$ -Hohlleiterstücks bis auf die Ausbreitungsdämpfung des Hohlleiters keinen Einfluss auf die Koppelfaktoren hat, ist ein Modell mit mehr als zwei Kombinationsstufen denk- und realisierbar.

Durch die Simulation in CST wurde ersichtlich, wie ein Hohlleiter beispielsweise auch als Filter eingesetzt werden kann, wenn er unterhalb seiner Grenzfrequenz betrieben wird. Da sich gemäß den Anforderungen an das Modell für einen Hohlleiter vom Typ R26 mit den entsprechenden Grenzfrequenzen und Abmessungen entschieden wurde, konnte mit der Simulation gezeigt werden, dass es sich bei dem simulierten Modell sowohl um einen Hohlleiter des Typs R26 als auch um einen mit der Frequenz von 2,45 GHz betriebenen Hohlleiter handelt. Die Ziele konnten daher erreicht werden.

5.2 Auswertung der AWR-Simulationen

Ziel der AWR-Simulationen war es, das Hohlleitermodell aus CST mit Leistungen zu versorgen und zu beobachten, ob eine Kombination am Ausgang stattgefunden hat. Dafür wurden sowohl beide Koppelstufen einzeln als auch das gesamte Modell importiert und untersucht. Die Streuparameter stimmten bei allen Kopplern komplett mit den in CST festgestellten Parametern überein. Es konnte daher sichergestellt werden, dass der Export erfolgreich war. Bei allen drei einzelnen Simulationen konnte beobachtet werden, dass die Koppler nicht ohne Phasendrehung am Eingang des Leistungsports betrieben werden können. Im Hinblick auf einen realen Aufbau des Hohlleiterkopplers wurde dieses Problem mit Leitungsstücken gelöst, auch wenn in diesem Fall kein Zusammenhang der benötigten Phasendrehungen und der Anzahl der Koppelstufen festgestellt werden konnte. Für einen Fall der Erweiterung des Modells um mehrere Stufen muss folglich für jede Stufe erneut die Phasendrehung von AWR durch Optimierung bestimmt werden. Trotzdem wurden auch die an AWR gesteckten Ziele bezüglich des Wirkungsgrades des Kopplers eingehalten. AWR liefert in Abbildung 4.27 eine Leistung am Ausgangsport von 4,746 dBm. Verglichen mit den zugeführten 4,77 dBm ergibt sich am Kopplerausgang folgender Wert für den Wirkungsgrad:

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} = \frac{4,746 \text{ dBm}}{4,77 \text{ dBm}} = 0,995 \hat{=} 99,5 \% \quad (5.1)$$

Der Wirkungsgrad liegt mit 99,5 % über dem Ziel von 90 % und damit auch über dem typischen Wert für einen Wilkinson-Teiler. Abschließend für die Simulation lässt sich festhalten, dass das simulierte Modell einen hervorragenden Wirkungsgrad zur Leistungskombination aufweist und alle Ziele damit erreicht wurden.

6 Abschluss der Arbeit

Das folgende und letzte Kapitel der Thesis fasst alle Erkenntnisse ebendieser zusammen. Es gibt außerdem einen Ausblick für einen möglichen realen Aufbau des Hohlleiterkopplers.

6.1 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war es, eine Leistungskombination zu entwickeln, die effizient und kaum verlustbehaftet arbeitet. Diese Leistungskombination sollte besser als der verlustbehaftete Wilkinson-Teiler arbeiten. Die Grundidee für das Erreichen des Zieles lag in der Leistungskombination mittels Hohlleiterkoppler. Durch die 3D-Simulation in CST sowie die Ausarbeitung eines Schaltungsdesigns in AWR wurde gezeigt, dass die Möglichkeit zur Kombination von Leistungen mit dem vorgestellten Modell besteht.

Positiv hervorzuheben ist, dass die in Abschnitt 2.1 gestellten Anforderungen an die Simulation mit dem vorgestellten und ausgearbeiteten Konzept durchweg erfüllt wurden. Das Konzept hat sich daher als eine sinnvolle Herangehensweise an die Aufgabenstellung erwiesen.

Aufgrund der präzisen Simulation des Wellenverhaltens in Hohlleitern konnte ein direkter Bezug zur Theorie geschaffen werden. Diese konnte sich, wie zu erwarten war, in allen Simulationen wiederfinden. Dank der Simulation des Modells auf der Schaltungsebene konnte der Erfolg der Arbeit überhaupt erst sichergestellt werden.

Da die Simulationen sowohl in CST als auch in AWR sehr geringe Laufzeiten bezüglich Durchlauf und Optimierung hatten, bestand kein Grund darin, diese Laufzeiten weiter zu verringern. Durch eine höhere Auflösung der 3D-Simulation in CST könnte eine noch genauere Bestimmung der Koppelschlitzabstände und -durchmesser erreicht werden. Da eine Erhöhung der Auflösung allerdings die Laufzeit der Simulationen beeinflusst und die ermittelten Koppelschlitzwerte nicht mehr genauer gefertigt werden könnten, ist eine höhere Auflösung der Simulationen einer damit geschuldeten, kaum verbesserten Genauigkeit nicht vorzuziehen. Bei höherer Auflösung wären die Parameter des Kopplers zwar noch genauer, sie liegen aber aktuell bereits bei mehreren Nachkommastellen im Millimeterbereich. Da in

Anbetracht des Aufbaus des Kopplers Abstände und Größen im Zehntel Mikrometerbereich nicht exakt gefertigt werden können, ist der Kompromiss aus Genauigkeit und Laufzeit ausreichend.

6.2 Ausblick

Bei der Erstellung der Arbeit wurde im Rahmen der Simulationen stets darauf geachtet, dass das Kopplermodell in der Realität aufgebaut werden kann. Dieses Ziel wurde eingehalten. Die Abmessungen der Modelle entsprechen denen realer Hohlleiter und können mit entsprechenden Techniken des Fräsens und Bohrens gefertigt werden. Auch die in Unterabschnitt 4.2.3 festgestellten Phasendrehungen an den Eingangsports des Kopplers können über Leitungstücke realisiert werden. An dieser Stelle muss davon ausgegangen werden, dass der Wirkungsgrad des realen Kopplers geringe Abweichungen von den Simulationsergebnissen aufweisen würde, da die Verluste in den Leitungstücken der Simulation nicht berücksichtigt wurden.

Ein mögliches Einsatzgebiet des Hohlleiterkopplers wäre die Leistungskombination in Mikrowellenöfen. Anstatt eine Leistungsquelle so zu dimensionieren, dass diese allein die zu erbringende Mikrowellenleistung aufbringt, können mehrere kleine Leistungsquellen zur gesamten zu erbringenden Leistung kombiniert werden. Da Quellen mit geringer Leistung oft günstiger als Leistungsquellen sind, die hohe Leistungen erbringen können, könnten mit dieser Technik Kosten gespart werden. Der Praxistest mit höheren Leistungen als den simulierten 1 mW-Leistungen, wie sie in Mikrowellenöfen mit beispielsweise 750 Watt vorkommen, würde Aufschluss über das Verhalten des Modells bei höheren Leistungen geben. Anhand dessen könnten finale Aussagen zur Praxistauglichkeit des Hohlleiterkopplers getroffen werden.

Literaturverzeichnis

- [Detlefsen und Siart 2012] DETLEFSEN, Jürgen ; SIART, Uwe: *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*. Oldenbourg Verlag München, 2012. – ISBN 978-3-486-70891-2
- [Heuermann 2005] HEUERMAN, Holger: *Hochfrequenztechnik: Lineare Komponenten hochintegrierter Hochfrequenzschaltungen*. Vieweg+Teubner Verlag, Springer Fachmedien, Wiesbaden, 2005. – ISBN 978-3-528-03980-6
- [Heuermann 2009] HEUERMAN, Holger: *Hochfrequenztechnik: Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen*. Vieweg+Teubner Verlag, Springer Fachmedien, Wiesbaden, 2009. – ISBN 978-3-8348-0769-4
- [Kark 2018] KARK, Klaus W.: *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2018. – ISBN 978-3-658-22318-2
- [Kraemer 2009] KRAEMER, Thorsten O.: *Wer hat eigentlich die Mikrowelle erfunden? Große Erfindungen und ihre Erfinder*. Books on Demand, Norderstedt, 2009. – ISBN 3-8370-3777-0
- [Küpfmüller u. a. 2013] KÜPFMÜLLER, Karl ; MATHIS, Wolfgang ; REIBIGER, Albrecht: *Theoretische Elektrotechnik: Eine Einführung*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013. – ISBN 978-3-642-37939-0
- [Meschede 2010] MESCHEDER, Dieter: *Gerthsen Physik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010. – ISBN 978-3-642-12893-6
- [Pozar 1998] POZAR, David M.: *Microwave engineering*. John Wiley and Sons, Inc., 1998. – ISBN 0-471-17096-8
- [Strauß 2017] STRAUSS, Frieder: *Grundkurs Hochfrequenztechnik: Eine Einführung*. Springer Vieweg, Wiesbaden, 2017. – ISBN 978-3-658-18162-8
- [Vielhauer 1970] VIELHAUER, Peter: *Theorie der Übertragung auf elektrischen Leitungen*. Verlag Technik, Berlin, 1970

A Anhang

A.1 Inhalt des Datenträgers

An dieser Stelle folgt eine Übersicht über die Inhalte der der Arbeit beigelegten CD. Die CD kann auf Nachfrage bei dem Erstprüfer Prof. Dr. Wendel oder dem Zweitprüfer Prof. Dr. Vollmer eingesehen werden.

- **1_PDF** - Enthält die Bachelorthesis abgespeichert als .pdf-Datei.
- **2_Simulationen** - Enthält alle CST- und AWR-Simulationen, die im Rahmen der Arbeit erstellt wurden. Der Ordner teilt sich dabei in die beiden Unterordner „CST-Simulation“ und „AWR-Simulation“.
- **3_Bilder_CST_Simulation** - Enthält die bewegten Bilder der Feldsimulationen in CST sowohl für die Anregung des Hohlleiters als auch für die Feldverteilung im Hohlleiter bei der Anregung über verschiedene Ports. Die Dateien sind vom Typ .gif. Der Ordner enthält außerdem Bilder der Streuparameter aus der CST-Simulation sowie den Graphen der Grenzfrequenz des Hohlleiters in höherer Auflösung als .JPG-Dateien. Abschließend enthält der Ordner den Ausschnitt der Touchstone-Datei in höherer Auflösung. Dieses Bild ist ebenfalls vom Typ .JPG.

Versicherung über die Selbstständigkeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit im Sinne der Prüfungsordnung nach §16(5) APSO-TI-BM ohne fremde Hilfe selbstständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen habe ich unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.

Hamburg, 5. Oktober 2018

Ort, Datum

Unterschrift