

**MASTERTHESIS**

Osama Alabdullah Sharoot

# Entwurf und Aufbau eines Hohlleitercombiners für das 2,45GHz-ISM-Band

---

**FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK**

Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science

Department of Information and Electrical Engineering

Osama Alabdullah Sharoot

Entwurf und Aufbau eines Hohlleitercombiners  
für das 2,45GHz-ISM-Band

Masterthesis eingereicht im Rahmen der Masterprüfung  
im Studiengang Informations- und Elektrotechnik  
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 14. Dezember 2021

## **Osama Alabdullah Sharoot**

### **Thema der Masterthesis**

Entwurf und Aufbau eines Hohlleitercombiners für das 2,45GHz-ISM-Band

### **Stichworte**

Hohlleiter, Combiner, Richtkoppler, Wilkinson-Teiler, Zweitor, Wellentyp, Streumatrix, Optimierung, Ausbreitung, Grenzfrequenz, Anregung, Hohlleiterwellenlänge, Koppelstift, Mikrowellen, elektromagnetisches Feld.

### **Kurzzusammenfassung**

Diese Arbeit umfasst das Verfahren zum Entwurf eines Leistungscombiner, der hauptsächlich aus Hohlleitern besteht und im ISM-Band bei der Frequenz 2,45GHz betrieben wird. Für den Entwurf und die Simulation des Combiners mit seinem Verhalten im Frequenz- sowie im Zeitbereich wird die Software „CST Studio Suite 2021“ verwendet. Zusätzlich hilft die Software „AWR Design Environment 15“ damit, den entworfenen Combiner zu testen und die Simulationsergebnisse mit den praktischen Ergebnissen zu vergleichen, die aus dem aufgebauten Combiner erhalten werden.

## **Osama Alabdullah Sharoot**

### **Title of the paper**

Design and construction of a waveguide combiner for the 2.45 GHz ISM band

### **Keywords**

waveguide, combiner, directional coupler, Wilkinson power divider, two-port-network, wave type, scattering Matrix, optimization, propagation, cut-off frequency, excitation, waveguide wavelength, coupling pin, microwaves, electromagnetic field.

### **Abstract**

This thesis covers the procedure for the design of a power Combiner, which mainly consists of waveguides. The combiner is operated in the ISM band at the frequency 2.45 GHz. The software " CST Studio Suite 2021" is used for the design and simulation of the combiner with its behaviour in the frequency and time domain. In addition, the software " AWR Design Environment 15" helps to test the designed combiner and to compare the simulation results with the practical results obtained from the assembled combiner.

## **Danksagung**

Ich möchte mich gern bei allen bedanken, die zum Gelingen dieser Abschlussarbeit beigetragen haben und bei allen, die mir bei der Absolvierung meines Studiums geholfen haben.

Zunächst möchte ich Herrn Prof. Dr. Ralf Wendel für die Betreuung dieser Abschlussarbeit und die wertvollen interessanten Inhalte danken, die er mir während dieser Arbeit zur Verfügung gestellt hat. Mein herzlicher Dank gilt auch Herrn Prof. Dr. Jürgen Vollmer für die Zweitprüfung.

Ich bedanke mich bei meiner Frau sehr, die sich um unsere Familie und unsere Kinder gekümmert hat, damit ich überhaupt studieren kann.

Ich beschließe dieser Danksagung, indem ich meinen Eltern danke, die mein Leben immer positiv beeinflusst haben und dank ihrer Unterstützung konnte ich die schönsten Momente in meinem Leben erleben.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Tabellenverzeichnis</b> .....	6
<b>Abbildungsverzeichnis</b> .....	7
<b>1 Einführung</b> .....	9
1.1 Gliederung .....	9
1.2 Aufgabenstellung .....	10
1.3 Zielsetzung .....	10
<b>2 Grundlagen</b> .....	11
2.1 Allgemeine Grundlagen der elektromagnetischen Wellen .....	11
2.2 Wellenausbreitung in einem Rechteckhohlleiter .....	13
2.2.1 $TE_{mn}$ und $TM_{mn}$ in einem Rechteckhohlleiter .....	14
2.3 Der verwendete Hohlleiter, der Wellentyp und ihr entsprechender Mode .....	15
<b>3 Theorie des entworfenen Modells</b> .....	18
3.1 Projektierung .....	18
3.2 Die Streumatrix .....	18
3.3 Der Wilkinson-Teiler .....	19
3.4 Die Anregung mit dem Koppelstift .....	21
3.5 Der Combiner .....	23
3.5.1 Wichtige Parameter des Combiners .....	24
3.6 Funktionsprinzip der Leistungskombination .....	26
3.6.1 Bethe-Hole-Koppler .....	26
3.6.2 Multihole-Koppler .....	28
<b>4 Simulation</b> .....	29
4.1 $TE_{10}$ in dem verwendeten Rechteckhohlleiter .....	30
4.2 Der Wilkinson-Teiler .....	33
4.2.1 Entwurf des Wilkinson-Teilers mit „AWR“ .....	33
4.2.2 Import des Wilkinson-Teilers in „CST“ .....	38
4.3 Anregung des Rechteckhohlleiters .....	40
4.4 Der Combiner .....	44
4.4.1 Entwurf des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „CST“ .....	47
4.4.2 Import des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“ .....	51
4.4.3 Wirkung der unangepassten Impedanz am Port 2 auf den idealen 3dB-Koppelfaktor-Combiner .....	53
4.4.4 Wirkung der unangepassten Impedanz am Port 2 auf den entworfenen 3dB-Koppelfaktor-Combiner .....	55
4.4.5 Entwurf des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „CST“ .....	56
4.4.6 Import des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“ .....	58
4.4.7 Zusammenführung der beiden Combiner in „CST“ .....	60

---

4.4.8	Import des Modells des kompletten Combiner in „AWR“ .....	61
<b>5</b>	<b>Messungen</b> .....	<b>63</b>
5.1	Der Wilkinson-Teiler .....	63
5.2	Der 3dB-Koppelfaktor-Combiner .....	66
5.3	Der 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner .....	68
5.4	Aktive Messung des kompletten Modells .....	70
<b>6</b>	<b>Ende der Arbeit</b> .....	<b>72</b>
6.1	Zusammenfassung .....	72
6.2	Fazit .....	73
	<b>Literaturverzeichnis</b> .....	<b>74</b>
	<b>Anhang A</b> .....	<b>75</b>
	<b>Anhang B</b> .....	<b>77</b>

## Tabellenverzeichnis

1.1: Die ISM-Bänder nach der Klassifizierung der ITU (Internationale Fernmeldeunion) .....	10
2.1: Hochfrequenzbänder nach der Klassifizierung der ITU (Internationale Fernmeldeunion) .....	11
2.2: Hohlleiter mit Standardabmessungen und ihre wichtigen Parameter.....	16

## Abbildungsverzeichnis

2.1: Verschiedene Anwendungen von Rechteckhohleitern.....	14
2.2: Geometrie eines Rechteckhohlleiters.....	15
3.1: Ein einfaches 2-Port-Netzwerk .....	18
3.2: Ein Wilkinson-Teiler. (a) Ein symmetrischer Wilkinson-Teiler aus Mikrostreifen. (b) der äquivalente Leistungsübertragungskreis .....	20
3.3: Der Leistungsübertragungskreis für den entworfenen Wilkinson-Teiler .....	20
3.4: Ein Wilkinson-Teiler mit ungleichen Ausgangsleistungen.....	21
3.5: Anregung der H <sub>10</sub> -Welle in einem Rechteckhohlleiter mit einem Koppelstift .....	22
3.6: Abmessungen der Koppelstift und die Koaxialbuchse .....	23
3.7: Häufig verwendetes Symbol für den Richtkoppler .....	23
3.8: zwei Arten des Bethe-Hole-Koppler. a) mit parallel montierten Hohlleitern. b) mit schief montierten Hohlleitern .....	27
3.9: (N+1)-Hole-Koppler.....	28
4.1: Der entworfene Hohlleiter .....	30
4.2: Die E-Feldlinien bei $z=0$ .....	31
4.3: Die E-Feldlinien bei $z=\lambda g/2$ .....	31
4.4: Die E-Feldlinien bei $z=\lambda g$ .....	32
4.5: Die H-Feldlinien.....	32
4.6: Schema des entworfenen Wilkinson-Teilers .....	33
4.7: Layout des Wilkinson Teilers. ....	34
4.8: $S_{12}$ (in Pink) und $S_{23}$ (in Blau) des entworfenen Wilkinson-Teilers .....	34
4.9: Schema des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen .....	36
4.10: Layout des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen .....	37
4.11: Wichtige S-Parameter des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen .....	37
4.12: Erstellen ein neues Material in „CST“ .....	38
4.13: Das Modell für den Wilkinson-Teiler in „CST“ .....	38
4.14: Streuparameter des Wilkinson-Teilers unter Verwendung des Frequenzbereich-Solvers von „CST“ .....	39
4.15: Streuparameter des Wilkinson-Teilers unter Verwendung des Zeitbereich-Solvers von „CST“ .....	39
4.16: Simulation der Anregung mit der Koaxialbuchse .....	41
4.17: Querschnitt des entworfenen Anregungsstücks.....	42
4.18: Streuparameter des entworfenen Anregungsstück.....	42
4.19: E-Feldlinien am Port 2 .....	43
4.20: H-Feldlinien am Port 2 .....	43
4.21: Das theoretische Modell des Combiners in „AWR“ .....	44
4.22: Ein einfaches 2D-Modell der beiden Combiner.....	45
4.23: Zwei Hohlleiter mit einer gemeinsamen Wand.....	48
4.24: Querschnitt der Hohlleiter mit den benötigten Schlitzten .....	49
4.25: Querschnitt des 3dB-Koppelfaktor-Combiner.....	50
4.26: Streuparameter des 3dB-Koppelfaktor-Combiners .....	50
4.27: Schema des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“ .....	51
4.28: Die gelieferte Leistung am Ausgang des 3dB-Koppelfaktor-Combiners .....	52
4.29: Ein einfacher 2D-Combiner-Modell.....	53
4.30: der entworfene 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner.....	56
4.31: Streuparameter des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners.....	56
4.32: Schema des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“ .....	58
4.33: Die gelieferte Leistung am Ausgang des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners .....	59
4.34: Querschnitt des kompletten Combiners .....	60

---

4.35: Streuparameter des kompletten Combiners.....	60
4.36: Schema des kompletten Combiners in „AWR“ .....	61
4.37: Die gelieferte Leistung am Ausgang des kompletten Combiners .....	62
5.1: Der gefräste Wilkinson-Teiler.....	63
5.2: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem ersten Ausgang des Wilkinson-Teilers.....	63
5.3: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem zweiten Ausgang des Wilkinson-Teilers.....	63
5.4: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem dritten Ausgang des Wilkinson-Teilers.....	64
5.5: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem letzten Ausgang des Wilkinson-Teilers.....	64
5.6: Der Streuparameter zwischen den Ausgängen 2 und 3 .....	64
5.7 : Der Streuparameter zwischen den Ausgängen 3 und 4 .....	65
5.8: Der aufgebaute 3dB-Koppelfaktor-Combiner .....	66
5.9: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 2 (der Transmissionsfaktor)...	66
5.10: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 3 (der Koppelfaktor) .....	66
5.11: Der Streuparameter zwischen den links übereinander angeordneten Ports.....	67
5.12: Der Streuparameter zwischen den rechts übereinander angeordneten Ports .....	67
5.13: Der aufgebaute 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner .....	68
5.14: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 2 (der Transmissionsfaktor). 68	
5.15: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 3 (der Koppelfaktor) .....	68
5.16: Der Streuparameter zwischen den links übereinander angeordneten Ports .....	69
5.17 : Der Streuparameter zwischen den rechts übereinander angeordneten Ports .....	69
5.18: Test des kompletten Modells .....	70
5.19: Die gemessene Leistung am Ausgang des kompletten Modells .....	71

# 1 Einführung

Das Interesse an Mikrowellen- und Hochfrequenztechnik zu Beginn des letzten Jahrhunderts war für die Forscher und Hersteller von verschiedenen Kommunikationssystemen selbstverständlich. Aber es ist fast sicher, dass keiner der ersten Mikrowellenforscher erwartet hat, dass diese Wellen heutzutage in den Häusern der meisten Menschen auftreten würden, da fast kein Haus ohne Mikrowellenherd und WLAN-Netzwerk auskommt.

Mit dem zunehmenden Interesse an der Mikrowellentechnik aufgrund der Ausweitung ihrer Anwendungsgebiete auf Industrie, Medizin und weitere Bereiche ist das Interesse gestiegen, die Leistung, die durch die elektromagnetischen Wellen übertragen wird, kombinieren bzw. teilen zu können.

Dafür wurden Viele Multiport-Netzwerke entwickelt. Beginnend mit dem T-Junction-Leistungsteiler, der ein einfaches Dreitor-Netzwerk ist, das zur Leistungsteilung oder Leistungskombination verwendet werden kann. (Pozar, 1998).

Es liegt auf der Hand, dass sich die Leistungscombiner nicht nur in der Anzahl der Ports unterscheiden. Es gibt auch viele Unterschiede, einschließlich der unterschiedlichen Funktionsprinzipien zur Leistungskombination. In dieser Arbeit wird die Leistung mittels gekoppelter Hohlleiter kombiniert.

## 1.1 Gliederung

Im ersten Kapitel wird neben den Zielen und angestrebten Ergebnissen ein Überblick über die Aufgabenstellung bzw. das Kernthema dieser Arbeit gegeben.

Grundsätzlich werden die grundlegenden Anforderungen und Bedingungen festgelegt, die beim Entwurf dieses Leistungscombiners eingehalten werden müssen, damit zufriedenstellende Ergebnisse erzielt werden können, die die Zuverlässigkeit des Hohlleitercombiners im Vergleich zu anderen Koppler-Typen bestätigen.

Das zweite Kapitel behandelt drei theoretische Punkte. Im Allgemeinen geht es um die theoretischen Grundlagen, die notwendig sind, um die Arbeit zu verstehen und umzusetzen.

Während im ersten Teil dieses Kapitels die Grundlagen elektromagnetischer Wellen und deren Ausbreitung in Wellenleitern erläutert werden, geht es im zweiten Teil um die Ausbreitung in einem Rechteckhohlleiter und ihre möglichen Wellentypen. Zum Schluss werden Geometrie des verwendeten Hohlleiters und der ausbreitende Wellentyp im letzten Teil behandelt.

Im dritten Kapitel wird das Konzept für den Entwurf des Gesamtmodells vorgestellt. Die Entwurfsschritte werden hierarchisch festgelegt. Auf den Wilkinson-Teiler wird wegen seiner Bedeutung für den Betrieb des Hohlleitercombiners ebenfalls ausführlich eingegangen. Des Weiteren wird der Hauptgrund für die Verwendung eines Wilkinson-Teilers in diesem Kapitel erwähnt.

Mit dem Beginn des vierten Kapitels sind das Verständnis und die Analyse der theoretischen Aspekte dieser Arbeit abgeschlossen, und so wird im vierten Kapitel die Simulation des gewünschten Modells behandelt. Die Simulation erfolgt mit zwei Softwares. Die erste Software heißt „CST Studio Suite 2021“. Mit Dieser Software können wichtige Parameter des entworfenen Combiners erhalten werden. Das zweite Simulationstool ist „AWR Design Environment 15“. Dies wird verwendet, um den Combiner zu testen. Die Einspeisung von den Leistungen in den Combiner kann mit dieser Software simuliert werden.

Das fünfte Kapitel umfasst die Messungen des aufgebauten Modells. Außerdem werden die Messungen mit den Simulationsergebnissen in diesem Kapitel verglichen.

Diese Abschlussarbeit endet mit dem sechsten Kapitel, das in seinem ersten Teil eine Zusammenfassung der Arbeitsschritte enthält. Im zweiten Teil geht es um das Fazit und um das, was bei der Fertigstellung der Arbeit zu beachten ist.

## 1.2 Aufgabenstellung

In dieser Arbeit geht es um einen auf Hohlleitern basierenden Leistungscombiner, der in verschiedenen Bereichen eingesetzt werden kann, in denen geringe Verluste sehr wichtig sind.

Beim Entwurf dieses Combiners müssen mehrere Anforderungen berücksichtigt werden, nämlich dass dieser Combiner auf der Mittenfrequenz des ISM-Bands (2.4 bis 2.5 GHz) betrieben wird. Dieses Band wird für industrielle, wissenschaftliche und gesundheitliche Zwecke verwendet. Die Mittenfrequenz beträgt 2,45 GHz und erfordert, dass ein Hohlleiter gewählt wird, der bestimmte Wellenlänge durchlässt. Mehr dazu in Abschnitt 2.3.

Tabelle 1.1: Die ISM-Bänder nach der Klassifizierung der ITU (Internationale Fernmeldeunion)

Frequenzbereich		Mittenfrequenz	Bandbreite
6.765 MHz	6.795 MHz	6.78 MHz	30 KHz
13.533 MHz	13.567 MHz	13.56 MHz	14 KHz
26.957 MHz	27.283 MHz	27.12 MHz	326 KHz
40.66 MHz	40.7 MHz	40.68 MHz	40 KHz
433.05 MHz	434.79 MHz	433.92 MHz	1.74 MHz
902 MHz	928 MHz	915 MHz	26 MHz
2.4 GHz	2.5 GHz	2.45 GHz	100 MHz
5.725 GHz	5.875 GHz	5.8 GHz	150 MHz
24 GHz	24.25 GHz	24.125 GHz	250 MHz
61 GHz	61.5 GHz	61.25 GHz	500 MHz
122 GHz	123 GHz	122.5 GHz	1 GHz

Außerdem soll dieser Combiner bis zu drei Leistungen gleichzeitig kombinieren. Da es in jedem Viertor-Combiner zwei Ports gibt, die miteinander entkoppelt sind, reicht ein solches Netzwerk für die Kombination der drei Leistungen nicht aus. Deshalb entstand die Idee, zwei Combiner zu verwenden. Der erste kombiniert die Leistungen aus dem ersten zwei Quellen und seiner Ausgang ist mit einem Port des zweiten Combiners verbunden. In den entkoppelten Port dieses Combiners wird die Leistung der dritten Quelle eingespeist. Somit werden die drei Leistungen am Ausgang des zweiten Combiners erhalten.

## 1.3 Zielsetzung

Ziel dieser Arbeit ist es, unter Berücksichtigung der im vorherigen Abschnitt genannten Anforderungen einen verlustarmen Hohlleitercombiner zu entwerfen.

Wichtige Parameter des Hohlleitercombiners, wie Koppelfaktor und Isolation, müssen sehr gute Werte haben.

## 2 Grundlagen

### 2.1 Allgemeine Grundlagen der elektromagnetischen Wellen

Elektromagnetische Wellen sind Wellen, die durch Schwingungen zwischen einem elektrischen und einem magnetischen Feld entstehen. (Cloude, 1995). Abhängig von der Länge der elektromagnetischen Wellen (bzw. von den entsprechenden Frequenzen) werden die Hochfrequenzbänder in verschiedenen Gruppen kategorisiert. Die folgende Tabelle zeigt die verschiedenen Arten nach der Klassifizierung der ITU (Internationale Fernmeldeunion):

Tabelle 2.1: Hochfrequenzbänder nach der Klassifizierung der ITU (Internationale Fernmeldeunion)

Band	Frequenz	Wellenlänge
HF (Hochfrequenz)	3-30 MHz	100-10 m
VHF (sehr Hochfrequenz)	30-300 MHz	10-1 m
UHF (ultra Hochfrequenz)	300-3000 MHz	1-0,1 m
SHF (super Hochfrequenz)	3-30 GHz	100-10 mm
EHF (extrem Hochfrequenz)	30-300 GHz	10-1 mm
THF (enorm Hochfrequenz)	300-3000 GHz	1-0,1 mm

„Die zahlreichen Anwendungen der Hochfrequenztechnik in der Funkkommunikation, der Radartechnik und Navigation sowie in der Funk- und Radaraufklärung, Telemetrie, Fernsteuerung, Radiometrie u. a. sind alle durch Phänomene der Wellenausbreitung geprägt.“ (Rembold, 2015, S. 1). Daher ist es wichtig, auf dieses Phänomen einzugehen.

Einer der wichtigsten Parameter, der von großer Bedeutung für Wellenausbreitung ist, ist die Ausbreitungskonstante. Dieser Parameter ist auch bekannt als Phasenkonstante (im Falle eines verlustfreien Mediums) oder Wellenzahl (in TEM Wellen) und beschreibt die Wellenausbreitung in verschiedenen Medien. Ihre Formel variiert je nach Ausbreitungsmedium und ob dieses ein verlustfreies oder verlustbehaftetes Medium ist.

Die nächste Formel beschreibt die Ausbreitungskonstante in einem verlustfreien Medium:

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \quad (2.1)$$

Wobei:

$\omega$ , steht für die Kreisfrequenz, ist abhängig von der Frequenz und gleich:

$$\omega = 2\pi f \quad (2.2)$$

$\gamma$  ist die Ausbreitungskonstante;  $\beta$  ist die Phasenkonstante

$\mu$  steht für die Permeabilität und  $\epsilon$  für die Permittivität

Im Falle eines verlustbehafteten Mediums tritt in der Formel die Dämpfungskonstante  $\alpha$ :

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon} \sqrt{1 - j\frac{\sigma}{\omega\epsilon}} \quad (2.3)$$

Wobei:

$\sigma$  steht für Conductivity

Dabei müssen die verschiedenen Arten von Wellenausbreitung und -moden, die auf allgemeinen Übertragungsleitungen sowie Hohlleiterleitern vorkommen, ausführlich erklärt werden. Mit den verschiedenen Arten der Wellenausbreitung werden die Transversalen elektromagnetischen Wellen (TEM), die transversalen elektrischen Wellen (TE) und die Transversalen magnetischen Wellen (TM) gemeint. Übertragungsleitungen, die aus zwei oder mehr Leitungen bestehen, können transversale elektromagnetische (TEM) Wellen unterstützen, die durch das Fehlen von longitudinalen Feldkomponenten gekennzeichnet sind. Hohlleiter, die aus einem einzigen Leiter bestehen, unterstützen transversale elektrische (TE) und/oder transversal magnetische (TM) Wellen, die durch das Vorhandensein von longitudinalen magnetischen oder elektrischen Feldkomponenten gekennzeichnet sind. (Pozar, 1998).

Die folgenden Gleichungen beschreiben die Beziehung zwischen der Ausbreitungskonstante und der Wellenzahl unabhängig vom Medium (Das Medium ist verlustfrei):

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2.4)$$

Wobei:

$k_c$  ist definiert als Cutoff – Wellenzahl

$k$  ist die Wellenzahl und wird wie folgt berechnet:

$$k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 2\pi/\lambda \quad (2.5)$$

Ist der Ausbreitungswelle der Art TEM, dann gilt folgendes:

$$k_c = 0 \rightarrow k = \beta$$

Bei einem verlustbehafteten Medium gilt Folgendes für die Gleichung (2.4):

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{k_c^2 - k^2} = \sqrt{k_c^2 - \omega^2\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r(1 - j\tan\delta)} \quad (2.6)$$

Wobei:

$\tan\delta$  ist der Verlusttangente des Materials

In der Praxis haben die meisten Dielektrika kleine Verluste ( $\tan\delta \ll 1$ ), daher kann diese Gleichung mit der Taylor-Entwicklung vereinfacht werden:

$$\sqrt{a^2 + b^2} \cong a + 1/2\left(\frac{b^2}{a}\right); \text{ für } (b \ll a) \quad (2.7)$$

Das führt dazu:

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{k_c^2 - k^2 + j k^2 \tan\delta} \\ &\cong \sqrt{k_c^2 - k^2} + \frac{j k^2 \tan\delta}{2\sqrt{k_c^2 - k^2}} \\ &= \frac{k^2 \tan\delta}{2\beta} + j\beta \end{aligned} \quad (2.8)$$

Wobei:

$$\sqrt{k_c^2 - k^2} = j\beta \text{ und } k = \omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0\varepsilon_r}$$

Beim Vergleich der Gleichungen (2.6) und (2.8) kann die Dämpfungskonstante eines Dielektrikums erhalten werden:

$$\alpha = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad (2.9)$$

Und das gilt für die TE und TM wellen.

Aber im Falle der TEM Wellen, wo  $k = \beta$ , wird die Dämpfungskonstante mit der folgenden Gleichung gegeben:

$$\alpha = \frac{k \tan \delta}{2} \quad (2.10)$$

Da es in dieser Arbeit um einen Hohlleitercombiner geht, werden die TE und TM Wellen und die Ausbreitung in einem Rechteckhohlleiter weiter behandelt.

## 2.2 Wellenausbreitung in einem Rechteckhohlleiter

Rechteckhohlleiter waren eine der frühesten Arten von Übertragungsleitungen, die zum Transportieren von Mikrowellensignalen verwendet wurden, und sie werden immer noch für viele Anwendungen verwendet. (Pozar, 1998). Der Rechteckhohlleiter ist ein Hauptteil für viele Hochfrequenz-Komponente wie Combiner (Kern dieser Arbeit), Detektoren, Isolatoren und Dämpfungsglieder. Abbildung 2.1 zeigt verschiedene Anwendungen von Rechteckhohlleitern.

Die Rechteckhohlleiter können TM- und TE Wellen ausbreiten, jedoch keine TEM-Wellen, da nur ein Leiter vorhanden ist. Außerdem weisen die Rechteckhohlleiter Grenzfrequenzen auf, unterhalb derer die Ausbreitung nicht möglich ist.

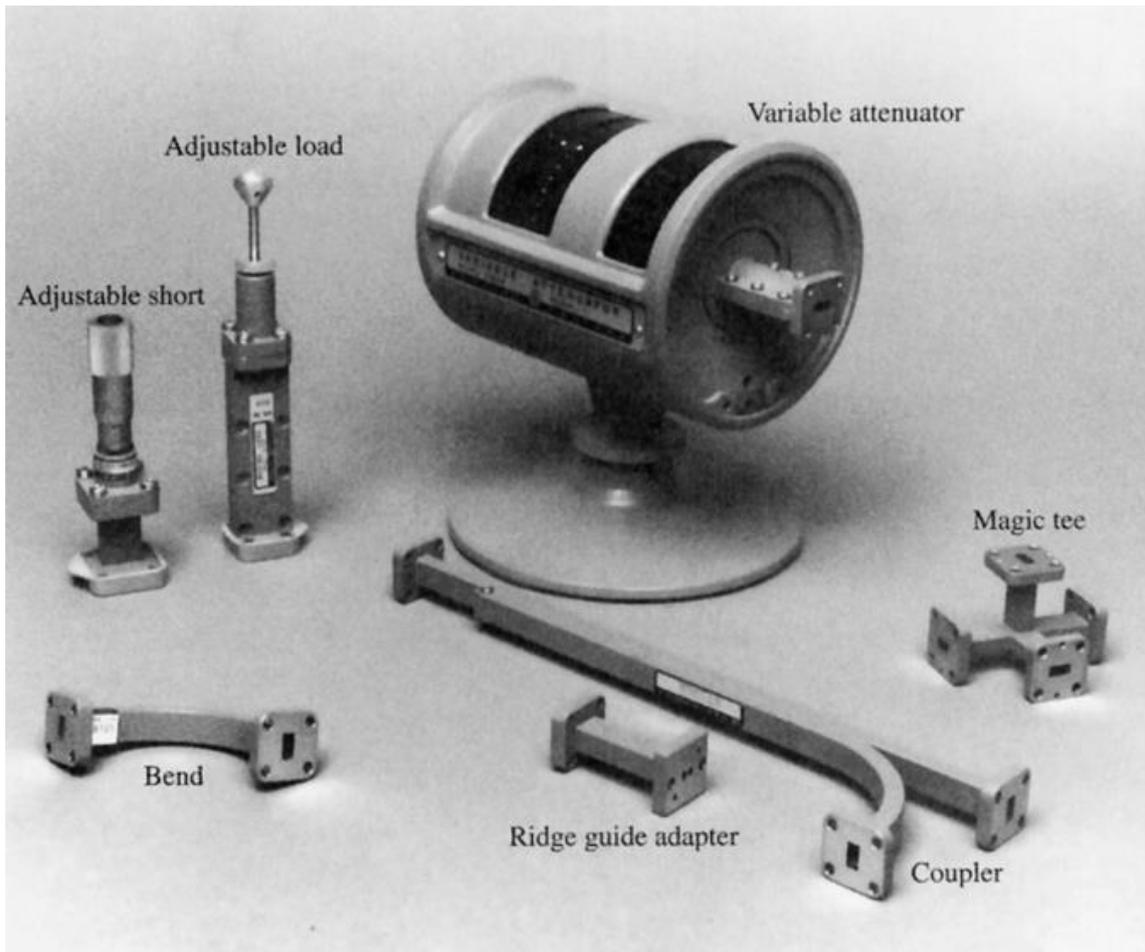


Abbildung 2.1: Verschiedene Anwendungen von Rechteckhohlleiter

### 2.2.1 $TE_{mn}$ und $TM_{mn}$ in einem Rechteckhohlleiter

Wie im Abschnitt 2.1 erwähnt wird, ist nur der Anteil des H-Feldes in der Ausbreitungsrichtung im Falle der TE Wellen vorhanden.

Gegen die TE Wellen, fehlt der Anteil des H-Feldes bei den TM Wellen und ist nur des E-Feldes in der Ausbreitungsrichtung enthalten. Im Abschnitt 2.3 wird der in dieser Arbeit verwendeten Wellentyp ( $TE_{10}$ ) erklärt.

Im Allgemeinen nennt man die mögliche elektrische oder magnetische Feldverteilung, die senkrecht zur Ausbreitungsachse sind, Moden. Nachfolgend sind wichtige Gleichungen bei den beiden Typen (TE und Tm) angegeben:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.11)$$

Wobei:

$a$ : Breite des Hohlleiters,  $b$ : Höhe des Hohlleiters

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.12)$$

$$f_{c_{mn}} = k_c / 2\pi\sqrt{\mu\epsilon} = \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}}\right) \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.13)$$

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \lambda_0^2 \left[ \left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2 \right]}} \quad (2.14)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.15)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.16)$$

Wobei:

$\lambda_g$  ist die Wellenlänge eines bestimmten Hohlleiter

$v_p$  steht für die Phasengeschwindigkeit

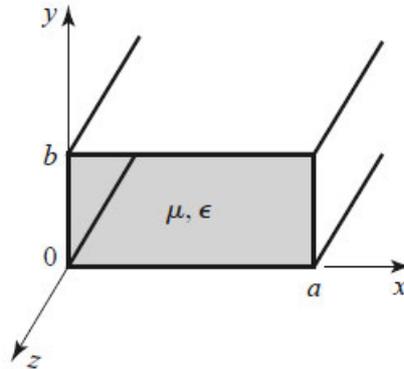


Abbildung 2.2: Geometrie eines Rechteckhohlleiters.

### 2.3 Der verwendete Hohlleiter, der Wellentyp und ihr entsprechender Mode

Eine der wichtigsten Anforderungen, die beim Entwurf des Hohlleitercombiners eingehalten werden muss, ist, dass dieser Hohlleitercombiner bei der Frequenz 2,45 GHz betrieben werden soll. Der Leistungscombiner besteht aus Rechteckhohlleitern. Jeder Hohlleiter hat bekanntlich seine eigene Grenzfrequenz, unter ihr kann keine Welle passiert. Deshalb muss die Grenzfrequenz bzw. die Geometrie der verwendeten Hohlleiter zunächst festgelegt werden. In der Praxis gibt es Hohlleiter mit Standardabmessungen, von denen einer ausgewählt werden kann. Unter Berücksichtigung, dass die Frequenz des Combiners höher als die Grenzfrequenz des Hohlleiters ist und sich innerhalb des empfohlenen Betriebsfrequenzband befindet. Die folgende Tabelle stellt Hohlleiter mit Standardabmessungen dar.

Tabelle 2.2: Hohlleiter mit Standardabmessungen und ihre wichtigen Parameter

Name	Grenzfrequenz des Modes mit niedriger Ordnung		Betriebsfrequenzband	Innenmaßen	
	RCSC	IEC			
WR2300	WG0.0	R3	0.257 GHz	0.32-0.45 GHz	584.2x292.1 mm
WR2100	WG0	R4	0.281 GHz	0.35-0.5 GHz	533.4x266.7 mm
WR1800	WG1	R5	0.328 GHz	0.45-0.63 GHz	457.2x228.6 mm
WR1500	WG2	R6	0.393 GHz	0.5-0.75 GHz	381x190.5 mm
WR1150	WG3	R8	0.513 GHz	0.63-0.97 GHz	292.1x146.5 mm
WR975	WG4	R9	0.605 GHz	0.75-1.15 GHz	247.65x123.82 mm
WR770	WG5	R12	0.766 GHz	0.97-1.45 GHz	195.6x97.79 mm
WR650	WG6	R14	0.908 GHz	1.15-1.72 GHz	165.1x82.55 mm
WR510	WG7	R18	1.157 GHz	1.45-2.2 GHz	129.5x64.77 mm
WR430	WG8	R22	1.372 GHz	1.72-2.6 GHz	109.22x54.61 mm
WR340	WG9A	R26	1.736 GHz	2.2-3.3 GHz	86.36x43.18 mm
WR284	WG10	R32	2.078 GHz	2.6-3.95 GHz	72.14x34.3 mm
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

Die zweite und dritte Spalte stellen die Bezeichnung des Hohlleiters nach der RCSC (Standardisierungsausschuss für Funkkomponenten) und IEC (Internationale elektrotechnische Kommission) dar.

Der Hohlleiter, der den Anforderungen entspricht, ist der WG9A (nach der RCSC-Bezeichnung). Seine Breite ist doppelt so groß wie seine Höhe ( $a = 2b$ ).

Um die Bezeichnung in der ersten Spalte zu verstehen, wird den Namen des Hohlleiters, der für dieser Arbeit ausgewählt wurde, nachfolgend geklärt:

WR340: W steht für „Waveguide“ und R für „rectangular“. Die Zahl ist die Breite des Hohlleiters in Hundertstel Zoll, gerundet auf den nächsten Hundertstel:

$$a = 86,36 \text{ mm} = 3.37 \text{ zoll} \cong 3.40 \text{ zoll} \rightarrow \text{gerundet auf den nächsten Hundertstel: } 340$$

In der vorherigen Tabelle wurde die entsprechende Grenzfrequenz für die Art der Ausbreitungswellen erster Ordnung genannt. Dies liegt daran, dass der verwendete Hohlleiter mit den  $TE_{10}$  Wellen angeregt wird. Dieser Typ nennt man auch wegen des Vorhandenseins des H-Feldes  $H_{10}$ . Er ist der überwiegend auftretende Mode in einem bestimmten Hohlleiter und hat die niedrigste Grenzfrequenz. Der  $TE_{10}$  oder  $H_{10}$  – Mode bedeutet, dass alle elektrischen Feldlinien sich quer zur Ausbreitungsrichtung befinden und die obere mit der unteren Platte des Hohlleiters verbinden. Als Folge des elektrischen Feldes entsteht ein

magnetisches Feld  $H_{01}$  in longitudinaler Richtung, dessen Feldlinien Ringe um die E-Feldlinien parallel zur oberen sowie unteren Platte des Hohlleiters bilden.

Die Feldlinien beider Felder stehen senkrecht aufeinander und ändern Ihre Richtung nach jeder halben Hohlleiterwellenlänge ( $\lambda_g/2$ ). Das wird im Kapitel 4 nachgewiesen.

In der Bezeichnung  $\mathbf{TE}_{10}$  weist der Index 1 darauf hin, dass ein Maximum auf der x-Achse bei  $x = a/2$  gibt. Der zweite Index ist gleich Anzahl der Maxima auf der y-Achse (In diesem Fall gibt keine).

### 3 Theorie des entworfenen Modells

#### 3.1 Projektierung

Das Prinzip, auf das sich diese Arbeit für den Entwurf des Leistungscombiners stützt, ist die Verwendung von Hohlleitern, die übereinander angeordnet sind, so dass die Leistung durch Öffnungen in der gemeinsamen Wand zwischen den Hohlleitern von einem zum anderen übertragen wird. Diese Technik nennt man Apertur-Kopplung (auf Englisch „aperture coupling“). Die Leistung wird in den oberen Hohlleiter eingespeist, um durch die gemeinsamen Löcher mit der in den zweiten Hohlleiter eingespeisten Leistung zu überlagern. Bevor auf den Combiner ausführlich eingegangen wird, sollte auf die anderen Teile eingegangen werden, die für den Betrieb des Combiners erforderlich sind. Damit sind der Wilkinson-Teiler und die Anregungsbuchse gemeint. Auch die Streuparameter müssen gut geklärt werden, weil sie für die Bewertung des Combiners sehr wichtig sind.

#### 3.2 Die Streumatrix

Beim Versuch, Spannungen und Ströme bei Mikrowellenfrequenzen zu messen, besteht ein praktisches Problem, da direkte Messungen üblicherweise die Amplitude (abgeleitet von der Leistung) und Phase einer Welle, die sich in einer bestimmten Richtung ausbreitet, nicht möglich sind. (Pojar, 1998). Eine Darstellung, die eher mit direkten Messungen und den Vorstellungen von einfallenden, reflektierten und durchgelassenen Wellen übereinstimmt, ist durch die Streumatrix gegeben. Die Streumatrix bietet eine vollständige Beschreibung des Netzwerks an seinen N Ports. Die Streumatrix ordnet die an den Ports einfallenden und reflektierten Spannungswellen zu.

Für einige Komponenten und Schaltungen können die Streuparameter unter Verwendung von Netzwerkanalysetechniken berechnet werden. Andernfalls können die Streuparameter direkt mit einem Netzwerkanalysator gemessen werden (das wird im praktischen Teil durchgeführt).

Mit anderen Worten, die Streuparameter werden verwendet, um elektrische Netze unter Verwendung angepasster Impedanzen zu charakterisieren. Hier bezieht sich Streuung auf die Art und Weise, wie Wanderströme oder -spannungen beeinflusst werden, wenn sie auf eine Diskontinuität in einer Übertragungsleitung treffen. Mit den Streuparametern kann ein Gerät als „black box“ mit Eingängen und daraus resultierenden Ausgängen behandelt werden, so dass ein System modelliert werden kann, ohne sich mit den komplexen Details seiner tatsächlichen Struktur auseinandersetzen zu müssen.



Abbildung 3.1: Ein einfaches 2-Port-Netzwerk

Die Streumatrix für das 2-Port-Netzwerk wird wahrscheinlich am häufigsten verwendet und dient als Grundbaustein für die Generierung von Matrizen höherer Ordnung für größere Netzwerke.

In diesem Fall ist die Beziehung zwischen den reflektierten und einfallenden Leistungswellen und der S-Parameter-Matrix gegeben durch:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Wobei:

$S_{11}$  ist der Eingangsreflexionskoeffizient.

$S_{12}$  ist die Rückwärtstransmissionsverstärkung.

$S_{21}$  ist die Vorwärtstransmissionsverstärkung.

$S_{22}$  ist der Ausgangsreflexionskoeffizient.

Und davon kann Folgendes abgeleitet werden:

$$b_1 = S_{11} a_1 + S_{12} a_2 \quad (3.2)$$

$$b_2 = S_{21} a_1 + S_{22} a_2 \quad (3.3)$$

Ein bestimmtes Element der Streumatrix kann bestimmt werden durch die Gleichung [4]:

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|; V_k^+ = 0 \text{ for } k \neq j \quad (3.4)$$

$V_j^+$  ist die Amplitude der an den Port j einfallenden Spannungswellen und  $V_i^-$  ist die Amplitude der reflektierten Spannungswellen des Portes i.

Im Vergleich der Gleichung (2.3) mit den Gleichungen (2.1) und (2.2) fällt Folgendes auf:

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+} = \frac{a_i}{a_j} \quad (3.5)$$

### 3.3 Der Wilkinson-Teiler

Der Hauptgrund für die Verwendung eines Wilkinson-Teilers zur Einspeisung des Combiners besteht darin, dass die Leistungsgeneratoren im Labor nur schwer miteinander synchronisiert werden können.

Der Wilkinson-Teiler ist ein Drei-Port-Netzwerk mit einer nützlichen Eigenschaft, verlustfrei zu erscheinen, wenn die Ausgangsports übereinstimmen. (Pozar, 1998). Das heißt, nur die von den Ausgangsports reflektierten Leistungen werden zerstreut. Es gibt zwei Arten dieses Teilers: der symmetrische und der unsymmetrische Teiler.

In Rahmen dieser Arbeit wird der symmetrische Wilkinson-Teiler entworfen und implementiert. In diesem Fall wird die Eingangsleistung über die zwei Ausgangsports geteilt. Die Ausgangsleitungen sind  $\frac{\lambda}{4}$  Leitungen (jeweils ist  $\sqrt{2} Z_0$  Leitung) und werden mit einem Widerstand, der gleich  $2 \times$  die Eingangsimpedanz  $Z_0$  ist, miteinander verbunden. Dieser Widerstand hilft damit, die zwei Ausgänge zu isolieren. Jede von den zwei Ausgangsleitungen soll mit einer  $Z_0$ -Leitung verbunden werden.

Der in dieser Arbeit entworfene Teiler besteht aus Mikrostreifen. Eigenschaften des verwendeten Materials wird im Kapitel 4 erläutert.

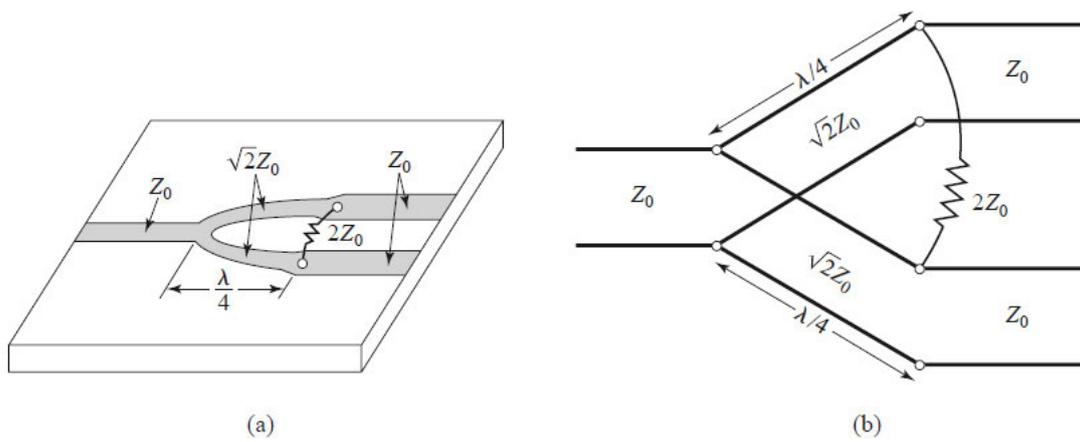


Abbildung 3.2: Ein Wilkinson-Teiler. (a) Ein symmetrischer Wilkinson-Teiler aus Mikrostreifen. (b) der äquivalente Leistungsübertragungskreis (Pozar, 1998).

In dieser Arbeit wird ein Wilkinson-Teiler mit vier Ausgängen entworfen. Dies wird durch den Entwurf eines normalen symmetrischen Wilkinson-Teilers erreicht. An jedem Ausgang dieses Teilers ist ein weiterer symmetrischer Wilkinson-Teiler angeschlossen.

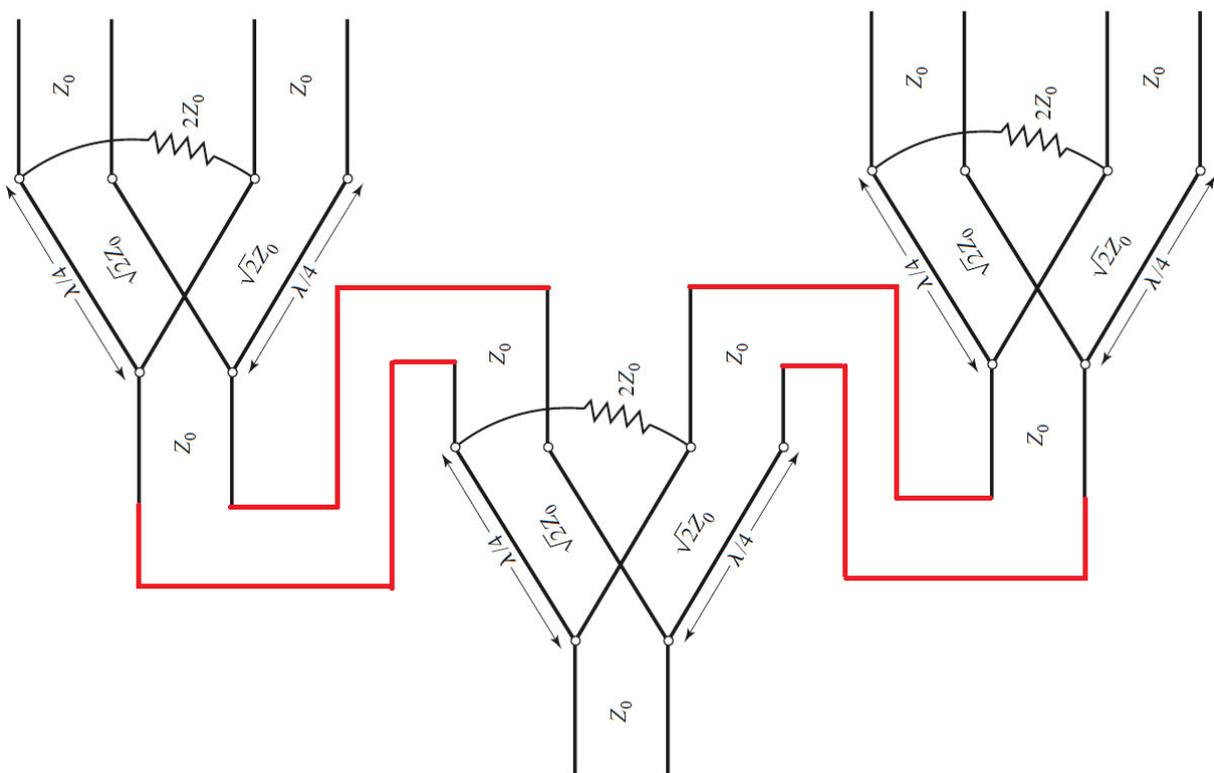


Abbildung 3.3: Der Leistungsübertragungskreis für den entworfenen Wilkinson-Teiler

Der Wilkinson-Teiler kann auch mit ungleichen Ausgangsleistungen entworfen werden. Ist das Leistungsverhältnis zwischen den Ports 2 und 3  $K^2 = P_3/P_2$ , dann gelten folgende Gleichungen:

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} \quad (3.6)$$

$$Z_{02} = K^2 Z_{03} = Z_0 \sqrt{K(1+K^2)} \quad (3.7)$$

$$R = Z_0(K + 1/K) \quad (3.8)$$

Ist K gleich 1, dann gelten die Gleichungen (3.6), (3.7) und (3.8) für den symmetrischen Wilkinson-Teiler:

$$Z_{02} = Z_{03} = \sqrt{2} \cdot Z_0 \quad (3.9)$$

$$R = 2 \cdot Z_0 \quad (3.10)$$

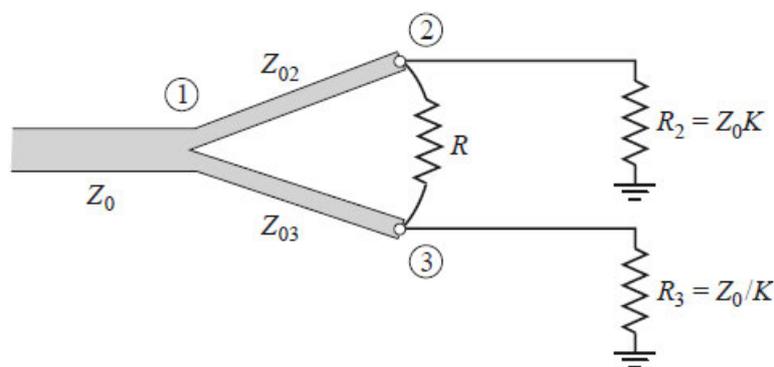


Abbildung 3.4: Ein Wilkinson-Teiler mit ungleichen Ausgangsleistungen

### 3.4 Die Anregung mit dem Koppelstift

Die vom Generator gelieferte Leistung wird an den Eingang des Wilkinson-Teilers angelegt, der sie wiederum teilt, so dass in allen Eingängen des Combiners gleiche Leistungen eingespeist werden. Das bedeutet, die Leistungen werden über Koaxialleitungen an den Combiner übertragen. Daher ist es erforderlich, Löcher in den Combiner zu bohren, in denen die für die Anregung geeigneten Buchsen installiert werden.

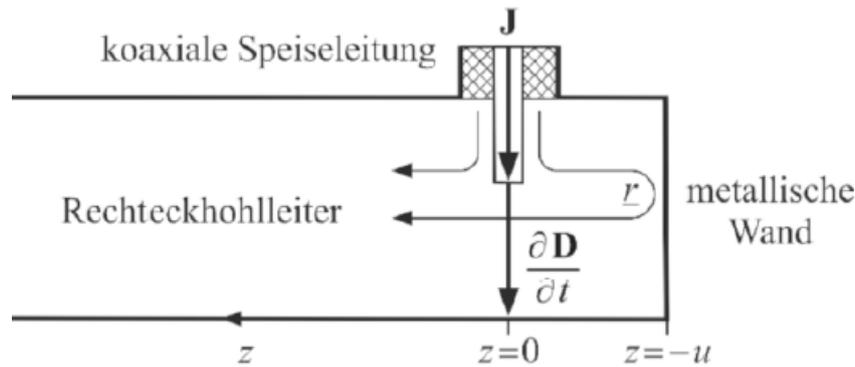


Abbildung 3.5: Anregung der H<sub>10</sub>-Welle in einem Rechteckhohlleiter mit einem Koppelstift. (Kark, 2020).

Die Methoden zur Anregung der H<sub>10</sub>-Wellen in einem Rechteckhohlleiter sind unterschiedlich. In der Praxis kann die Leistung durch die TEM-Wellen einer Koaxialleitung herangeführt und als H<sub>10</sub>-Wellen mit einem zylindrischen Koppelstift in den Rechteckhohlleiter eingespeist werden. (Kark, 2020). Der Koppelstift wird an den Innenleiter der Buchse angelötet und ragt in den Rechteckhohlleiter hinein. Beim Zusammentreffen der Koaxialleitung mit dem Hohlleiter wird die reflektierte TEM-Welle (auch höhere Arten von Koaxiale Grenzwellen) angeregt und die Summe aller Reflexionsverluste ist die Ursache für die Dämpfung dieser Wellen. In dem Rechteckhohlleiter wird eine Überlagerung der H<sub>10</sub>-Wellen erzeugt.

Der Anregungspunkt der Welle wird bei  $z = 0$  festgelegt. Die Leitungsstromdichte  $J$  über den Innenleiter des Koaxialkabels setzt sich mit der Verschiebungsstromdichte  $\frac{\partial D}{\partial t}$  im Hohlleiter fort. Diese Art der Anregung führt zur vertikalen Polarisierung der H<sub>10</sub>-Welle. Die Länge des Koppelstiftes muss  $\lambda_g/4$  betragen.

Die Leistung, mit der der Hohlleiter gespeist wird, wird bei  $z = 0$  in zwei gleiche Teile geteilt. Der erste entspricht der Ausbreitungsrichtung „+z“ und der zweite ist der Ausbreitungsrichtung entgegengesetzt. Daher muss der Hohlleiter von der entgegengesetzten Ausbreitungsrichtung durch eine Metallwand abgeschlossen werden. Der Abstand zwischen Punkt  $z = 0$  und dieser Wand muss  $u = \lambda_g/4$  sein, da der Reflexionsfaktor bei diesem Abstand  $r = -1 = e^{-j\pi}$  ist.

Die sich in der Richtung „-z“ ausbreitende Welle wird an der Metallwand reflektiert und breitet sich wieder in der Richtung „+z“ aus. An der Wand beträgt die Phasenverzögerung  $\pi$ . Nachdem die Welle den Abstand zwischen der Metallwand und dem Punkt  $z = 0$  passiert, wird seine gesamte Phasenverzögerung gleich  $2\pi$ . Das führt dazu, dass diese Welle mit der Welle, die sich schon in der Richtung „+z“ ausbreitet, überlagert.

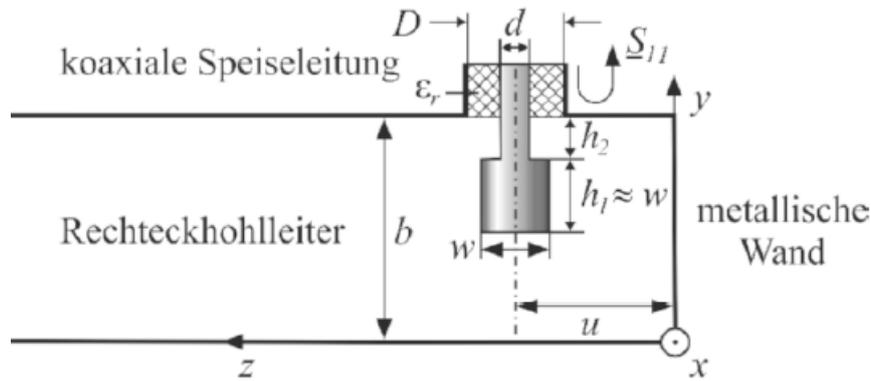


Abbildung 3.6: Abmessungen der Koppelstift und die Koaxialbuchse. (Kark, 2020).

Beim Entwurf dieses Teils wird der Abstand  $u$  optimiert, um die beste Überlagerung der Wellen zu erhalten.

### 3.5 Der Combiner

„Abgesehen von der Messbrücke gibt es in der Elektronik keine Schaltung die einem so genannten HF-Koppler nahe kommen [!].“ (Heuermann, 2018, S. 172).

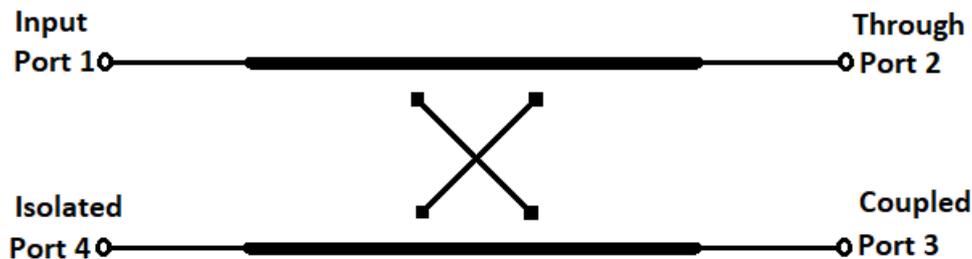


Abbildung 3.7: Häufig verwendetes Symbol für den Richtkoppler

Richtkoppler (in dieser Arbeit Combiner genannt) sind passive Mikrowellenkomponenten, die zum Kombinieren von Leistung verwendet werden. Ein Leistungscombiner akzeptiert zwei oder mehr Eingangsleistungen und kombiniert sie an einem Ausgangsport. Der Combiner kann drei Ports, vier Ports oder mehr haben und kann (idealerweise) verlustfrei sein. (Pozar, 1998).

In der Praxis haben Dreitor-Netzwerke die Form von T-Junction und anderen Leistungsteilern, während Viertor-Netzwerke die Form von Richtkopplern und Hybriden haben. Die Leistungscombiner können auch für die Leistungsaufteilung verwendet werden.

Beim Combiner in Abbildung 3.7 wird die Leistung bzw. die entsprechende Welle über den Port 1 in den Combiner eingeführt. Aufgrund der direkten Verbindung zwischen Port 1 und Port 2 breitet sich die Welle vom Port 1 zum Port 2. Darüber hinaus wird ein Teil der Welle auf Port 3 gekoppelt. Somit kann ein Teil der Leistung an diesem Port erhalten werden. Der Port 4 und der Port 1 sind voneinander isoliert und bei einem idealen Combiner sollten sich die Wellen vom Port 1 zum Port 4 nicht ausbreiten.

Der Unterschied zwischen einem aus Hohlleitern bestehenden Leistungscombiner und anderen Typen von Leistungscombinern besteht darin, dass der erste ein Vorwärtscombiner ist, während die anderen Typen Rückwärtscombiner sind.

### 3.5.1 Wichtige Parameter des Combiners

Viele Parameter sind wichtig, um zu bestimmen, inwieweit der Combiner den Anforderungen entspricht, die in der Aufgabenstellung festgelegt wurden.

Diese Parameter sind frequenzabhängig und daher sind ihre Werte nicht stabil, wenn ein Leistungscombiner entworfen wird, der in einem Frequenzbereich und nicht bei einer bestimmten Frequenz betrieben wird. Mit anderen Worten, ein breitbandiger Combiner ist schwer zu entwerfen. (Pojar, 1998).

Zu den wichtigsten Parametern, die den Koppler beschreiben, gehören die Streuparameter, die aus der in Abschnitt 3.2 diskutierte Streumatrix bestehen. In diesem Abschnitt wird die Streumatrix des entworfenen Combiners diskutiert.

Die Streumatrix eines an allen Ports angepassten Viertor-Netzwerk hat die Form:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & S_{34} \\ S_{14} & S_{24} & S_{34} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Ist der Combiner ein idealer symmetrischer Richtkoppler, so dass an jeden seiner Ports die Leistung eingespeist werden kann, ohne die Funktionsweise des Combiners zu ändern, dann gilt Folgendes:

$$S_{12} = S_{34} = \alpha \quad (3.12)$$

$$S_{13} = S_{24} = \beta e^{j\pi} = j\beta \quad (3.13)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (3.12) und (3.13) in (3.11) wird die Matrix erhalten:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Beim Erweitern der Gleichung (3.1) zur Darstellung der Streumatrix des Viertor-Netzwerks wird die Beziehung zwischen den reflektierten und einfallenden Leistungswellen und der Streumatrix wie folgt gegeben:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \alpha & j\beta & 0 \\ \alpha & 0 & 0 & j\beta \\ j\beta & 0 & 0 & \alpha \\ 0 & j\beta & \alpha & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Aus der Gleichung (3.15) ergibt sich folgendes:

$$b_1 = \alpha \cdot a_2 + j\beta \cdot a_3 \quad (3.16)$$

$$b_2 = \alpha \cdot a_1 + j\beta \cdot a_4 \quad (3.17)$$

$$b_3 = j\beta \cdot a_1 + \alpha \cdot a_4 \quad (3.18)$$

$$b_4 = j\beta \cdot a_2 + \alpha \cdot a_3 \quad (3.19)$$

Dann addiert man die Gleichungen (3.17) und (3.18):

$$\begin{aligned} b_2 + b_3 &= (\alpha + j\beta)a_1 + (\alpha + j\beta)a_4 = \\ &(\alpha + j\beta)(a_1 + a_4) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Beim idealen Combiner wird die in den Port 1 und Port 4 eingespeisten Leistungen an Port 2 und Port 3 erhalten (oder an einem von den beiden Ports, wenn der andere mit  $50\Omega$  Impedanz angeschlossen ist):

$$(a_1 + a_4) = b_2 + b_3 \quad (3.21)$$

Bei der Anwendung dieser Beziehung zur Vereinfachung der Gleichung (3.20) ergibt sich Folgendes:

$$1 = \alpha + j\beta \quad (3.22)$$

Der Betrag der komplexen Zahl in der Gleichung (3.22) ist gleich:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (3.23)$$

Für die Bewertung des Leistungscombiners gibt es neben der Streumatrix andere wichtige Parameter, die durch die folgenden Gleichungen gegeben sind:

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_3} = -20 \cdot \log \beta \text{ dB} \quad (3.24)$$

$$D = 10 \cdot \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \cdot \log \frac{\beta}{|S_{14}|} \text{ dB} \quad (3.25)$$

$$I = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_4} = -20 \cdot \log |S_{14}| \text{ dB} \quad (3.26)$$

$$L = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_1} = -20 \cdot \log |S_{12}| \text{ dB} \quad (3.27)$$

**Der Kopplungsfaktor C** gibt den Anteil der Eingangsleistung an, der an den gekoppelten Port geliefert wird.

**Die Richtwirkung D** ist ein Maß für die Fähigkeit des Combiners, Vorwärts- und Rückwärtswellen (oder die gekoppelten und nicht gekoppelten Ports) zu isolieren.

**Die Isolation I** ist ein Maß für die Leistung, die an den entkoppelten Port geliefert wird. Sie kann auch durch die folgende Gleichung berechnet werden:

$$I = C + D \text{ (dB)} \quad (3.28)$$

**Die Einfügungsdämpfung L** beschreibt die gelieferte Leistung an den Port, der direkte Verbindung mit dem Eingangsport hat.

## 3.6 Funktionsprinzip der Leistungskombination

Hohlleiter und andere Übertragungsleitungen können durch kleine Öffnungen gekoppelt werden. (Pozar, 1998). Eine häufige Anwendung einer solchen Kopplung sind Richtkoppler, bei denen Leistungen von einem Hohlleiter durch kleine Öffnungen in einer gemeinsamen Wand an einen anderen Hohlleiter gekoppelt werden. Diese Methode zur Kombination von Leistungen nennt man Apertur-Kopplung.

Die vielleicht bekanntesten Beispiele für die Leistungskombination durch diese Methode sind der Bethe-Hole-Koppler und der Multihole-Koppler

### 3.6.1 Bethe-Hole-Koppler

Die Eigenschaft aller Richtkoppler wird durch die Verwendung von zwei getrennten Wellen oder Wellenkomponenten erzeugt, die sich am gekoppelten Tor in der Phase addieren und am isolierten Tor wieder auslöschen. Eine der einfachsten Möglichkeiten, solche Combiner zu entwerfen, besteht darin, zwei Hohlleiter durch ein einzelnes kleines Loch in der gemeinsamen breiten Wand zwischen den Beiden zu koppeln. Ein solcher Combiner wird als Bethe-Hole-Koppler bezeichnet. Von diesem Combiner gibt es zwei Arten. Bei der ersten Art werden die Hohlleiter parallel übereinander montiert, während bei der zweiten die Wellenleiter schief übereinander montiert werden. Der zwischen dem ersten und zweiten Wellenleiter gebildete Winkel  $\theta$  muss festgelegt bzw. optimiert werden, so dass sich die eingeführten Leistungen am Ausgang in der Phase addieren.

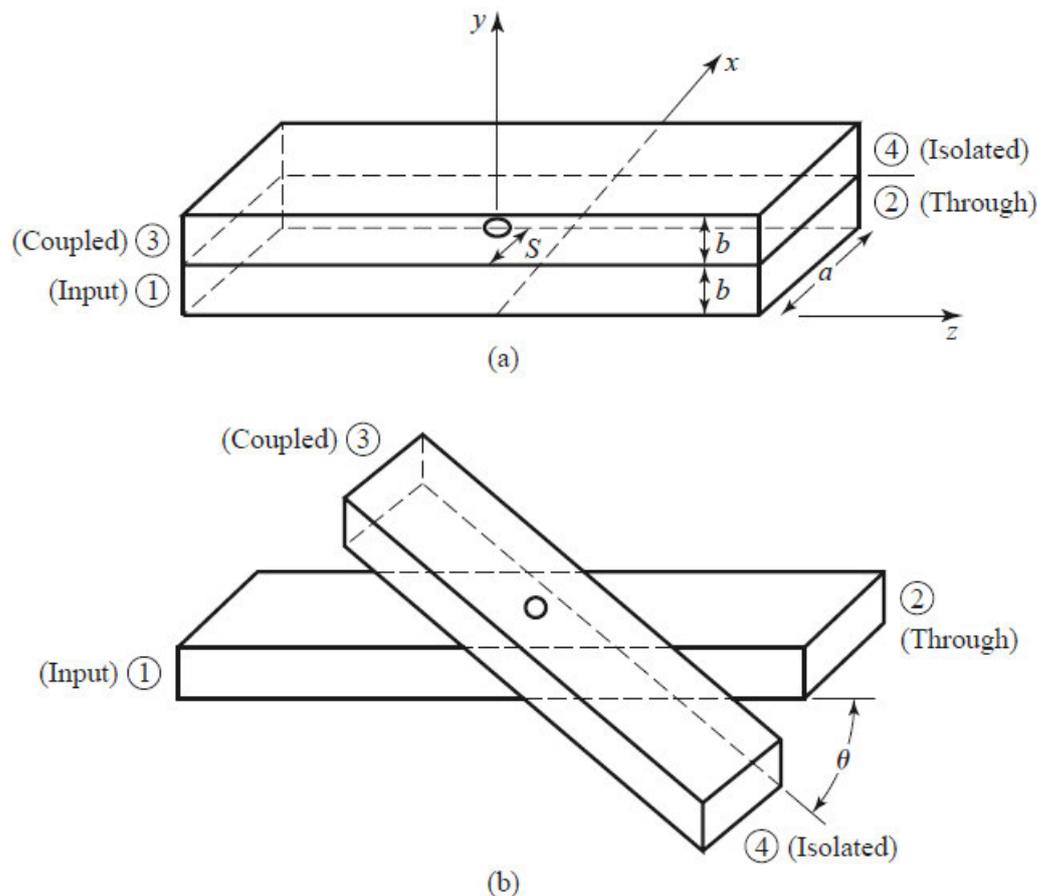


Abbildung 3.8: zwei Arten des Bethe-Hole-Koppler. a) mit parallel montierten Hohlleitern. b) mit schief montierten Hohlleitern. (Pozar, 1998)

Nachfolgend sind die Gleichungen, die zum Entwurf des Bethe-Hole-Kopplers erster Art benötigt sind. (Pozar, 1998):

$$C = 20 \cdot \log \left| \frac{A}{A_{10}} \right| = -20 \cdot \log \frac{k_0^2 r_0^3}{3ab\beta} \text{ (dB)} \quad (3.29)$$

Wobei:

$r_0$  steht für Radius der Öffnung zwischen den beiden Kopplern.

$$\sin \frac{\pi s}{a} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{2(\lambda_0^2 - a^2)}} \quad (3.30)$$

Wobei:

$S$  ist der Abstand zwischen der Wand und Mitte der Öffnung.

$$\left| \frac{A}{A_{10}} \right| = \frac{\omega}{P_{10}} \left[ \left( \epsilon_0 \alpha_e + \frac{\mu_0 \alpha_m}{Z_{10}^2} \right) (0.944) - \frac{\pi^2 \mu_0 \alpha_m}{\beta^2 a^2 Z_{10}^2} (0.506) \right] \quad (3.31)$$

Wobei:

$\epsilon_0$  ist die Permittivität des freien Raums

$\mu_0$  ist die Permeabilität des freien Raums

$P_{10}$  ist der Leistungsfluss durch den Hohlleiter und gleich:

$$P_{10} = a \cdot b / Z_{10} \quad (3.32)$$

Für TE-Wellen:

$$Z_{10} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad (3.33)$$

Die Eigenimpedanz  $Z_0$  ist gleich:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \quad (3.34)$$

$$\alpha_e = 2r_0^3 / 3 \quad (3.35)$$

$$\alpha_m = 4r_0^3 / 3 \quad (3.36)$$

### 3.6.2 Multihole-Koppler

Der Bethe-Hole-Koppler hat zumindest im Hinblick auf seine Richtwirkung eine relativ schmale Bandbreite. Wenn der Combiner jedoch mit einer Reihe von Kopplungslöchern entworfen wird, wird seiner Bandbreite erhöht. Das Funktionsprinzip und der Aufbau eines solchen Combiners ist dem des Multisection-Matching-Transformators sehr ähnlich.

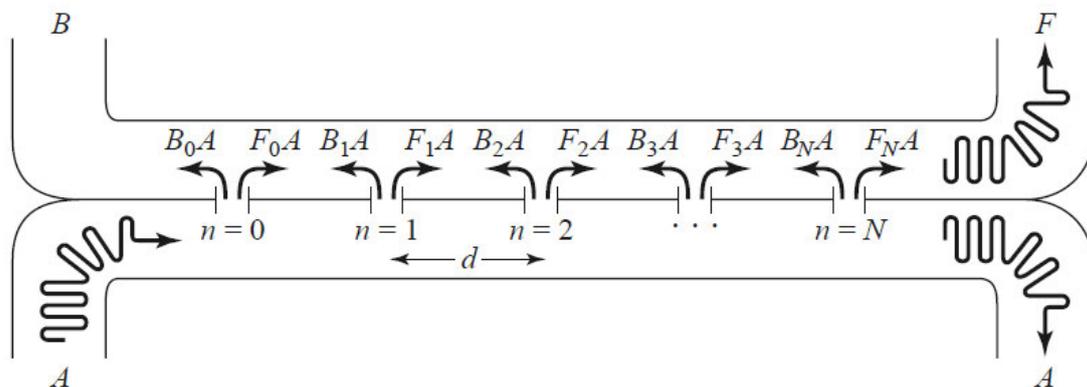


Abbildung 3.9: (N+1)-Hole-Koppler. (Pozar, 1998).

$A$  ist die Amplitude der angeregten Welle

$F_n$  steht für den Koeffizienten der  $n$ -ten Apertur in Vorwärtsrichtung

$B_n$  steht für den Koeffizienten der  $n$ -ten Apertur in Rückwärtsrichtung

## 4 Simulation

Mit den zwei berühmten Simulationstools „CST Studio Suite 2021“ und „AWR Design Environment 15“ wird das entworfene Modell simuliert.

Die Software „CST Studio Suite 2021“ wird verwendet, um verschiedene Modelle der HF-Komponente zu simulieren. Im Rahmen dieser Arbeit wird dieses Tool verwendet, um die Anregung des Hohlleiters und des Hohlleitercombiners im Frequenz- sowie im Zeitbereich zu simulieren. Anschließend wird dieses Modell exportiert, um seine Fähigkeit zur Leistungskombination mit dem anderen Simulationstool „AWR Design Environment 15“ zu testen.

Darüber hinaus bietet dieses Tool „AWR Design Environment 15“ eine große Flexibilität beim Entwurf von Hochfrequenzkomponenten, die aus Mikrostreifen bestehen. Es ist mit dieser Software möglich ist, viele Elemente in einem Schema zu verbinden, die unterschiedliche Mikrostreifen entsprechen. Deshalb wird der Wilkinson-Teiler zuerst mit diesem Tool entworfen und dann auf sein Feldverhalten mit „CST Studio Suite 2021“ geprüft.

## 4.1 TE<sub>10</sub> in dem verwendeten Rechteckhohlleiter

Um die E- und H-Feldlinien darzustellen, wenn der verwendete Hohlleiter mit den TE<sub>10</sub>-Wellen angeregt wird, wurde ein Hohlwellenleiter mit den folgenden Abmessungen in CST entworfen:

$$a = 86.36 \text{ mm}, b = 43.18 \text{ mm}, \text{ die Länge} = \lambda_g$$

$\lambda_g$  wird mit der Gleichung (2.14) gerechnet:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \lambda_0^2 \left[ \left( \frac{m}{2a} \right)^2 + \left( \frac{n}{2b} \right)^2 \right]}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}}$$

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{2.9979 \cdot 10^8}{2.45 \cdot 10^9} = 122.36 \text{ mm}$$

$$\lambda_g = \frac{122.36}{\sqrt{1 - \left( \frac{122.36}{2 \cdot 86.36} \right)^2}} = 173.38$$

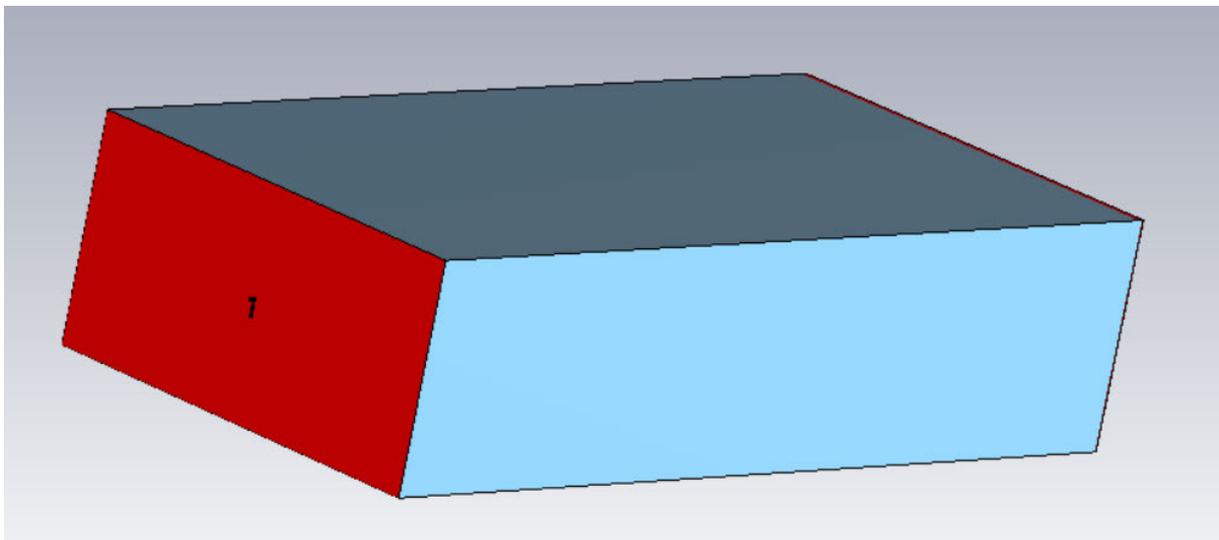


Abbildung 4.1: Der entworfene Hohlleiter

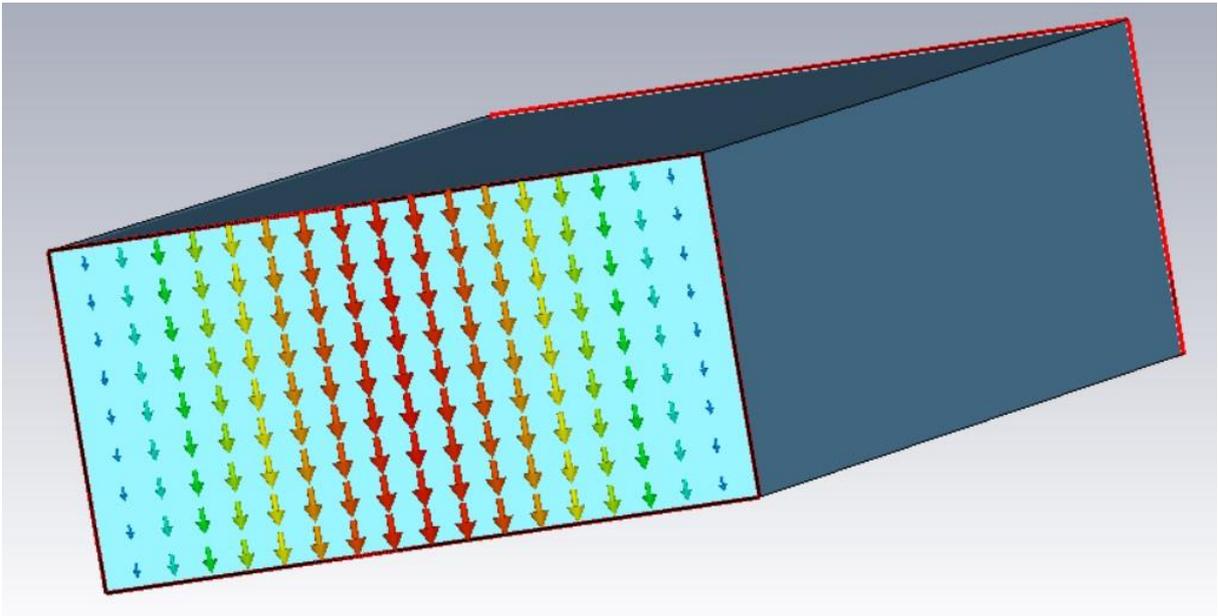


Abbildung 4.2: Die E-Feldlinien bei  $z=0$

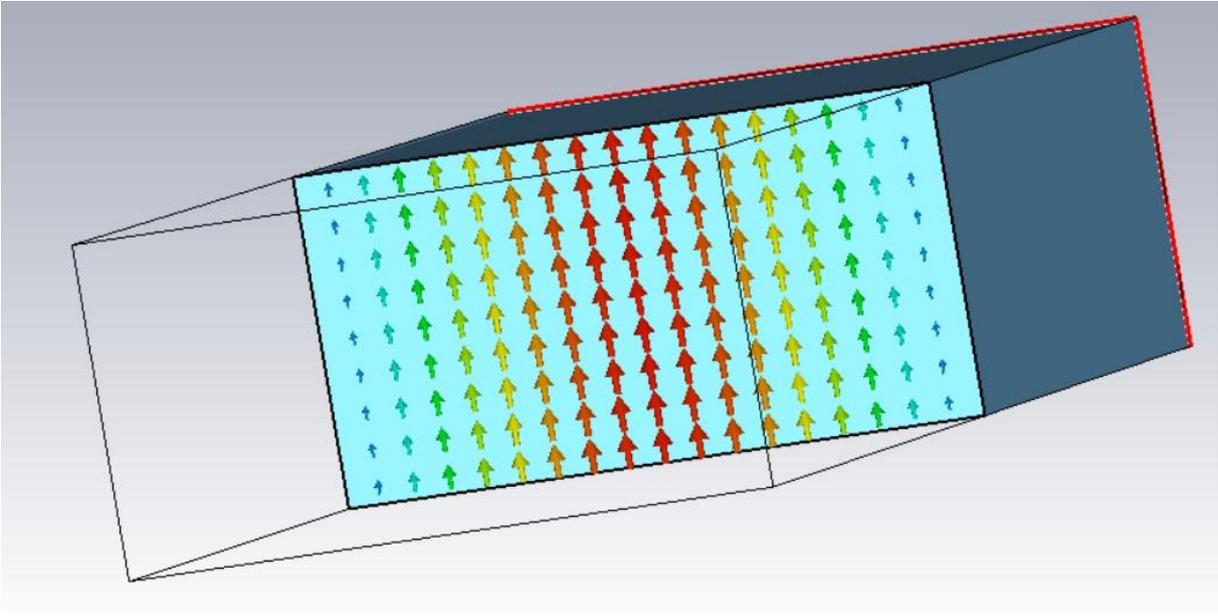


Abbildung 4.3: Die E-Feldlinien bei  $z=\lambda_g/2$

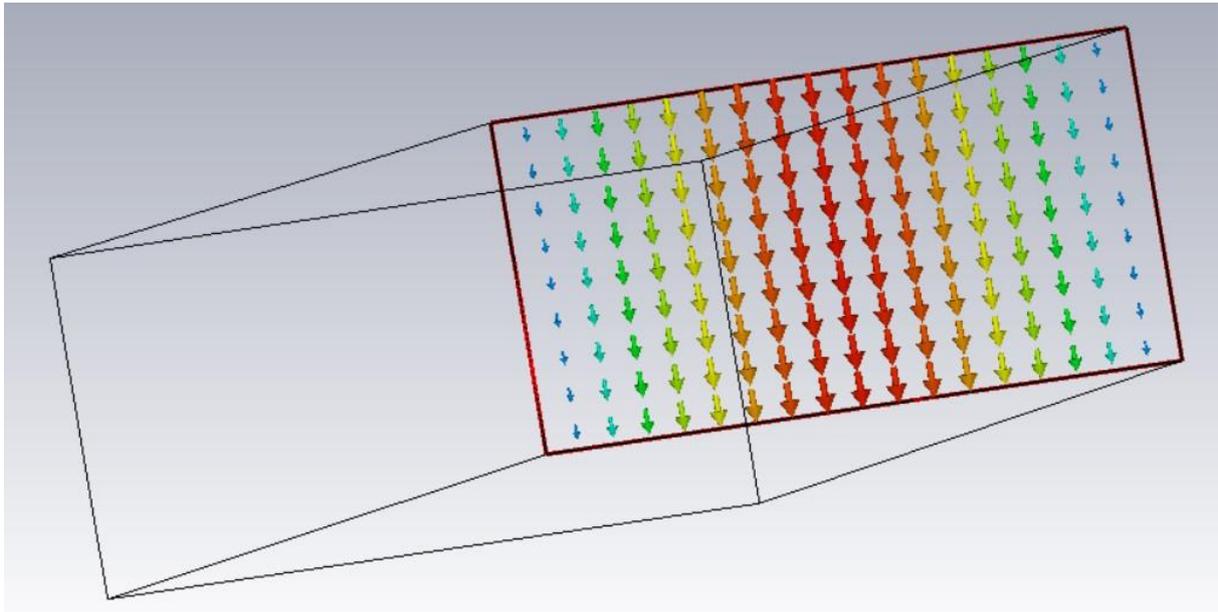
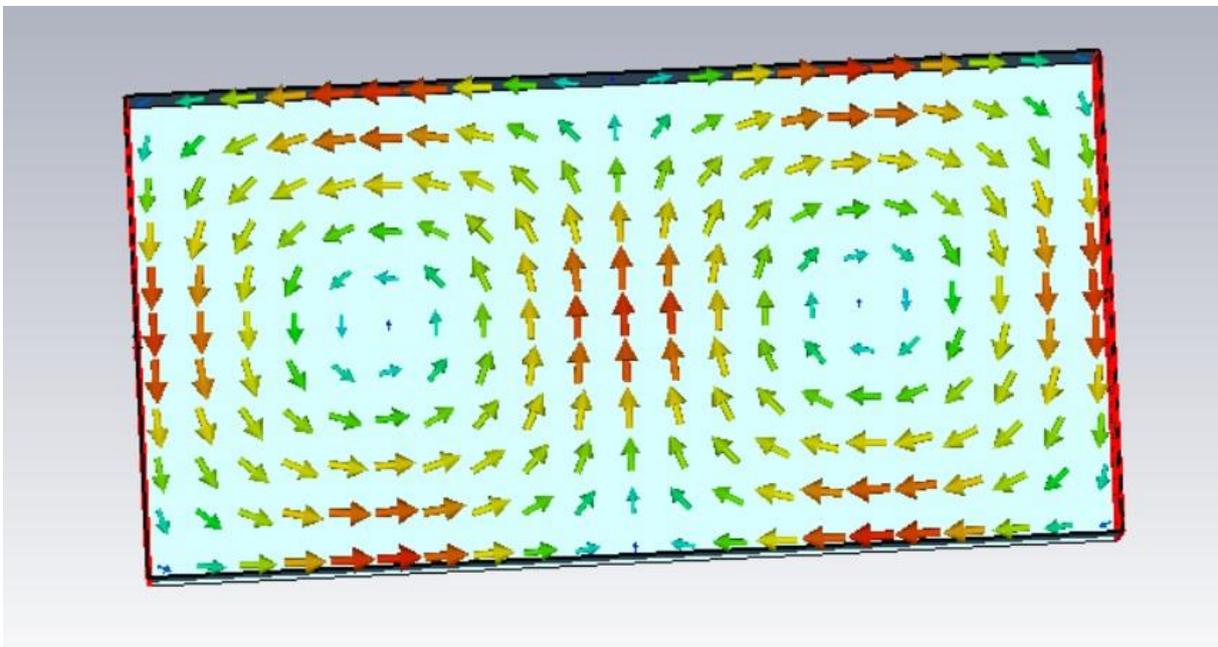
Abbildung 4.4: Die E-Feldlinien bei  $z=\lambda_g$ 

Abbildung 4.5: Die H-Feldlinien

Die Abbildungen 4.2, 4.3 und 4.4 zeigen, dass die elektrischen Feldlinien senkrecht auf der Ausbreitungsrichtung stehen und ändern Ihre Richtung nach jeder halben Hohlleiterwellenlänge ( $\lambda_g/2$ ).

Die Abbildung 4.5 zeigt, dass die magnetischen Feldlinien Ringe um die elektrischen Feldlinien parallel zur Ausbreitungsrichtung bilden und auch Ihre Richtung nach jeder halben Hohlleiterwellenlänge ( $\lambda_g/2$ ) ändern.

## 4.2 Der Wilkinson-Teiler

Wie schon geklärt wurde, wird der Wilkinson-Teiler zuerst mit „AWR Design Environment 15“ entworfen und dann im „CST Studio Suite 2021“ importiert und nochmal getestet.

### 4.2.1 Entwurf des Wilkinson-Teilers mit „AWR“

Zuerst wird ein symmetrischer Wilkinson-Teiler mit zwei Ausgängen entworfen. Danach wird er, wie in Abbildung 3.3 gezeigt, erweitert. Nach der Erweiterung verfügt der angestrebte Wilkinson-Teiler über vier Ausgänge.

Unter der Voraussetzung, dass die Eingangsimpedanz  $Z_0$  gleich  $50\Omega$  ist, beträgt die Impedanz für jeden der beiden Ausgangszweige ( $\lambda/4$  Leitungen)  $\sqrt{2} \cdot Z_0 = 70,7\Omega$ . Die Ausgangsimpedanz, die an jeden Ausgangszweig angeschlossen werden muss, muss der Eingangsimpedanz  $Z_0$  entsprechen. Mit Hilfe des vom AWR angebotenen Tools „TXLine“ könnten die äquivalenten Leitungsabmessungen berechnet werden. Um bessere Ergebnisse zu erzielen, werden diese Abmessungen mit dem in der Software bereitgestellten Optimizer optimiert.

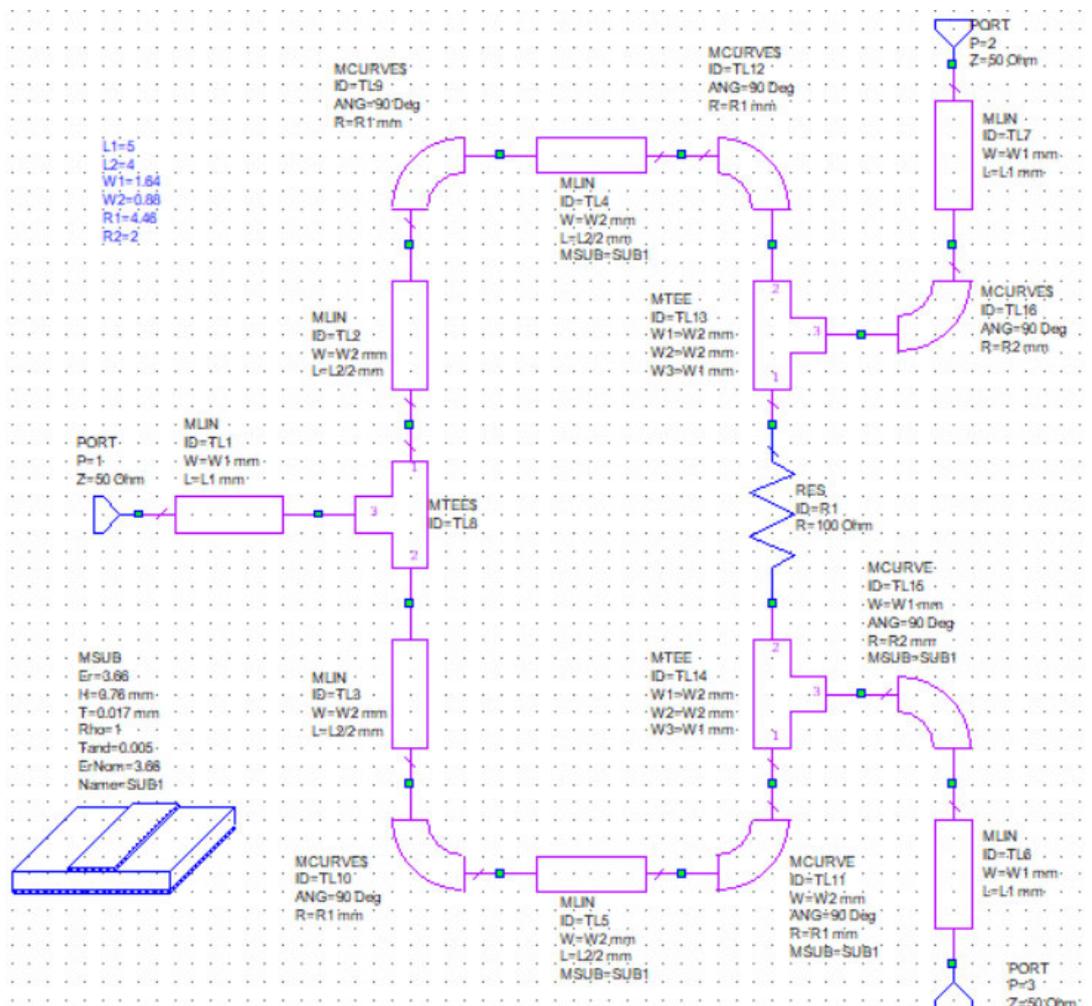


Abbildung 4.6: Schema des entworfenen Wilkinson-Teilers

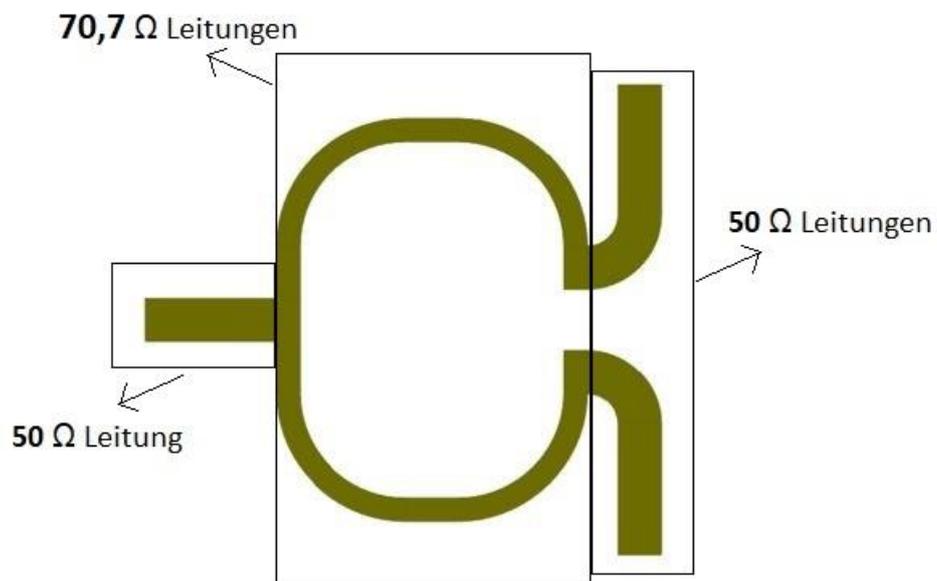
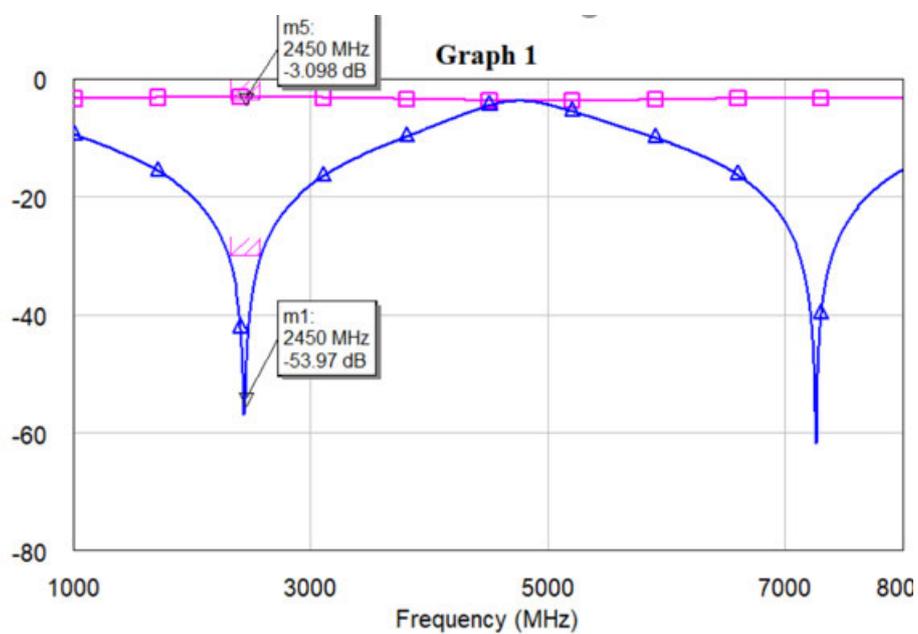


Abbildung 4.7: Layout des Wilkinson Teilers.

Nachfolgend die wichtigen Parameter des verwendeten Substrats:

- $\epsilon_r = 3.66$
- $H = 0.76\text{mm}$
- $T = 0.017\text{mm}$
- $Rho = 1$
- $Tand = 0.005$
- $\epsilon_r\text{norm} = 3.66$

Abbildung 4.8:  $S_{12}$  (in Pink) und  $S_{23}$  (in Blau) des entworfenen Wilkinson-Teilers

Bei der Betrachtung der letzten Abbildung stellt man fest, dass der Wilkinson-Teiler die Leistung gleichmäßig auf die Ausgangsports aufteilt, die wiederum voneinander isoliert sind.

Nun muss der Wilkinson-Teiler erweitert werden, um die gewünschte Anzahl des Ausgangsports zu bekommen.

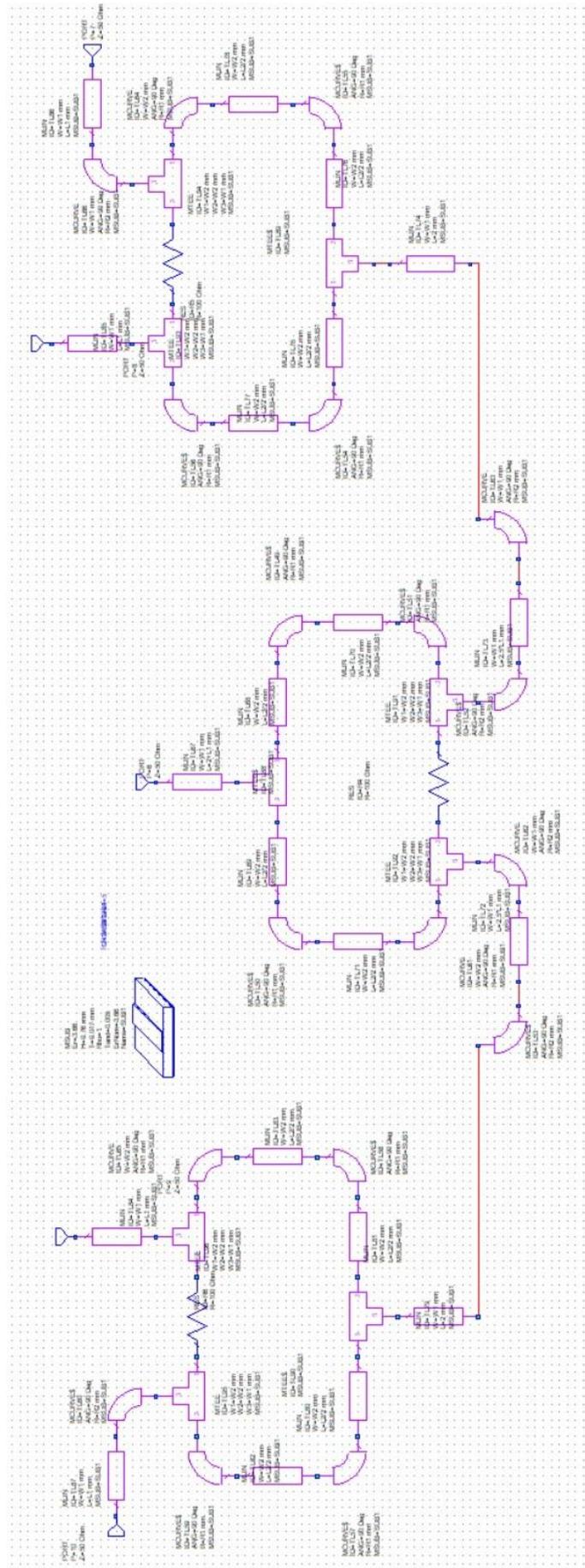


Abbildung 4.9: Schema des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen

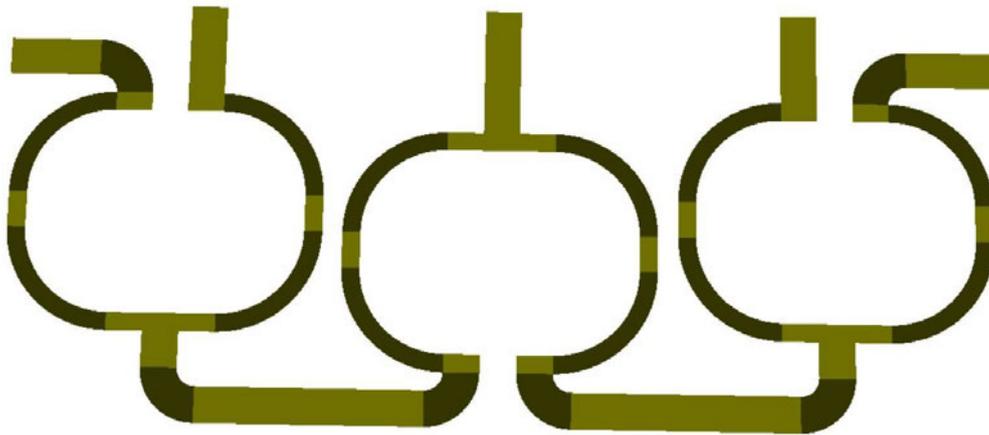


Abbildung 4.10: Layout des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen

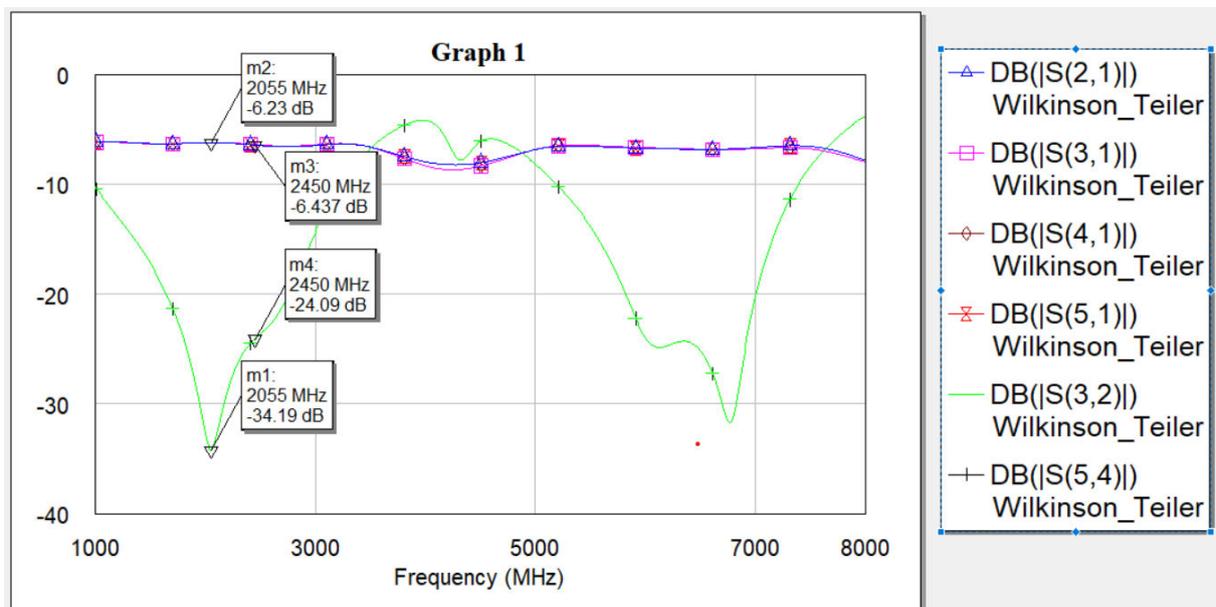


Abbildung 4.11: Wichtige S-Parameter des Wilkinson-Teilers mit 4 Ausgängen

Diese Abbildung zeigt, dass der Teiler einerseits die Leistung gleichmäßig auf die Ausgänge aufteilt und andererseits isoliert er die Ausgänge voneinander.

Als der erste 5-Port-Wilkinson-Teiler entworfen und im „CST“ importiert wurde, ist festgestellt worden, dass die besten Ergebnisse für die Streuparameter des Teilers bei der Frequenz 2.85 GHz liegen. Deshalb wurde mit Absicht der aktuelle Wilkinson-Teiler bei der Frequenz 2.05 GHz entworfen, um die Frequenzverschiebung in der ersten Version zu berücksichtigen. Aus diesem Grund sieht man in der Abbildung 4.12, dass die besten Ergebnisse für die Streuparameter bei der Frequenz 2.055 GHz liegen.

## 4.2.2 Import des Wilkinson-Teilers in „CST“

Eine wichtige Eigenschaft des Tools „AWR Design Environment 15“ ist, das Layout der mit Ihnen entworfenen Hochfrequenz-Komponente zu exportieren. Genau das wurde mit dem entworfenen Wilkinson-Teiler gemacht. Er wurde als DXF-Datei gespeichert und dann in „CST“ importiert. Das Dielektrikum des verwendeten Substrats ist in der Materialliste im „CST“ leider nicht vorhanden. Deshalb muss es als neues Material in „CST“ erstellt werden.

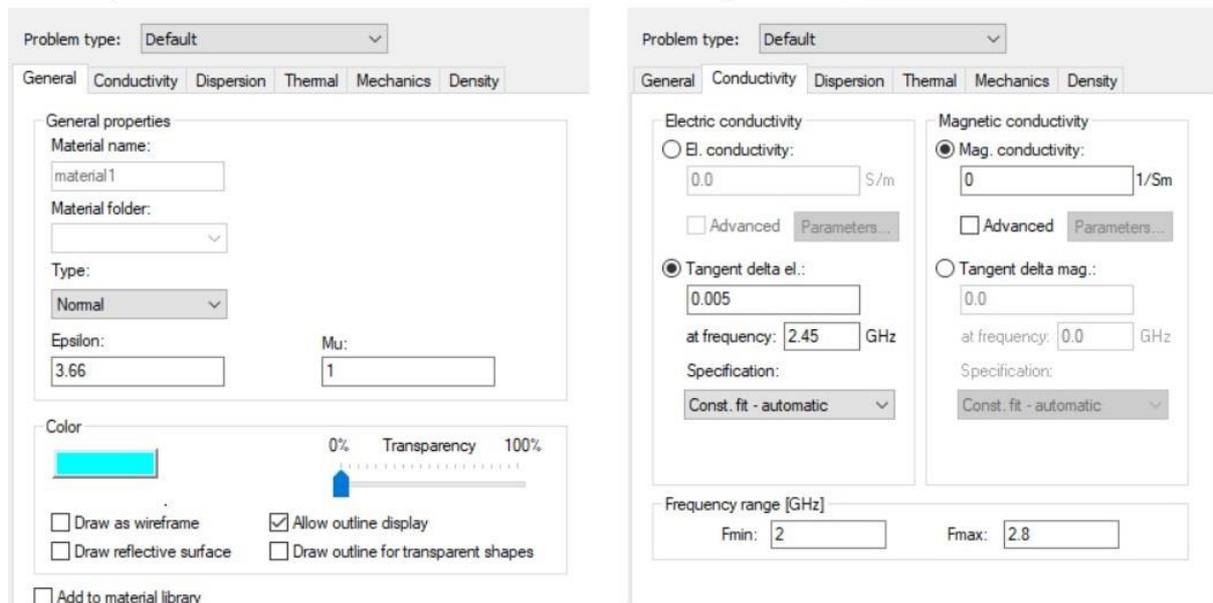


Abbildung 4.12: Erstellen ein neues Material in „CST“

Bei der Erstellung des Dielektrikums muss darauf geachtet werden, dass die Permittivität  $\epsilon_r$ , die Frequenz und der Verlusttangente eingegeben werden müssen.

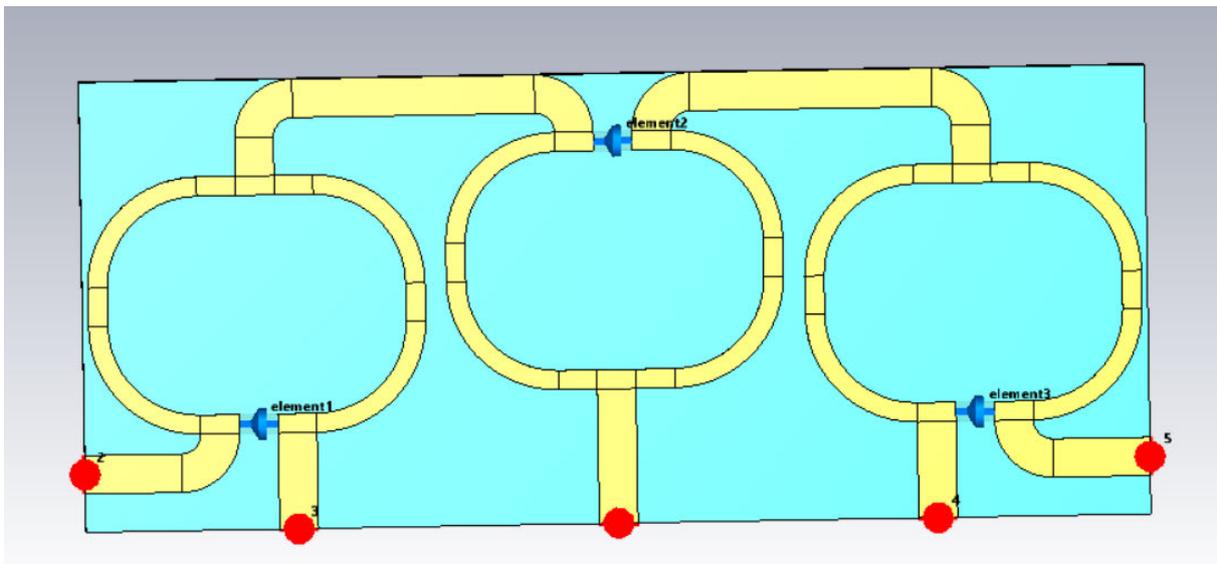


Abbildung 4.13: Das Modell für den Wilkinson-Teiler in „CST“

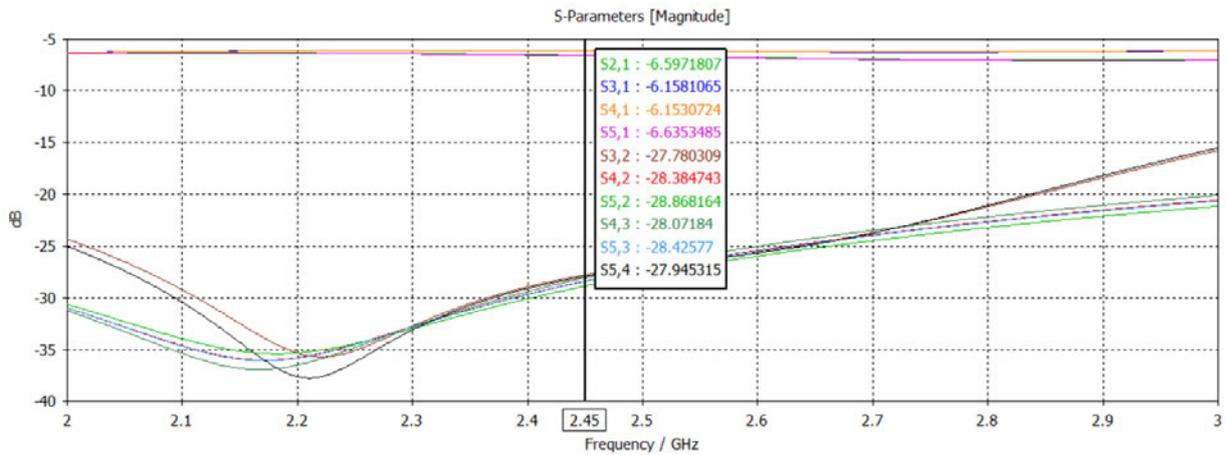


Abbildung 4.14: Streuparameter des Wilkinson-Teilers unter Verwendung des Frequenzbereich-Solvers von „CST“

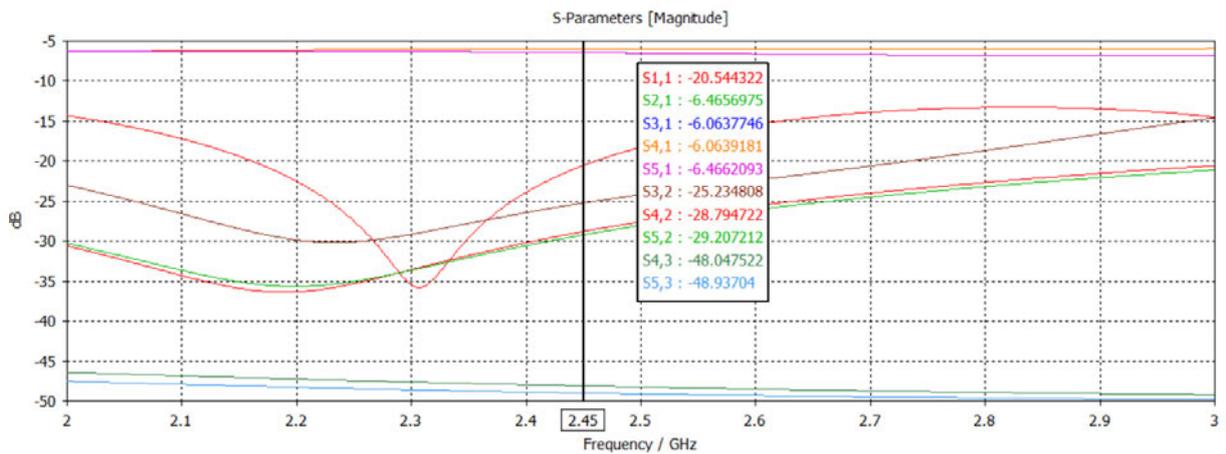


Abbildung 4.15: Streuparameter des Wilkinson-Teilers unter Verwendung des Zeitbereich-Solvers von „CST“

Nach dem Testen des Wilkinson-Teilers mit dem „CST“ ist klar, dass die erhaltenen Streuparameter, egal ob mit dem Zeitbereich- oder Frequenzbereich-Solver, zufriedenstellende Werte aufweisen. Deshalb kann dieser Entwurf gefräst werden.

### 4.3 Anregung des Rechteckhohleiters

Es gibt zwei Möglichkeiten, ein neues Projekt in „CST Studio Suite 2021“ zu erstellen. Die erste Methode besteht darin, eine HF-3D-Simulation aus dem Menü „Modules and Tools“ zu erstellen. In diesem Fall müssen die verwendeten Einheiten manuell angepasst werden.

In der zweiten Methode muss als Anwendungsbereich „MW & RF & Optical“ gewählt werden, dann die Option „Antennas“ und „Waveguide“ gewählt werden, denn das Funktionsprinzip von Hohlleitern ist ähnlich wie bei Antennen. Dann muss für den verwendeten Solver entschieden werden. Die meist verwendeten Solver sind der Zeitbereich- und Frequenzbereich-Solver. Betrachtet man die Abbildungen 4.14 und 4.15, dann fällt auf, dass die beiden Solver ähnliche Ergebnisse aufweisen.

Außerdem können mit der zweiten Methode weitere Messungen wie die elektrische und magnetische Felder und ihr Verhalten simuliert werden.

Nach der Erstellung des Projekts wird zunächst ein mit Luft gefüllter Quader gezeichnet, der nachher das Hohlleiterstück darstellt. Seine Abmessungen sind:

- $a = 86.36\text{mm}$
- $b = 43.18\text{mm}$
- Die Länge  $> \lambda_g/4$

Die Länge des simulierten Hohlleiters spielt noch keine Rolle. Sie muss jedoch länger als  $\lambda_g/4$  sein, da der Abstand des Koppelstiftes von der Wand, an der der Hohlleiter angeschlossen ist, theoretisch  $\lambda_g/4$  beträgt (siehe Abschnitt 3.4).

Der Quader wird so in alle Richtungen um 2 mm erweitert, sodass er die Dicke der Hohlleiterwände hat. Mit der Subtraktionsfunktion wird nun der Quader von einer Seite geöffnet. Das Material, aus dem der offene Quader gebildet wird, muss als „PEC“ gewählt werden. So wird der simulierte Hohlleiter gezeichnet.

Danach muss die Anregung über eine Koaxialbuchse simuliert werden. Zuerst sollte ein Loch in der Oberseite des Hohlleiters geöffnet werden. Dies geschieht, indem ein Zylinder mit einem Außendurchmesser von 10 mm und einem Innendurchmesser von 0 erstellt wird. Seine Höhe entspricht der Dicke des Hohlleiters, die 2 mm beträgt. Dann wird wieder die Subtraktionsfunktion verwendet, um diesen Zylinder von der Oberseite des Hohlleiters abzuschneiden und die Öffnung zu erzeugen. Es ist wichtig, den Abstand zwischen der Mitte der Öffnung und der geschlossenen Seite des Hohlleiters einer veränderlichen Variablen zuzuweisen, die einen Anfangswert von  $\lambda_g/4$  erhält. Das ermöglicht die Optimierung dieses Parameters.

Nun muss auch ein Zylinder erstellt werden, der genau auf dem Loch sitzt und die Koaxialbuchse darstellt. Er hat einen Außendurchmesser von 15 mm und einen Innendurchmesser von 10 mm. Dann wird ein gefüllter Zylinder erstellt, dessen Mitte mit der Mitte der Öffnung übereinstimmt. Der Außendurchmesser dieses Zylinders beträgt 3 mm, seine Länge entspricht der Länge der Koaxialbuchse und ragt 10 mm in den Hohlleiter hinein. Dieser Zylinder endet mit einem weiteren gefüllten Zylinder mit einem Durchmesser von 10 mm. Die Länge dieses Zylinders beträgt ebenfalls 10 mm.

Zuletzt muss der Raum zwischen dem Koppelstift und dem Zylinder, der die Koaxialbuchse darstellt, mit einem Dielektrikum gefüllt werden, das die Permittivität 2.1 aufweist.

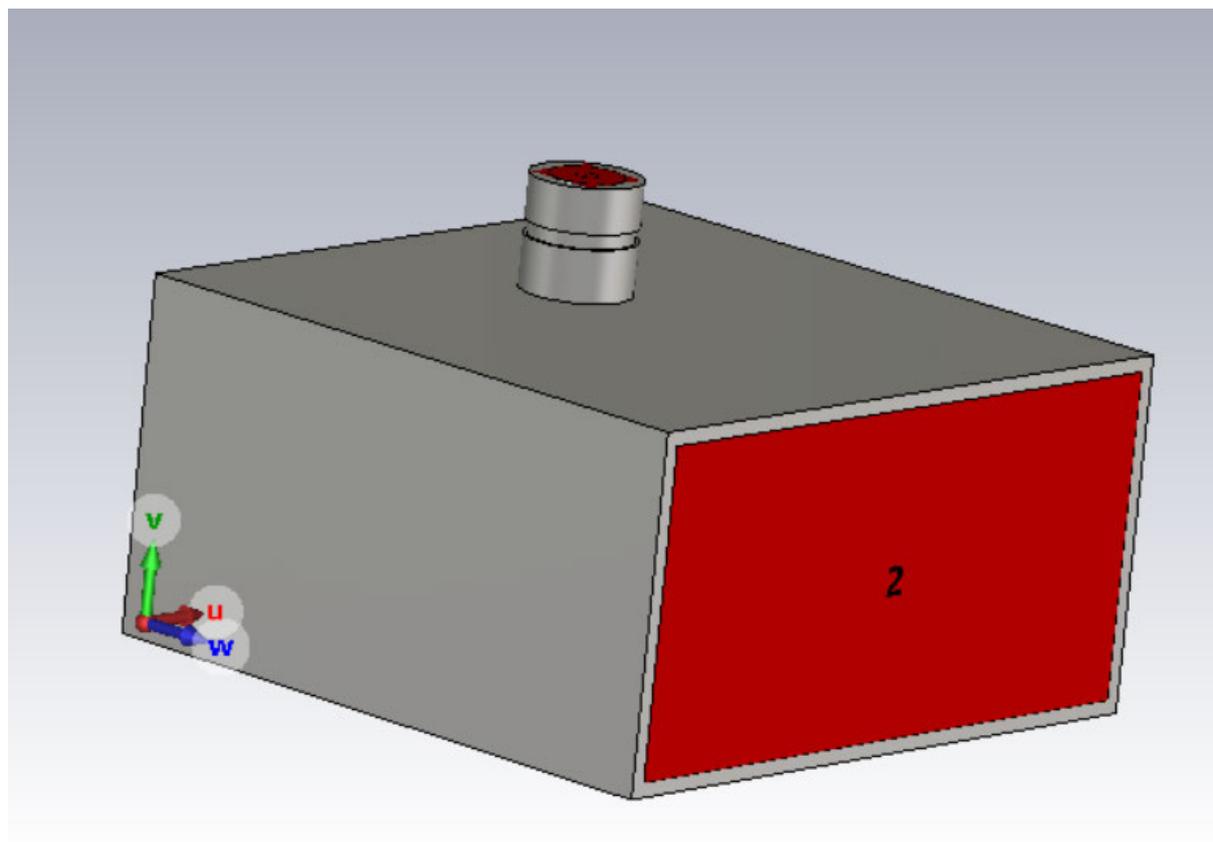


Abbildung 4.16: Simulation der Anregung mit der Koaxialbuchse

Die Leistung wird sich in Form einer TEM-Welle in der Koaxialleitung und in Form einer TE-Welle in den Hohlleiter ausbreiten.

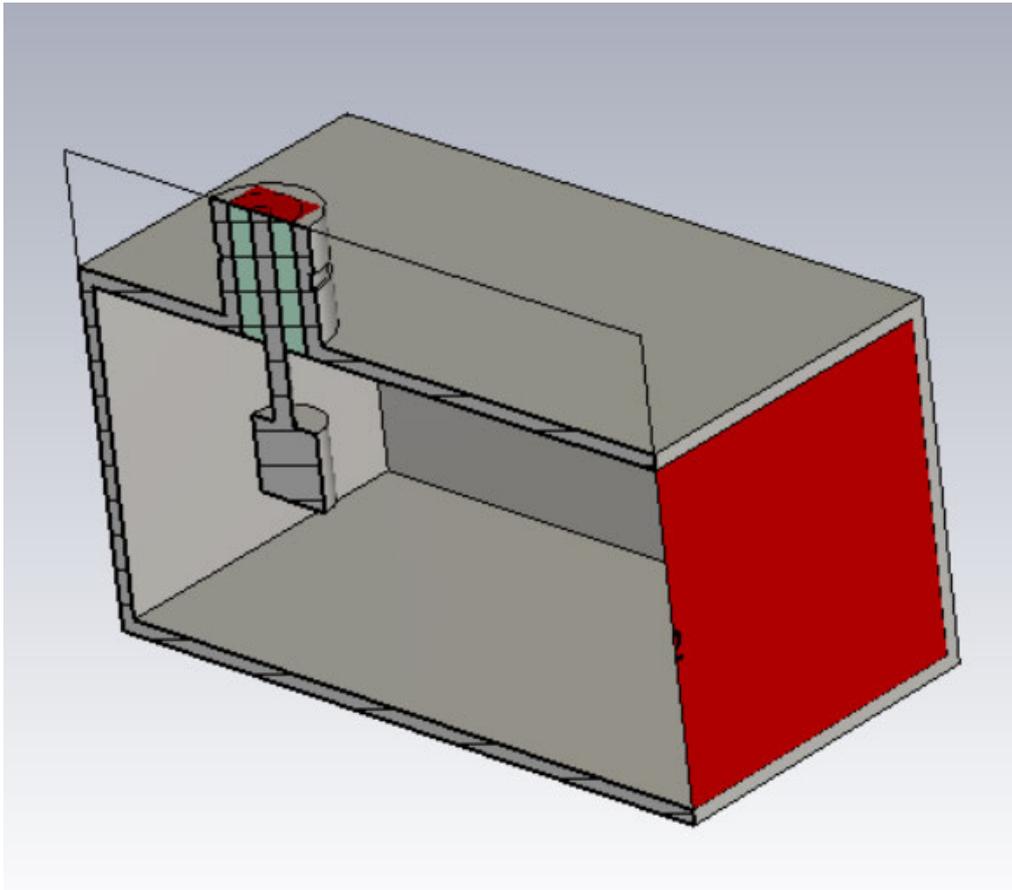


Abbildung 4.17: Querschnitt des entworfenen Anregungsstücks

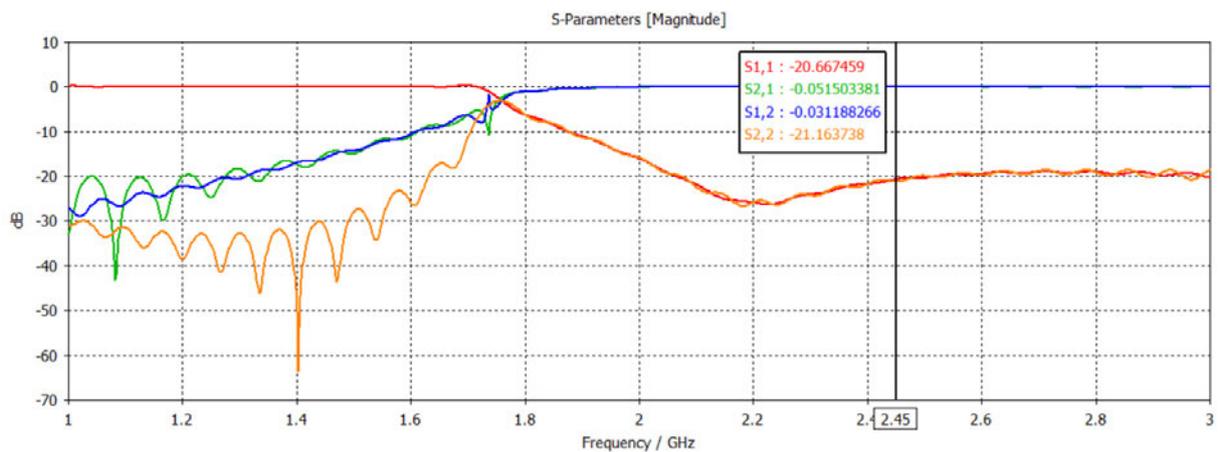


Abbildung 4.18: Streuparameter des entworfenen Anregungsstück

Aus den Streuparametern kann geschlossen werden, dass dieses Anregungsstück die Leistung vom Port 1 zum Port 2 liefern, ohne sie zu dämpfen. Außerdem ist die Reflektion am Eingang sowie am Ausgang gut gedämpft.

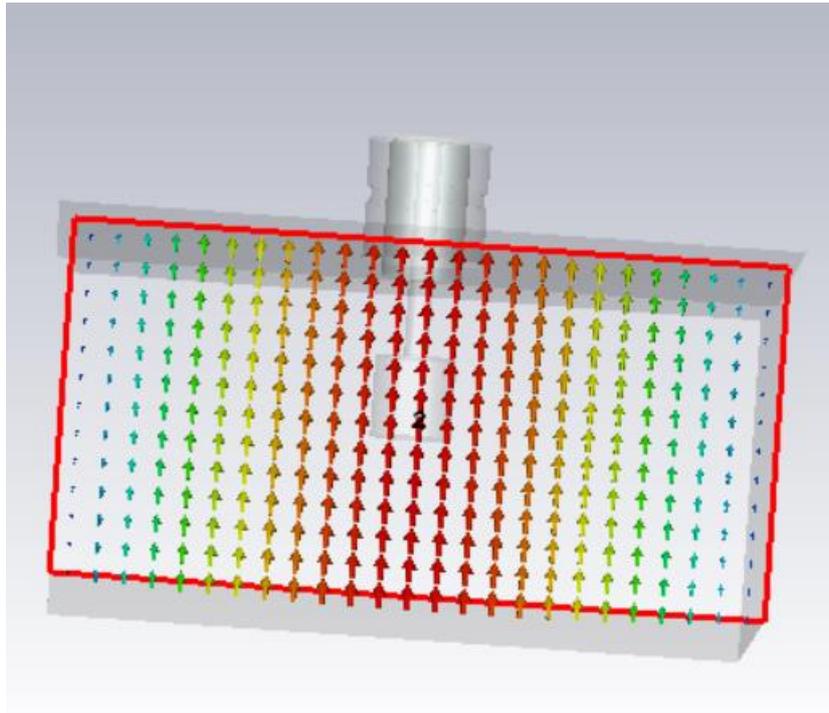


Abbildung 4.19: E-Feldlinien am Port 2

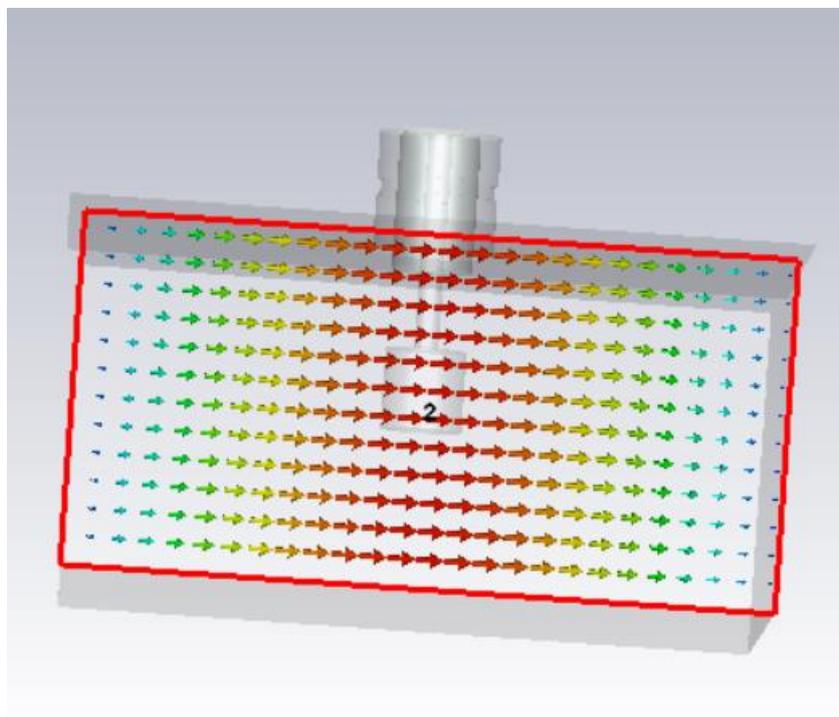


Abbildung 4.20: H-Feldlinien am Port 2

Darüber hinaus zeigt die Verteilung der Linien der elektrischen und magnetischen Felder, dass die ausbreitende Welle am Port 2 vom Typen  $H_{10}$  ist.

## 4.4 Der Combiner

Wie am Anfang dieses Kapitels erwähnt wurde, wird die Simulation des Leistungscombiners zuerst mit dem Simulationstool „CST“ durchgeführt. Dann wird das Simulationsmodell zum Testen in das andere Simulationstool „AWR“ exportiert.

Obwohl die Simulation von 3D-Elementen aus der Hochfrequenztechnik, wie die Hohlleiter, in „AWR“ nicht möglich ist, bietet dieses Tool ein theoretisches Element „CLIN“ an, das ein Koppler darstellt. Dieses Element hat keine äquivalente Leitung in „AWR“. Deshalb kann kein Layout aus ihrem Schema erstellt werden. Es kann aber verwendet werden, um die Funktionsweise des Kopplers zu verstehen.

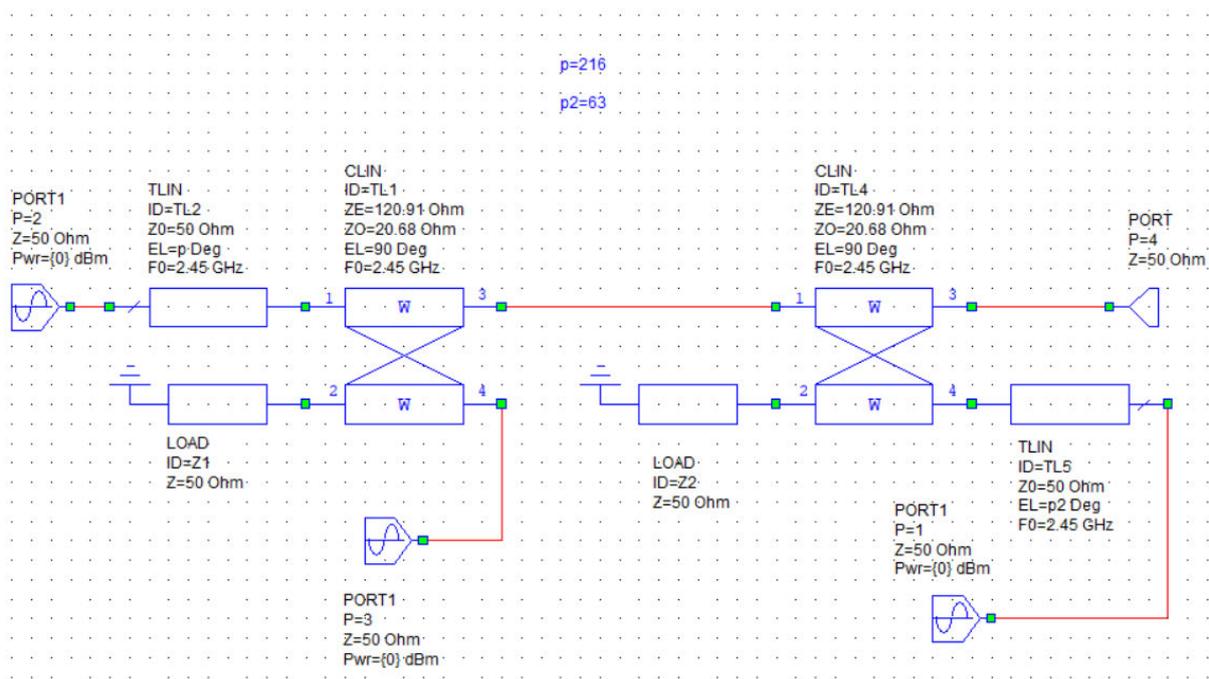


Abbildung 4.21: Das theoretische Modell des Combiners in „AWR“

Der theoretische Koppler unterscheidet sich von dem Hohlleitercombiner darin, dass er ein Rückwärtskoppler ist. Das kann man aus dem Schema in Abbildung 4.21 feststellen.

In dieser Arbeit werden drei Leistungen kombiniert, daher werden zwei Combiner entworfen. Der erste Combiner kombiniert die ersten zwei Leistungen, während der zweite die Leistung, die am Ausgang des ersten Combiners resultiert, mit der dritten Leistung kombiniert.

Dabei ist zu berücksichtigen, dass der Leistungscombiner symmetrisch sein muss, damit er bei Bedarf auch als Leistungsteiler eingesetzt werden kann. Damit dieser Teiler die Leistung gleichmäßig aufteilt, muss zwischen dem Koppelfaktor und dem Transmissionsfaktor ein bestimmtes Verhältnis eingehalten werden.

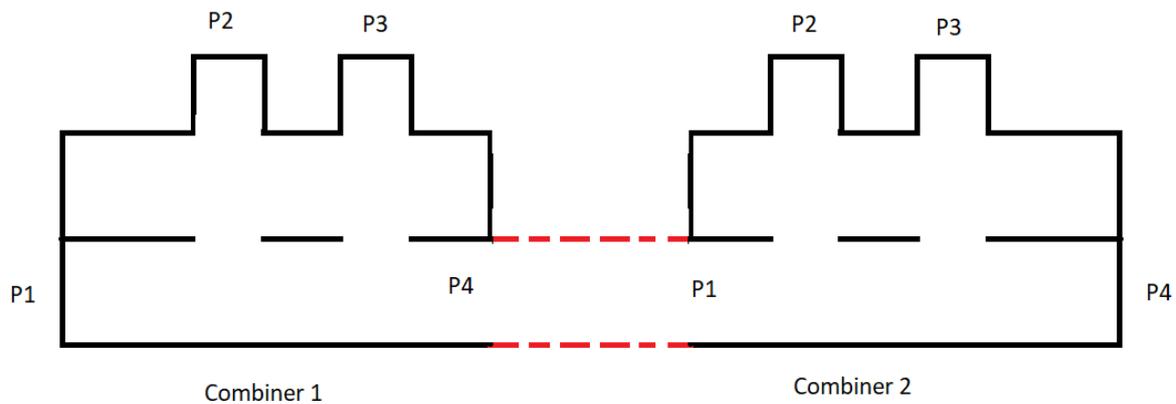


Abbildung 4.22: Ein einfaches 2D-Modell der beiden Combiner

Wenn das in Abbildung 4.22 gezeigte Modell als Leistungsteiler verwendet und die Leistung in den Port 4 des zweiten Combiners eingespeist wird, sollte das Verhältnis zwischen der an dem ersten und an dem zweiten Port gelieferten Leistung im zweiten Combiner wie folgt sein:

$$P_1 = 2 \cdot P_2 \rightarrow$$

$$\frac{P_1}{P_2} = 2 \quad (4.1)$$

Und:

$$P_4 = P_1 + P_2 \quad (4.2)$$

$$P_4 = 2 \cdot P_2 + P_2 \rightarrow \frac{P_2}{P_4} = \frac{1}{3} \quad (4.3)$$

Nach der Gleichung (3.21) und unter Berücksichtigung der Nummerierung in diesem Modell ist der Koppelfaktor gleich:

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_4} = 10 \cdot \log \frac{1}{3} = -4.77 \text{ dB}$$

Um den Transmissionsfaktor zu berechnen, gilt Folgendes:

Aus den Gleichungen (4.1) und (4.2) wird Folgendes abgeleitet:

$$P_4 = P_1 + 0.5 P_1 \rightarrow \frac{P_1}{P_4} = \frac{2}{3} \quad (4.4)$$

Deshalb ist der Transmissionsfaktor gleich:

$$T = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_4} = 10 \cdot \log \frac{2}{3} = -1.76 \text{ dB}$$

Ebenso werden der Koppel- und Transmissionsfaktor für den ersten Combiner wie folgt berechnet:

Nun folgt das Verhältnis zwischen dem am ersten und am zweiten Port gelieferten Leistung im ersten Combiner:

$$P_1 = P_2 \rightarrow$$

$$\frac{P_1}{P_2} = 2 \quad (4.5)$$

Und:

$$P_4 = P_1 + P_2 \quad (4.6)$$

$$P_4 = P_2 + P_2 \rightarrow \frac{P_2}{P_4} = \frac{1}{2} \quad (4.7)$$

Nach der Gleichung (3.21) und unter Berücksichtigung der Nummerierung in diesem Modell ist der Koppelfaktor gleich:

$$C = 10 \cdot \log \frac{P_2}{P_4} = 10 \cdot \log \frac{1}{2} = -3 \text{ dB}$$

Um den Transmissionsfaktor zu berechnen, gilt Folgendes:

Aus den Gleichungen (4.5) und (4.6) wird Folgendes abgeleitet:

$$P_4 = P_1 + P_1 \rightarrow \frac{P_1}{P_4} = \frac{1}{2} \quad (4.8)$$

Deshalb ist der Transmissionsfaktor gleich:

$$T = 10 \cdot \log \frac{P_1}{P_4} = 10 \cdot \log \frac{2}{3} = -1.76 \text{ dB}$$

### 4.4.1 Entwurf des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „CST“

Es wurde zuerst versucht, den 3dB-Koppelfaktor-Combiner und den 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner mit einer einzigen kreisförmigen Öffnung in der Wand zwischen den Hohlleitern (Bethe-Hole-Koppler) sowie zwei kreisförmigen Öffnungen (Multihole-Koppler) zu entwerfen.

Bei der Simulation des entworfenen 3dB-Koppelfaktor-Combiners mit einer oder zwei kreisförmigen Öffnungen wurde festgestellt, dass dieser Combiner mit den verwendeten Hohlleitern nicht in der Lage ist, die Hälfte der Leistung bei der Frequenz 2.45 GHz zu koppeln. Gleiches gilt für den 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner.

Im Anhang A findet man einen Matlab-Code zum Entwurf eines Bethe-Hole-Kopplers und eines 2-Hole-Kopplers mit kreisförmigen Öffnungen und einem Koppelfaktor vom 3 dB.

Danach wurde experimentiert, rechteckige Schlitze zu erzeugen, um die Leistung zwischen den Hohlleitern zu kombinieren. Es wurde beobachtet, dass die Ergebnisse mit dieser Art von Öffnungen viel besser als mit kreisförmigen Öffnungen sind.

Weil rechteckige Schlitze schwer zu fräsen sind, entstand die Idee, die Enden des Rechtecks kreisförmig zu gestalten.

Zunächst wird ein mit Luft gefüllter Quader gezeichnet, der nachher das Hohlleiterstück darstellt. Seine Abmessungen sollten also sein:

- $a = 86.36\text{mm}$
- $b = 43.18\text{mm}$
- Die Länge =  $\lambda_g$

Der Quader wird so in alle Richtungen um 2 mm erweitert, sodass er die Dicke der Hohlleiterwände hat. Mit der Subtraktionsfunktion wird nun der Quader von den beiden Seiten geöffnet. Als Material wählt man „PEC“. Anschließend wird der Quader in der negativen y-Richtung gespiegelt.

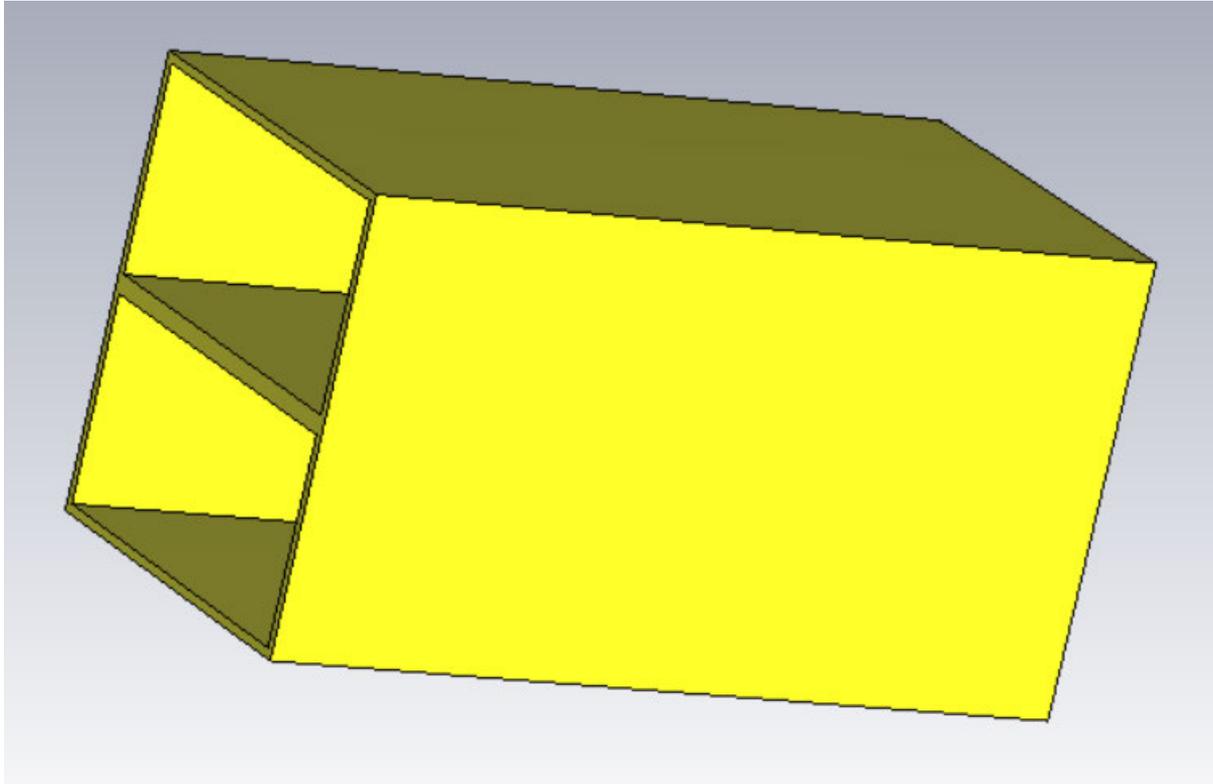


Abbildung 4.23: Zwei Hohlleiter mit einer gemeinsamen Wand

Um die Schlitze in der gemeinsamen Wand zwischen den Hohlleitern im Abstand von  $\lambda_g/4$  von der Mitte der gemeinsamen Wand zu bilden, muss ein Quader, dessen Dicke gleich der Dicke der gemeinsamen Wand ist, erstellt werden. Außerdem müssen die anderen beiden Seiten des Quaders veränderliche Variablen sein, damit ihre Werte bei der Optimierung geändert werden. Auf die beiden Seiten des Quaders, die parallel zur Ausbreitungsrichtung sind, müssen zwei Zylinder gezeichnet werden, deren Dicke gleich der Dicke der gemeinsamen Wand ist. Mit der Subtraktionsfunktion werden die Zylinder und der Quader von der gemeinsamen Wand der Hohlleiter entfernt. Der resultierte Schlitz muss danach in der Ausbreitungsrichtung gespiegelt werden. Somit entstehen die benötigten Schlitze. Der Abstand zwischen den Schlitzen ist eine Variable mit einem Anfangswert von  $\lambda_g/2$ .

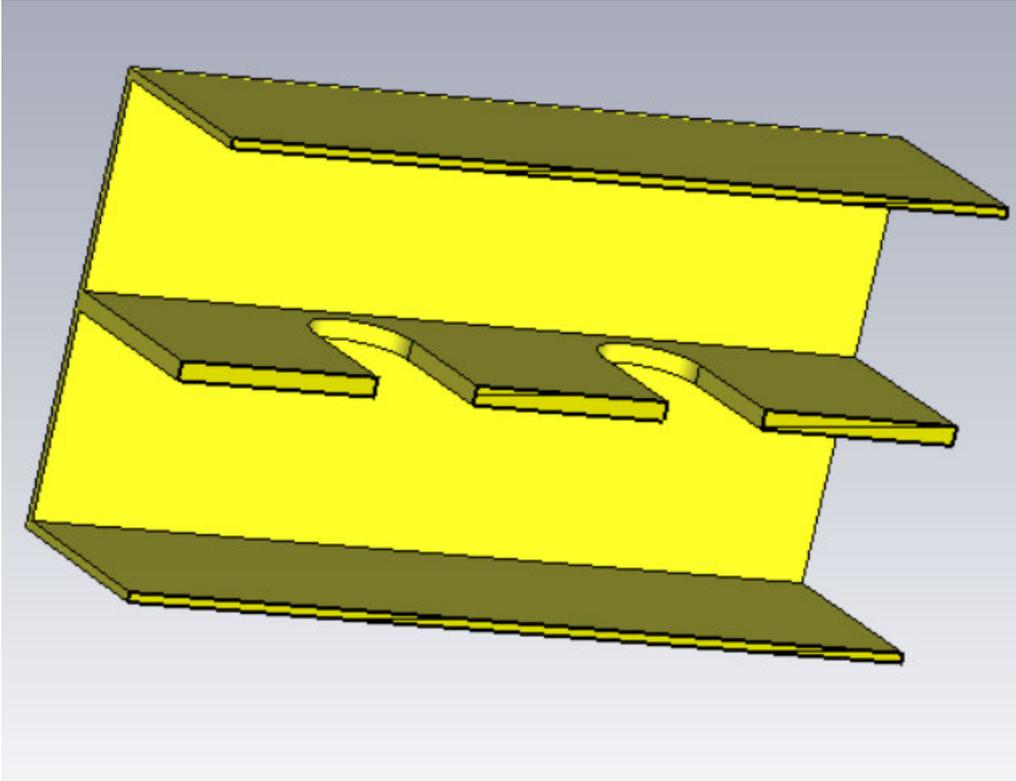


Abbildung 4.24: Querschnitt der Hohlleiter mit den benötigten Schlitzten

Nun müssen die Abmessungen jedes Schlitzes sowie der Abstand zwischen den beiden Schlitzten optimiert werden, um den gewünschten Koppelfaktor (-3dB) zu erzielen. Nachfolgend die entsprechenden Abmessungen nach der Optimierung:

- *Breite des Schlitzes = 26 mm*
- *Länge des Schlizes = 33,18mm*
- *Der Abstand zwischen den Schlitzten = 39mm*

Zuletzt muss dieser Combiner mit dem Anregungsstück zusammengeführt werden. Die Erstellung von der Koaxialbuchse und dem Koppelstift wurde in Abschnitt 4.3 erklärt. Darüber hinaus müssen die beiden Seiten des oberen Hohlleiters geschlossen werden. Nach der Zusammenführung des Modells wurde der Abstand zwischen Mitte der Koaxialbuchse und der Wand noch einmal optimiert und beträgt nun 37mm.

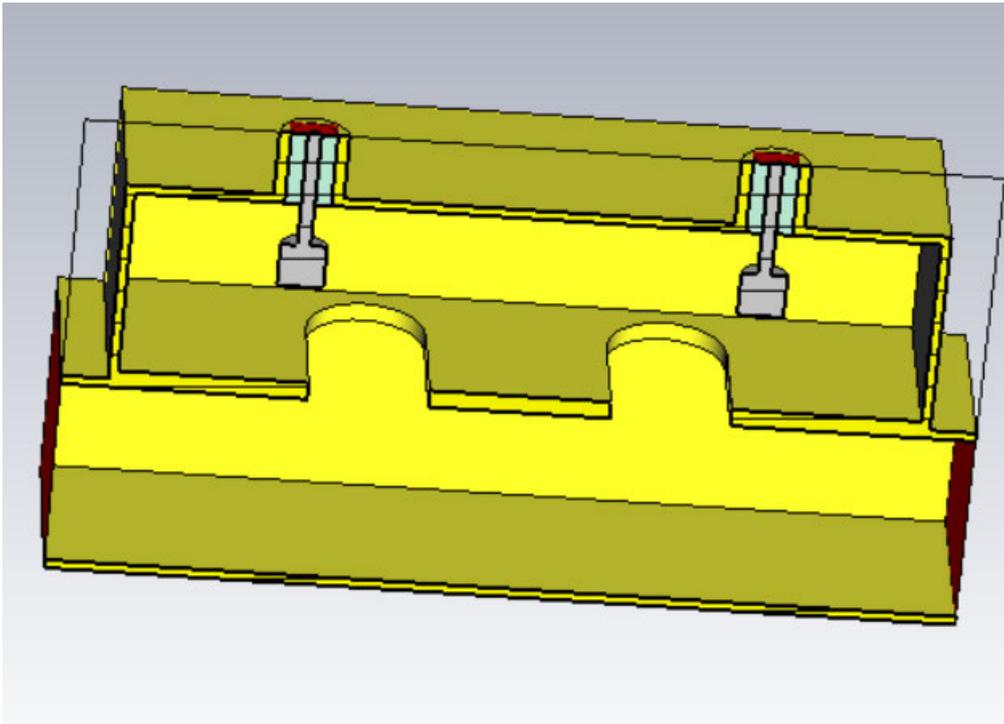


Abbildung 4.25: Querschnitt des 3dB-Koppelfaktor-Combiners.

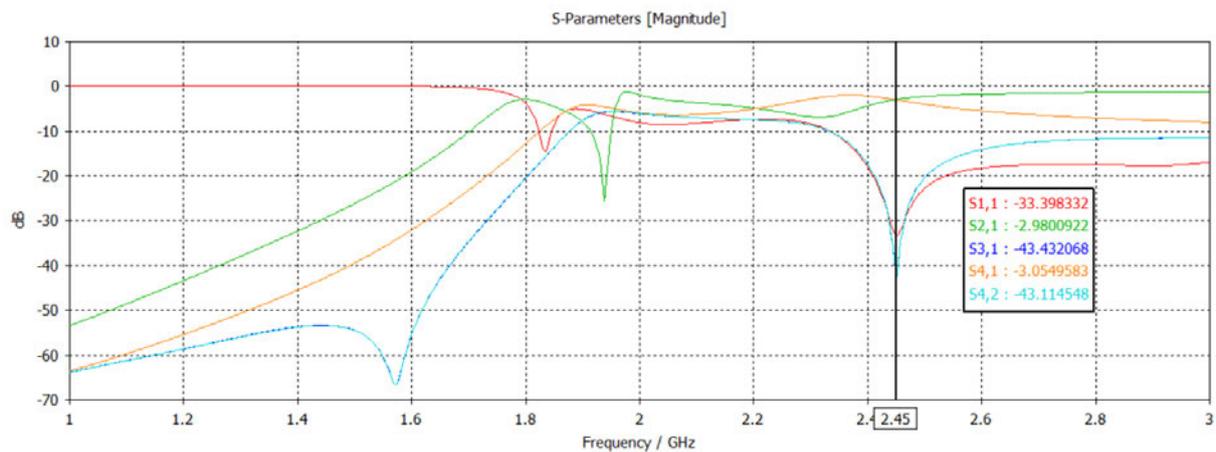


Abbildung 4.26: Streuparameter des 3dB-Koppelfaktor-Combiners

Bei der Betrachtung der in Abbildung 4.26 gezeigten Streuparameter fällt auf, dass der Koppelfaktor des Combiners bei 3dB liegt. Außerdem sind die Ports 1 und 3 sowie 2 und 4 miteinander entkoppelt.

#### 4.4.2 Import des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“

Das mit dem „CST“ exportierte Modell kann als „Data File“ in „AWR“ importiert werden. Dann wird ein „Subcircuit“ aus dieser Datei erstellt. Dieser Block stellt den 3dB-Koppelfaktor-Combiner in „AWR“ dar.

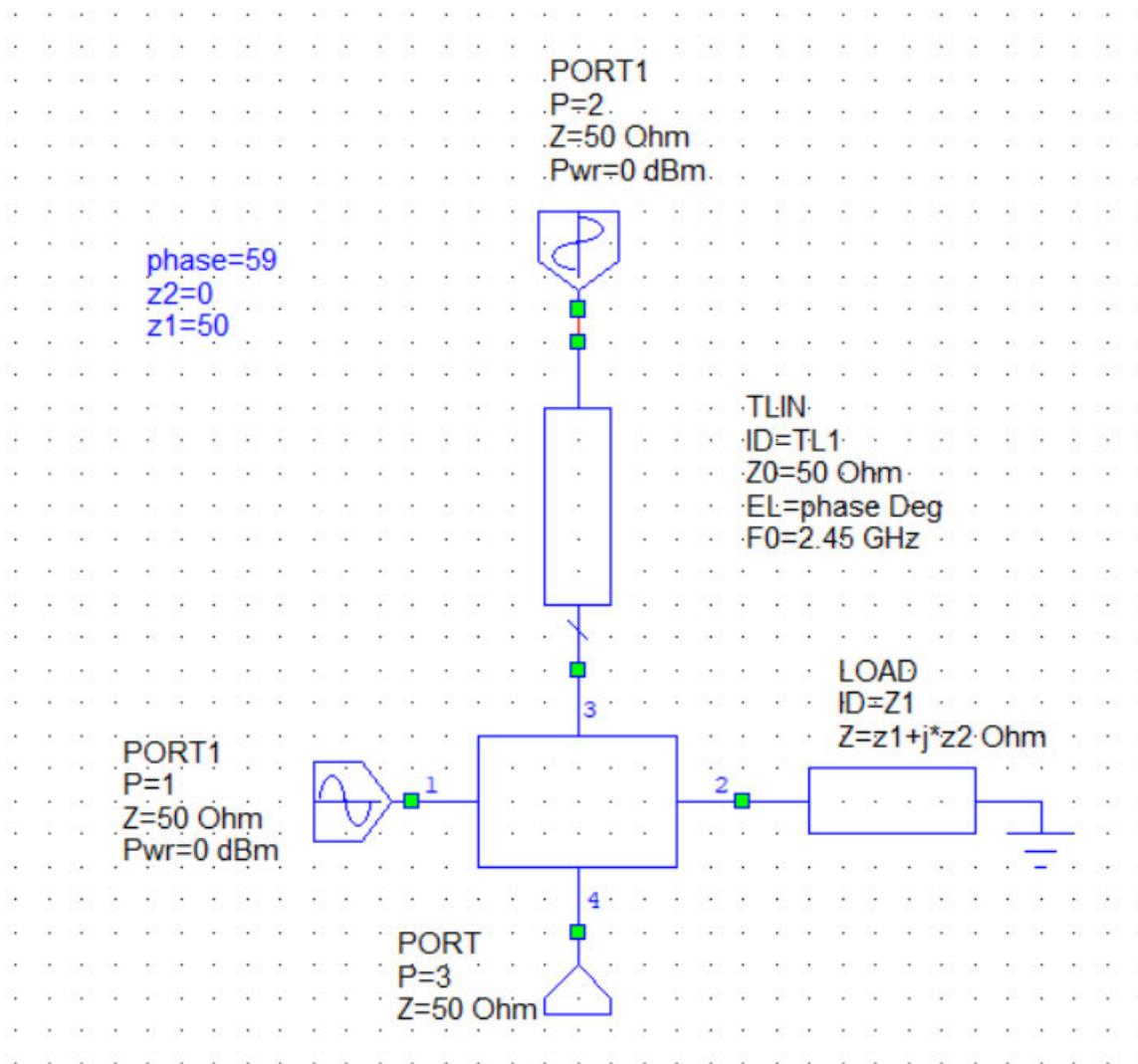


Abbildung 4.27: Schema des 3dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“

Zwei Leistungen in Höhe von 0 dBm wurden in die Ports 1 und 3 eingespeist. Die nächste Abbildung zeigt die an Port 4 gelieferte Leistung.

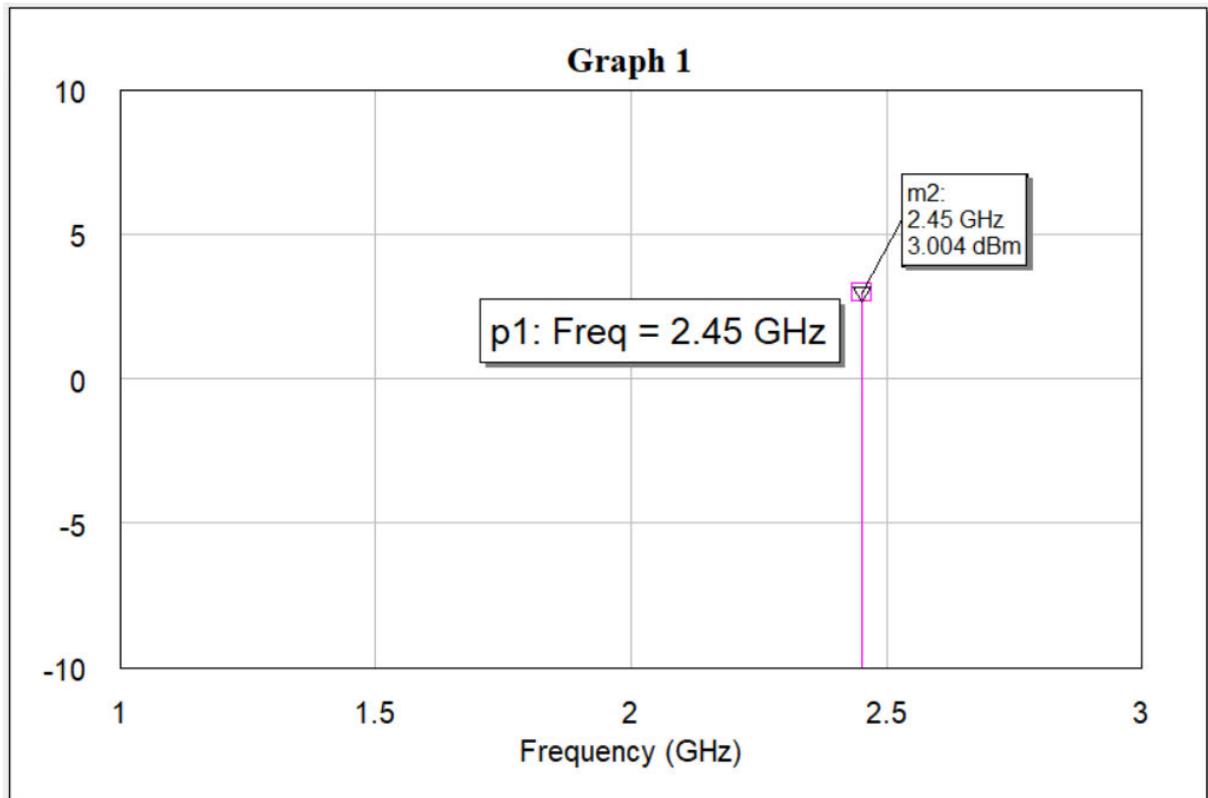


Abbildung 4.28: Die gelieferte Leistung am Ausgang des 3dB-Koppelfaktor-Combiners

Diese Abbildung bestätigt, dass der 3dB-Koppelfaktor-Combiner die beiden eingespeisten Leistungen kombiniert und an den Ausgang liefert. Außerdem beträgt die Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen 59 Grad.

### 4.4.3 Wirkung der unangepassten Impedanz am Port 2 auf den idealen 3dB-Kopplfaktor-Combiner

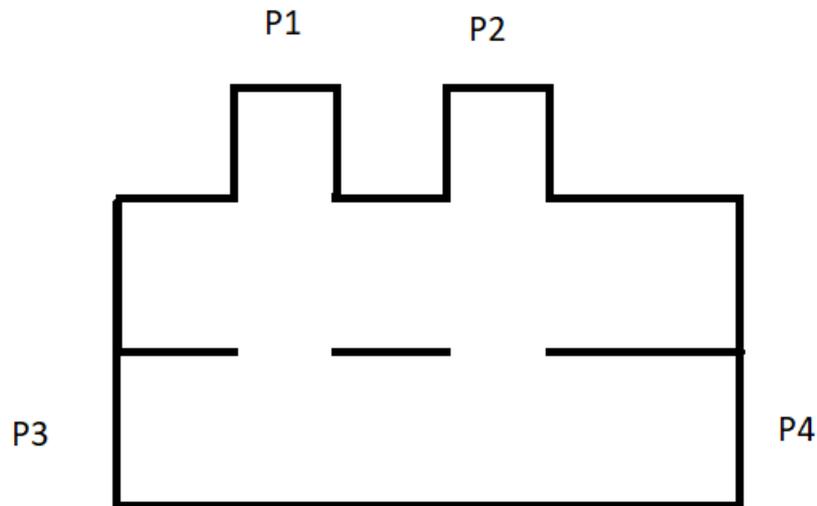


Abbildung 4.29: Ein einfacher 2D-Combiner-Modell

Die Streumatrix des 4-Port-Combiner ist gleich:

$$\begin{pmatrix} b1 \\ \vdots \\ b4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a1 \\ \vdots \\ a4 \end{pmatrix}$$

→

$$b1 = S_{11} \cdot a1 + S_{12} \cdot a2 + S_{13} \cdot a3 + S_{14} \cdot a4 \quad (4.9)$$

$$b2 = S_{21} \cdot a1 + S_{22} \cdot a2 + S_{23} \cdot a3 + S_{24} \cdot a4 \quad (4.10)$$

$$b3 = S_{31} \cdot a1 + S_{32} \cdot a2 + S_{33} \cdot a3 + S_{34} \cdot a4 \quad (4.11)$$

$$b4 = S_{41} \cdot a1 + S_{42} \cdot a2 + S_{43} \cdot a3 + S_{44} \cdot a4 \quad (4.12)$$

Wenn die Impedanz am Port 2 nicht angepasst ist, tritt ungewünschte Reflektion auf:

$$\Gamma_2 = \frac{a2}{b2} \rightarrow b2 = a2/\Gamma_2$$

Man löst die Gleichung (4.10) nach  $a2$ :

$$a2/\Gamma_2 - S_{22} \cdot a2 = S_{21} \cdot a1 + S_{23} \cdot a3 + S_{24} \cdot a4$$

$$a2(1/\Gamma_2 - S_{22}) = S_{21} \cdot a1 + S_{23} \cdot a3 + S_{24} \cdot a4$$

$$a2 = (\Gamma_2 S_{21}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a1 + (\Gamma_2 S_{23}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a3 + (\Gamma_2 S_{24}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a4$$

Die Gleichungen (4.9), (4.11) und (4.12) sind jetzt wie folgt:

$$b1 = S_{11} \cdot a1 + S_{12} \cdot ((\Gamma_2 S_{21}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a1 + (\Gamma_2 S_{23}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a3 + (\Gamma_2 S_{24}/1 - \Gamma_2 S_{22}) \cdot a4) + S_{13} \cdot a3 + S_{14} \cdot a4$$

$$b1 = \left( S_{11} + \Gamma_2 \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a1 + \left( S_{13} + \Gamma_2 \frac{S_{12} \cdot S_{23}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a3 + \left( S_{14} + \Gamma_2 \frac{S_{12} \cdot S_{24}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a4 \quad (4.13)$$

$$b3 = \left( S_{31} + \Gamma_2 \frac{S_{32} \cdot S_{21}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a1 + \left( S_{33} + \Gamma_2 \frac{S_{32} \cdot S_{23}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a3 + \left( S_{34} + \Gamma_2 \frac{S_{32} \cdot S_{24}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a4 \quad (4.14)$$

$$b4 = \left( S_{41} + \Gamma_2 \frac{S_{42} \cdot S_{21}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a1 + \left( S_{43} + \Gamma_2 \frac{S_{42} \cdot S_{23}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a3 + \left( S_{44} + \Gamma_2 \frac{S_{42} \cdot S_{24}}{1 - \Gamma_2 S_{22}} \right) a4 \quad (4.15)$$

Weil der Combiner ideal ist und gleichmäßige Leistungen an den Ports 1 und 3 eingespeist wird, gilt Folgendes:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0$$

$$a4 = 0$$

$$S_{12} = S_{34} = \alpha = 0.707$$

$$S_{14} = S_{32} = j\beta = j0.707$$

$$\Gamma_2 = A \cdot e^{j\varphi}$$

Jetzt sind die Gleichungen (4.13), (4.14) und (4.15) wie folgt:

$$b1 = (0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a1 + (j0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a3$$

$$b1 = (0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a1 (1 + j)$$

$$b1 = \sqrt{2} \cdot A \cdot (0.707^2) \cdot a1 \cdot e^{j(\frac{\pi}{4} + \varphi)} \quad (4.16)$$

$$b3 = (j0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a1 - (0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a3$$

$$b3 = (0.707^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a1 (-1 + j)$$

$$b3 = \sqrt{2} \cdot A \cdot (0.707^2) \cdot a1 \cdot e^{j(\frac{3\pi}{4} + \varphi)} \quad (4.17)$$

$$b4 = (j0.707) a1 + (0.707) a3$$

$$b4 = \sqrt{2} \cdot (0.707) \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (4.18)$$

Aus den Gleichungen (4.16), (4.17) und (4.18) wurde festgestellt, dass die Ausgangsleistung von der unerwünschten Reflektion unabhängig ist, während ein Teil der Leistung auf den Port 1 und den Port 3 reflektiert wird. Dies stellt eine Bedrohung für die Generatoren dar.

#### 4.4.4 Wirkung der unangepassten Impedanz am Port 2 auf den entworfenen 3dB-Koppelfaktor-Combiner

Die Gleichungen (4.13), (4.14) und (4.15) gelten auch für den entworfenen 3dB-Koppelfaktor-Combiner.

Setzt man die aus der Simulation erhaltenen Werte der Streuparameter in die vorherigen Gleichungen ein, erhält man Folgendes (angenommen, dass  $a_1$  gleich  $a_3$  ist):

$$b_1 = A \cdot e^{j\varphi} a_1 ((0.709^2) + (j(0.709 * 0.703))) \quad (4.19)$$

$$b_3 = (j(0.709 * 0.703) \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a_1 - (0.703^2 \cdot A \cdot e^{j\varphi}) a_3$$

$$b_3 = A \cdot e^{j\varphi} \cdot a_1 \cdot ((j(0.709 * 0.703)) - (0.703^2)) \quad (4.20)$$

$$b_4 = (j0.703) a_1 + (0.709) a_1 \quad (4.21)$$

Man stellt auch hier fest, dass die Ausgangleistung von der unerwünschten Reflektion unabhängig ist, während ein Teil der Leistung auf den Port 1 und den Port 3 reflektiert wird.

#### 4.4.5 Entwurf des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „CST“

Die Vorgehensweise zur Erstellung des 3dB-Koppelfaktor-Combiner gilt auch für diesen Combiner. Deshalb wird sie hier nicht noch einmal erklärt.

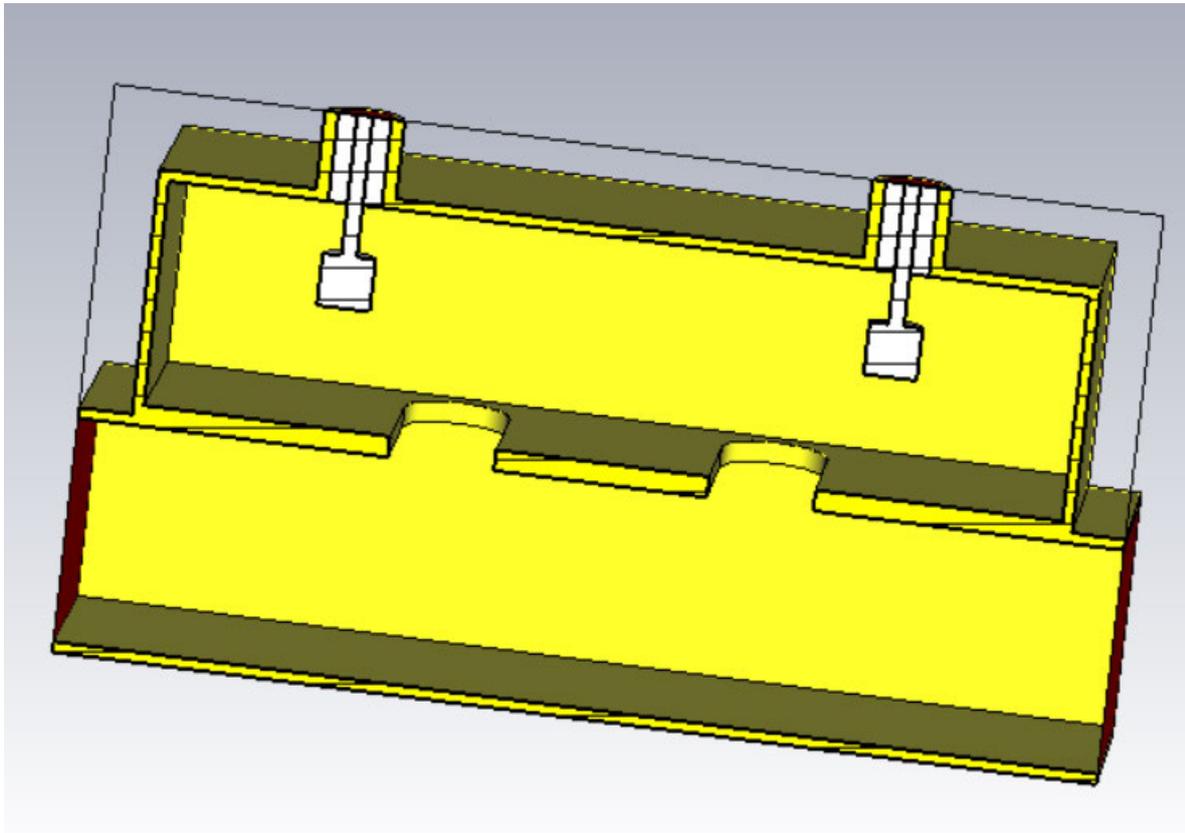


Abbildung 4.30: der entworfene 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner

Die wichtigsten Abmessungen des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners sind:

- Die Länge =  $\lambda_g$
- Breite des Schlitzes = 20 mm
- Länge des Schlitzes = 35,18mm
- Der Abstand zwischen den Schlitzten = 40mm
- Der Abstand zwischen Mitte der Koaxialbuchse und der Wand = 35mm

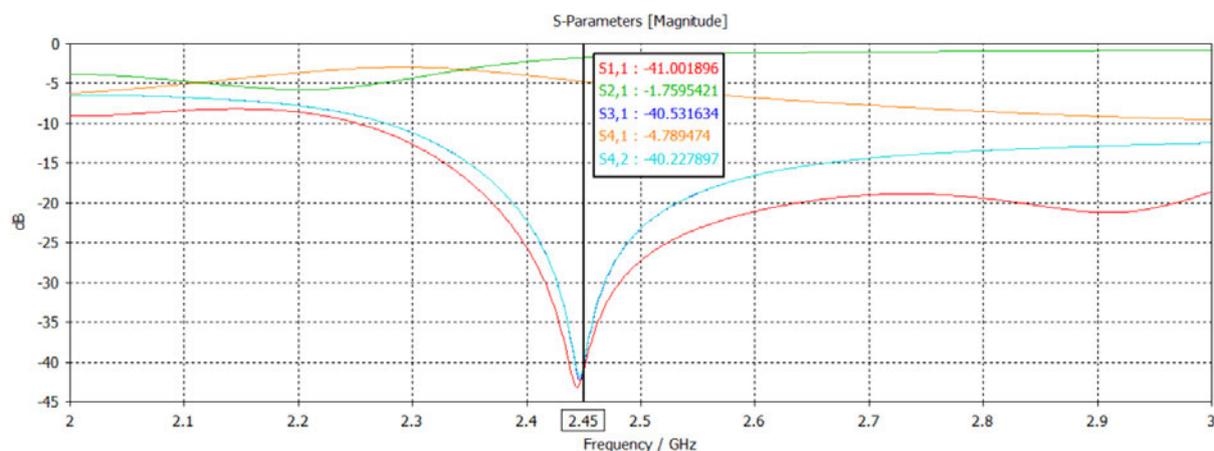


Abbildung 4.31: Streuparameter des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners

Bei der Betrachtung der in Abbildung 4.31 gezeigten Streuparameter fällt auf, dass der Koppelfaktor des Combiners bei 4.78dB liegt. Außerdem sind die Ports 1 und 3 sowie 2 und 4 miteinander entkoppelt.

#### 4.4.6 Import des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“

Das mit dem „CST“ exportierte Modell wird in „AWR“ importiert. Von diesem Modell wird das „Subcircuit“ erstellt.

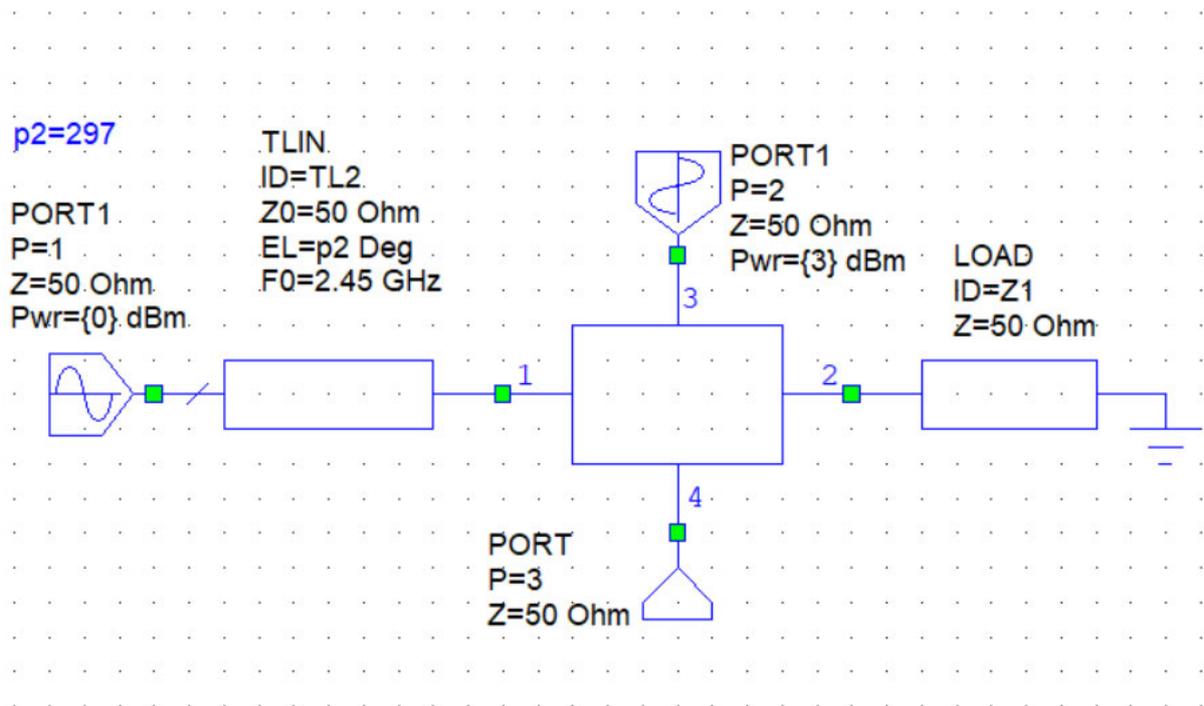


Abbildung 4.32: Schema des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners in „AWR“

Zwei Leistungen in Höhe von 0 und 3dBm wurden in die Ports 1 und 3 eingespeist. Die nächste Abbildung zeigt die an Port 4 gelieferte Leistung.

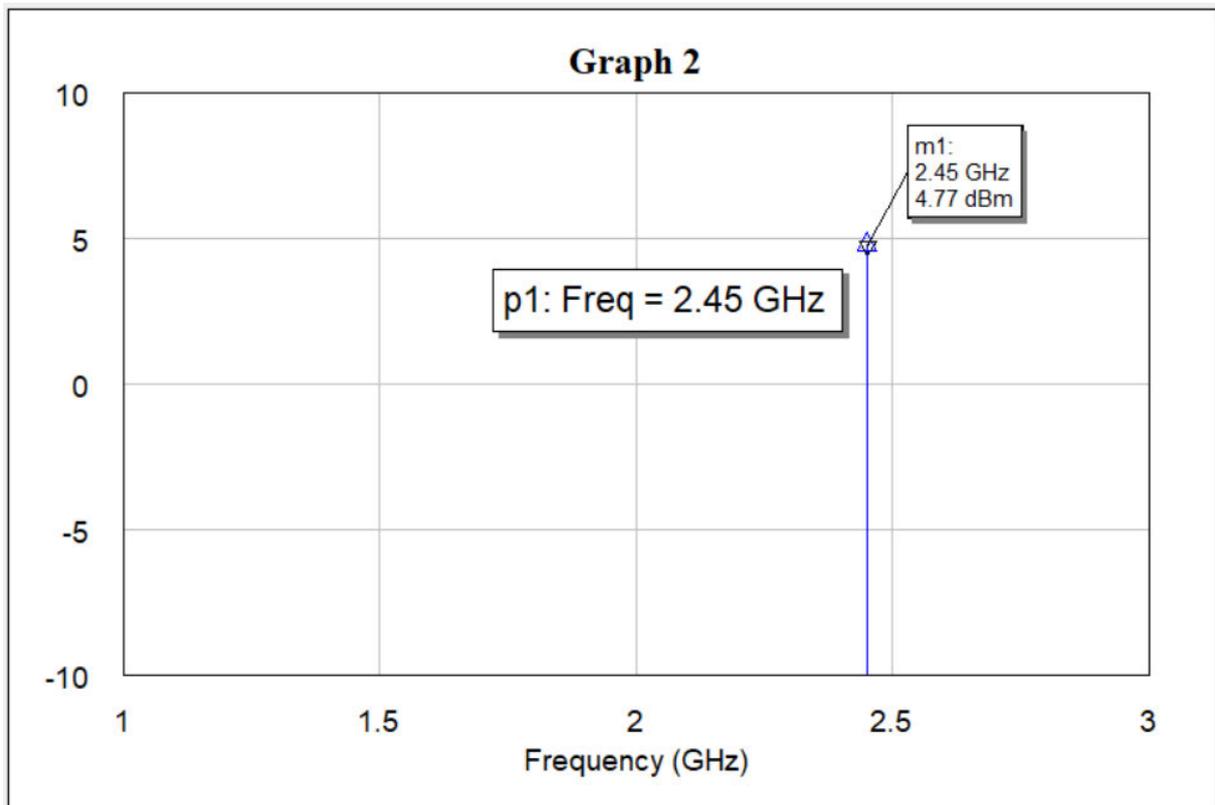


Abbildung 4.33: Die gelieferte Leistung am Ausgang des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners

Aus dieser Abbildung wird festgestellt, dass der 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner die beiden eingespeisten Leistungen kombiniert und an den Ausgang liefert. Außerdem beträgt die Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen 297 Grad.

#### 4.4.7 Zusammenführung der beiden Combiner in „CST“

Die Zusammenführung der beiden Modelle des Combiners erfolgt sehr flexibel, da eines von ihnen exportiert und dann in das zweite Modell importiert wird. Das Simulationstool „CST“ bietet eine Funktion an, die die beiden Modelle kombiniert.

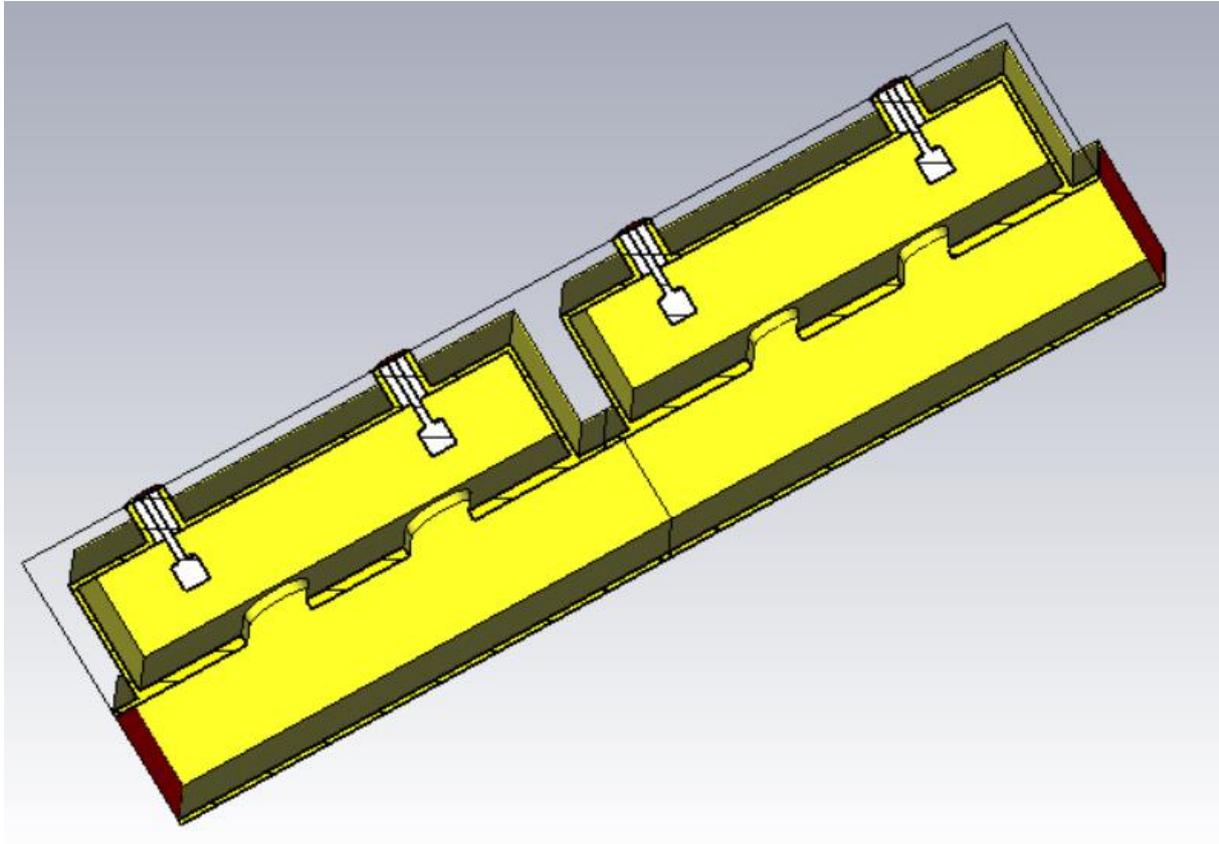


Abbildung 4.34: Querschnitt des kompletten Combiners

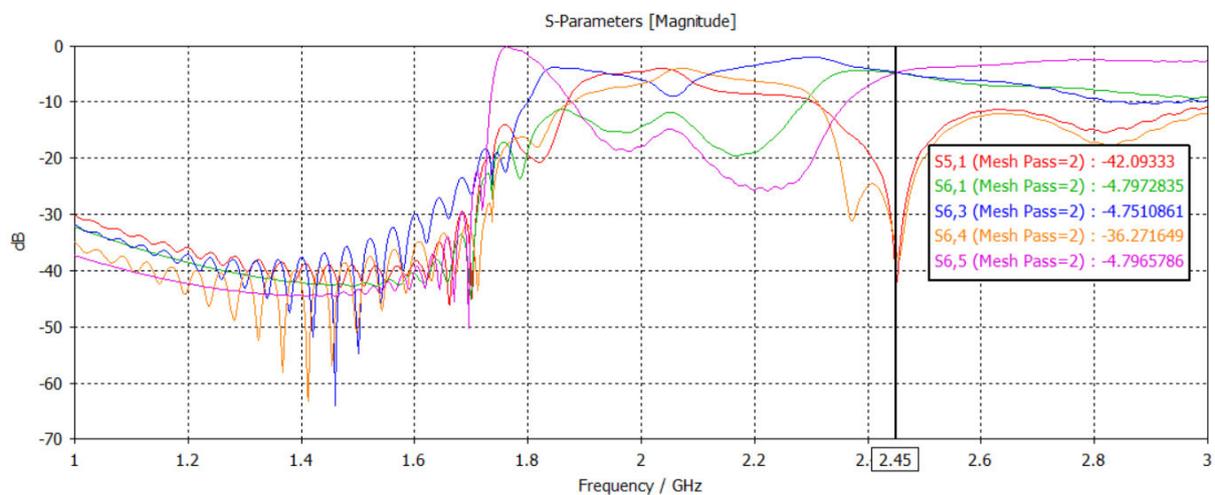


Abbildung 4.35: Streuparameter des kompletten Combiners

Aus den Streuparametern lässt sich erkennen, dass dieses Modell, wenn es als Leistungsteiler verwendet wird, die Leistung gleichmäßig auf die Ausgangsports aufteilt.

#### 4.4.8 Import des Modells des kompletten Combiners in „AWR“

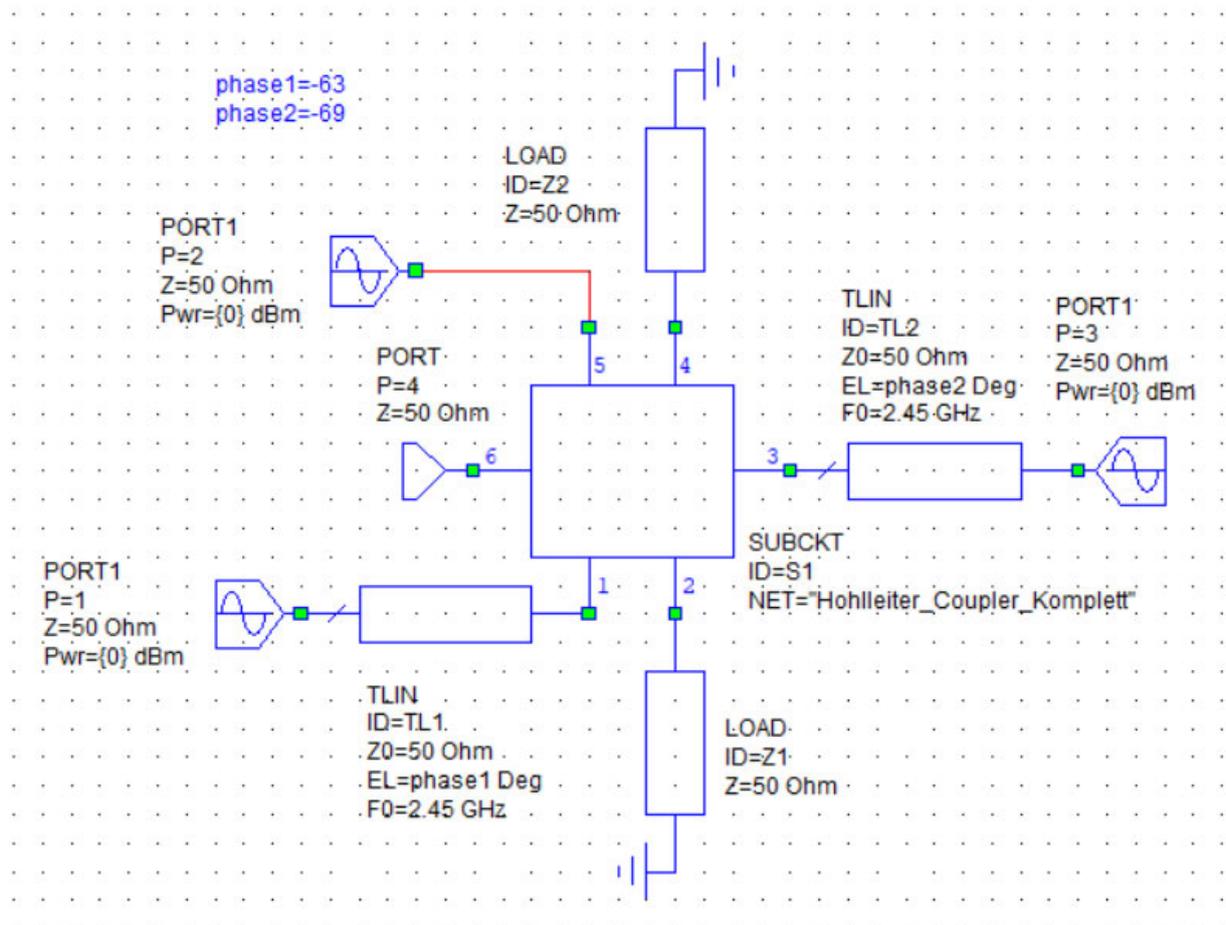


Abbildung 4.36: Schema des kompletten Combiners in „AWR“

Aus dieser Abbildung lässt sich erkennen, dass drei Leistungen in Höhe von 0 dBm in den Combiner eingespeist werden. Die kombinierte Leistung wird zum Port 6 geliefert.

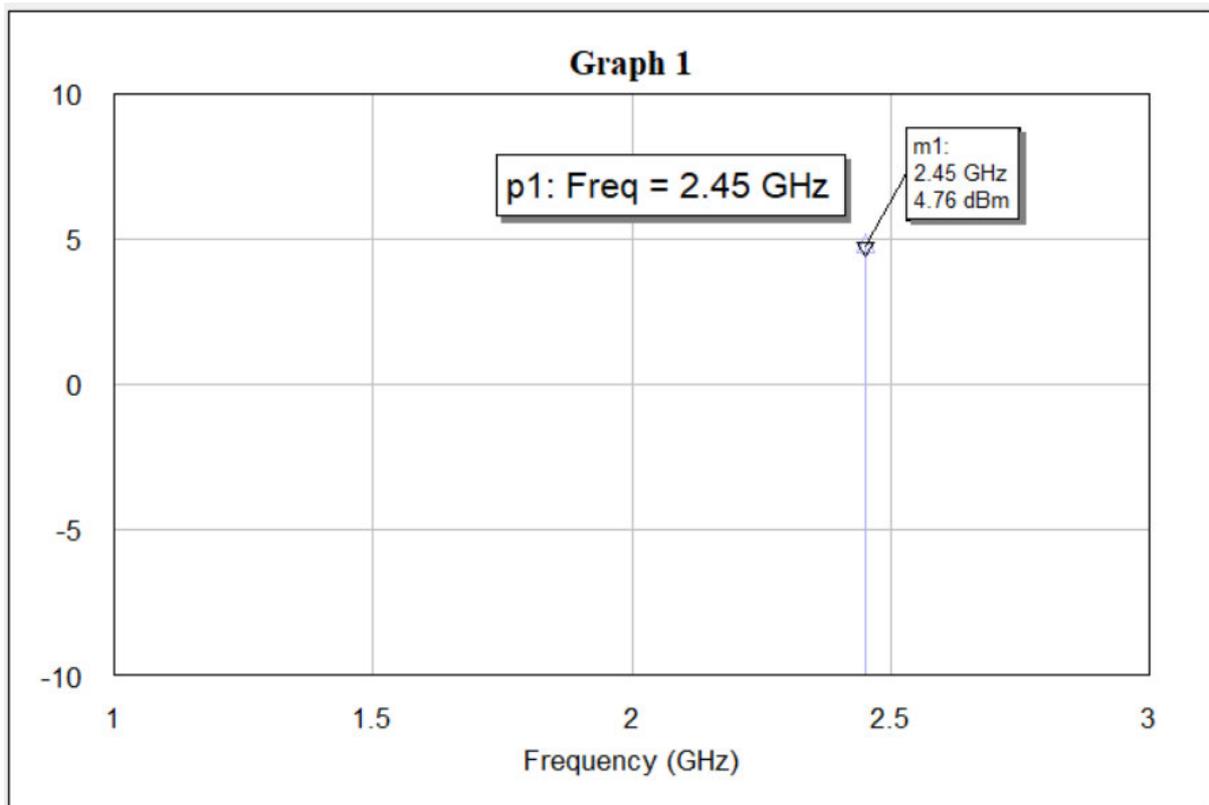


Abbildung 4.37: Die gelieferte Leistung am Ausgang des kompletten Combiners

Diese Abbildung erklärt, dass der komplette Combiner alle eingespeisten Leistungen kombiniert und an den Ausgang liefert. Das passiert, wenn die Phasenverschiebung zwischen den ersten Eingangssignalen 63 Grad beträgt. Die Phasenverschiebung zwischen den überlagerten ersten Eingangssignalen und dem dritten Eingangssignal muss gleich 69 Grad sein.

## 5 Messungen

### 5.1 Der Wilkinson-Teiler

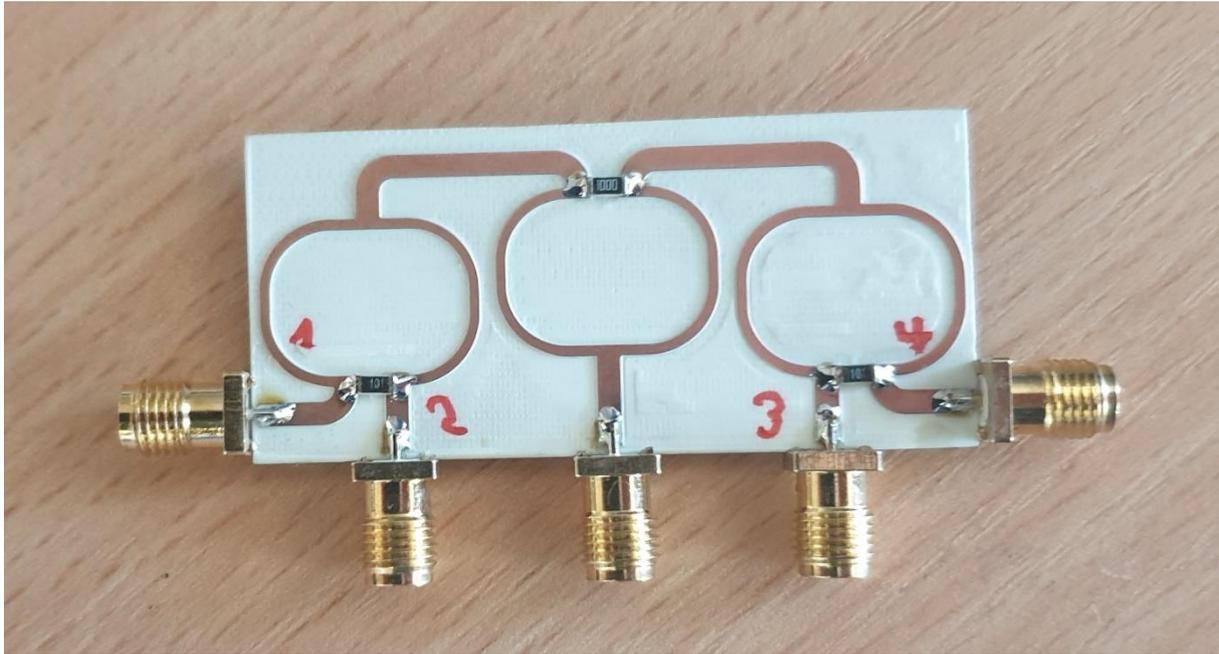


Abbildung 5.1: Der gefräste Wilkinson-Teiler

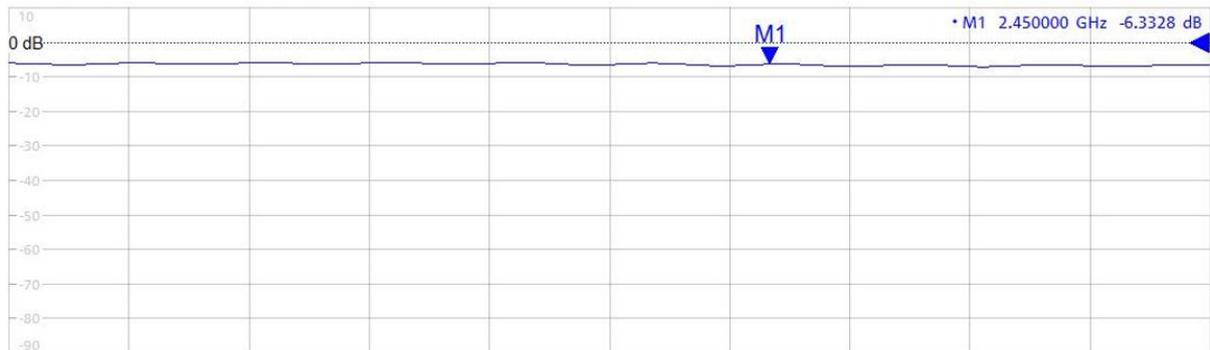


Abbildung 5.2: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem ersten Ausgang des Wilkinson-Teilers

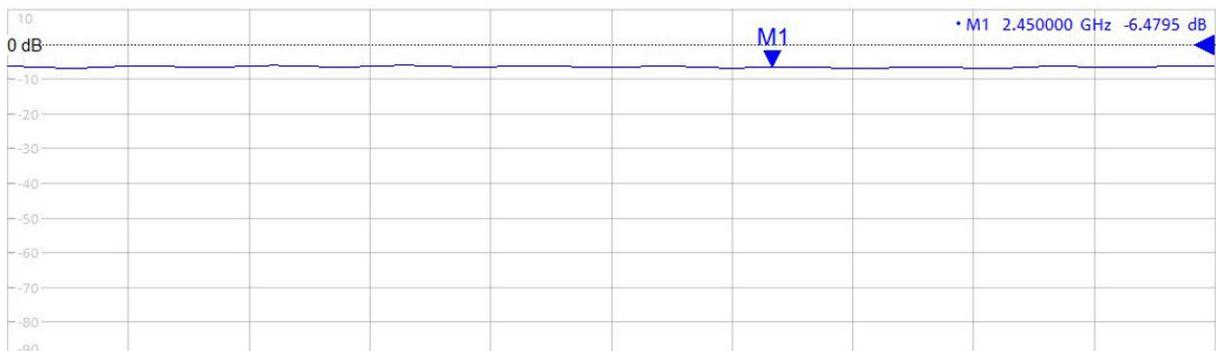


Abbildung 5.3: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem zweiten Ausgang des Wilkinson-Teilers

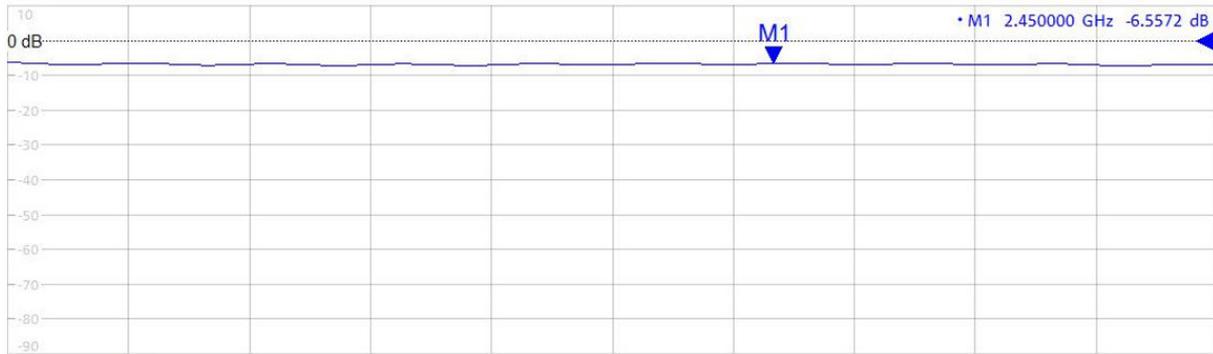


Abbildung 5.4: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem dritten Ausgang des Wilkinson-Teilers

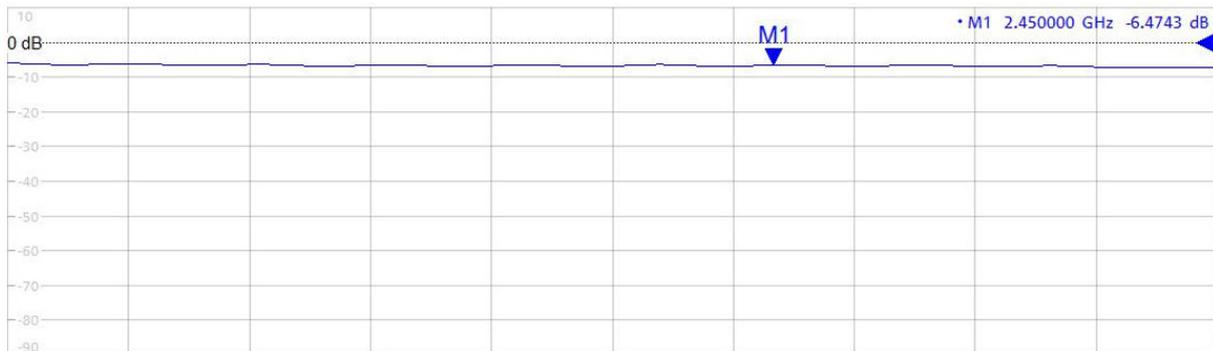


Abbildung 5.5: Der Streuparameter zwischen dem Eingang und dem letzten Ausgang des Wilkinson-Teilers

Beim Vergleich der Streuparameter in den Abbildungen 5.2 bis 2.5 mit den Streuparametern in Abbildung 4.14 lässt sich erkennen, dass die Abweichung zwischen der Simulation und der Messung ungefähr 0.2 dB beträgt. Diese Abweichung ist akzeptabel und kann beim Fräsen des Wilkinson-Teilers entstehen.



Abbildung 5.6: Der Streuparameter zwischen den Ausgängen 2 und 3



Abbildung 5.7: Der Streuparameter zwischen den Ausgängen 3 und 4

Bei der Betrachtung der letzten zwei Abbildungen und der Abbildung 4.14 fällt auf, dass der Wilkinson-Teiler die Ausgangsports nicht so gut wie das Simulationsmodell voneinander isoliert. Trotzdem konnte er zum Betrieb des Combiners verwendet werden.

## 5.2 Der 3dB-Koppelfaktor-Combiner

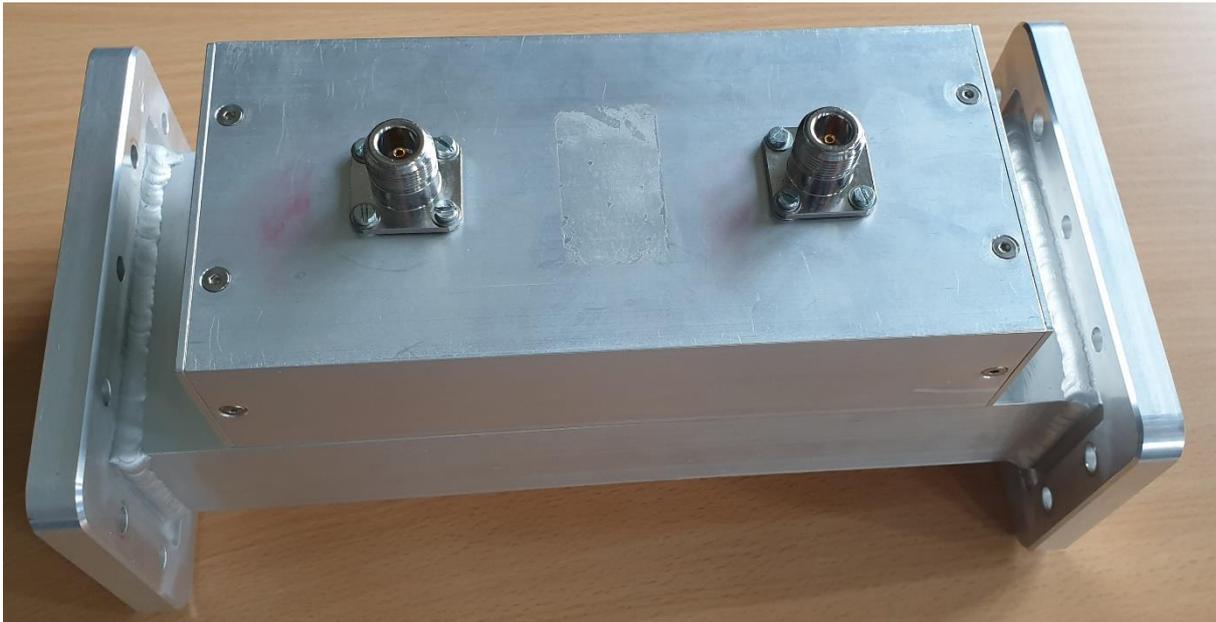


Abbildung 5.8: Der aufgebaute 3dB-Koppelfaktor-Combiner

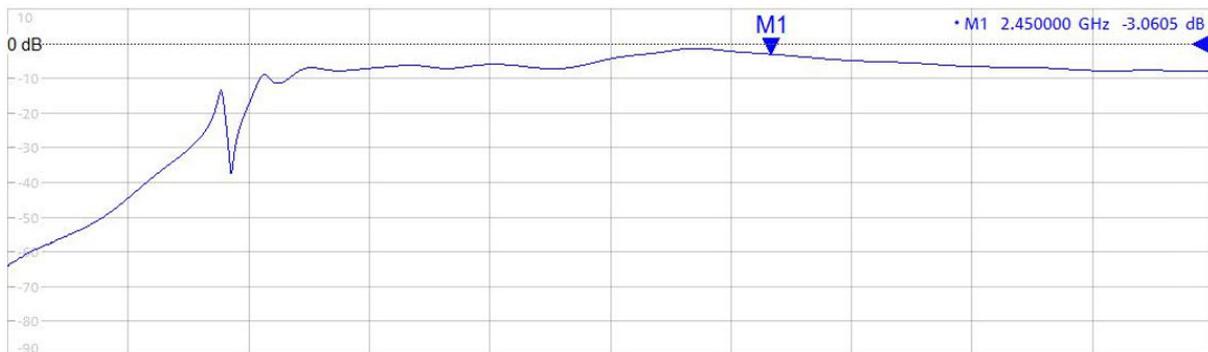


Abbildung 5.9: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 2 (der Transmissionsfaktor)

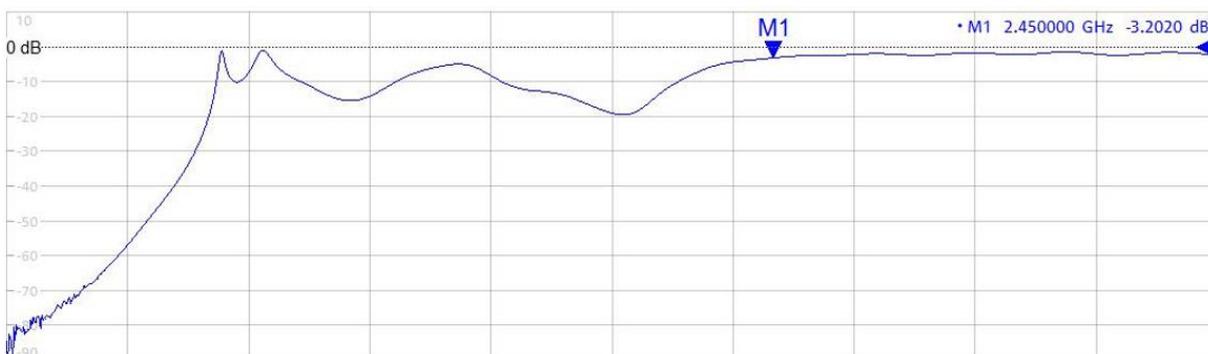


Abbildung 5.10: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 3 (der Koppelfaktor)

Außerdem sind die Streuparameter symmetrisch, daher werden die Streuparameter zwischen dem Port 2 und dem Port 1 sowie dem Port 3 und dem Port 1 nicht dargestellt.

Aus den Abbildungen 5.9 und 5.10 erkennt man, dass der Koppel- sowie der Transmissionsfaktor bei -3dB mit kleiner Abweichung liegt. Die mögliche verursachen der Abweichung sind Folgendes:

- Die Schrauben, die zum Befestigen der Hohlleiter übereinander verwendet wurden, weil diese Schrauben in den oberen Hohlleiter hineinragen.
- Die Löcher im unteren Hohlleiter, durch die der Schraubendreher zu den Schrauben gelangen kann.



Abbildung 5.11: Der Streuparameter zwischen den links übereinander angeordneten Ports



Abbildung 5.12: Der Streuparameter zwischen den rechts übereinander angeordneten Ports

Die Abbildungen 5.11 und 5.12 stellen dar, jede zwei übereinander angeordnete Ports sind gut miteinander entkoppelt.

Deswegen sind die Messungen weithin mit den Simulationsdaten übereinstimmen.

### 5.3 Der 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner



Abbildung 5.13: Der aufgebaute 4.77dB-Koppelfaktor-Combiner

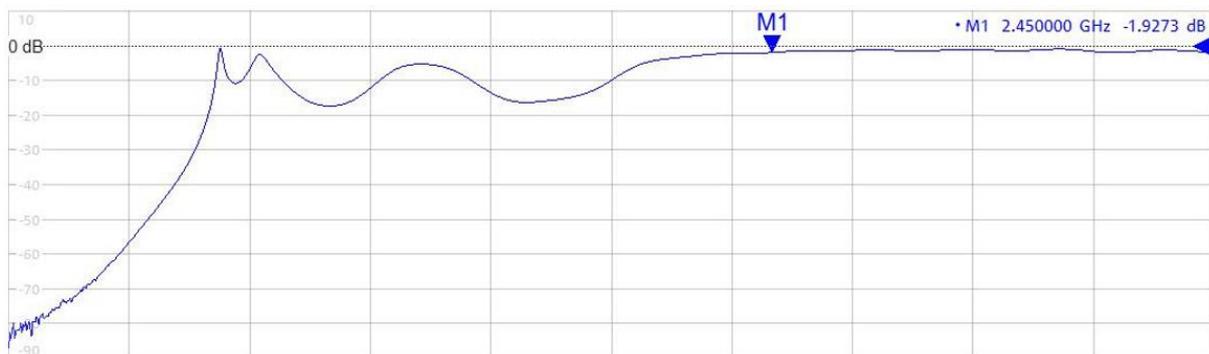


Abbildung 5.14: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 2 (der Transmissionsfaktor)

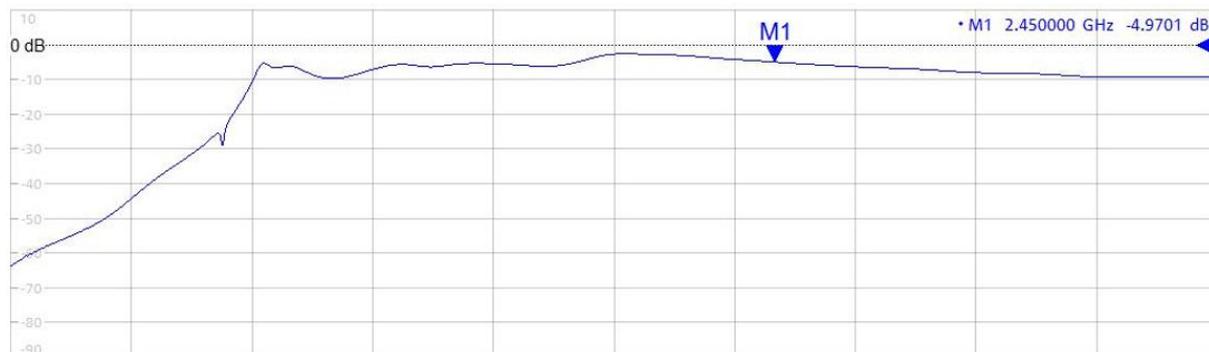


Abbildung 5.15: Der Streuparameter zwischen dem Port 1 und dem Port 3 (der Koppelfaktor)

Auch hier sind die Streuparameter symmetrisch, daher werden die Streuparameter zwischen dem Port 2 und dem Port 1 sowie dem Port 3 und dem Port 1 nicht dargestellt.

Aus den letzten zwei Abbildungen fällt auf, dass der Transmissionsfaktor bei  $-1.92\text{dB}$  liegt, während der Koppelfaktor gleich  $-4.97\text{dB}$  ist. Eine kleine Abweichung tritt ebenfalls auf. Die möglichen Gründe dafür sind im Abschnitt 5.2 geklärt.



Abbildung 5.16: Der Streuparameter zwischen den links übereinander angeordneten Ports

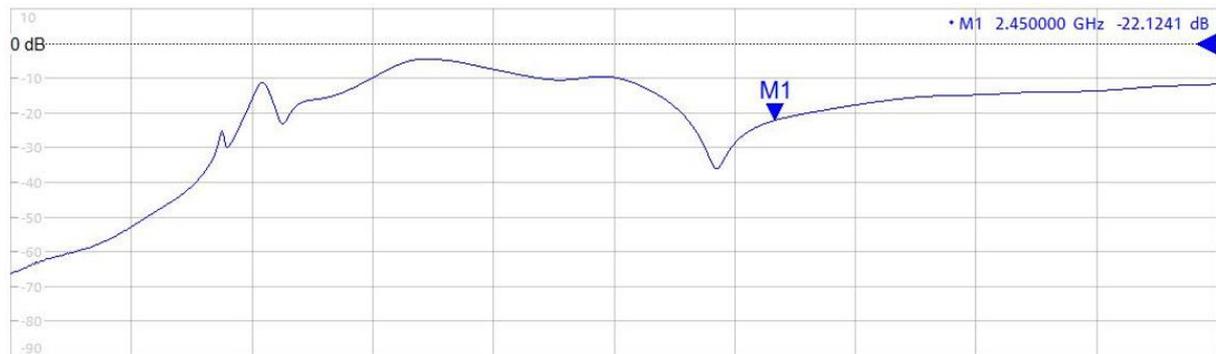


Abbildung 5.17: Der Streuparameter zwischen den rechts übereinander angeordneten Ports

Die Abbildungen 5.16 und 5.17 zeigen, jede zwei übereinander angeordnete Ports sind gut miteinander entkoppelt.

Die Messungen des 4.77dB-Koppelfaktor-Combiners sind ebenfalls mit den Simulationsdaten übereinstimmen.

## 5.4 Aktive Messung des kompletten Modells

In diesem Teil der Messung werden die beiden Leistungscombiner getestet, indem sie gleichzeitig betrieben werden, um drei vom Wilkinson-Teiler geleiferte Leistungen zu kombinieren.

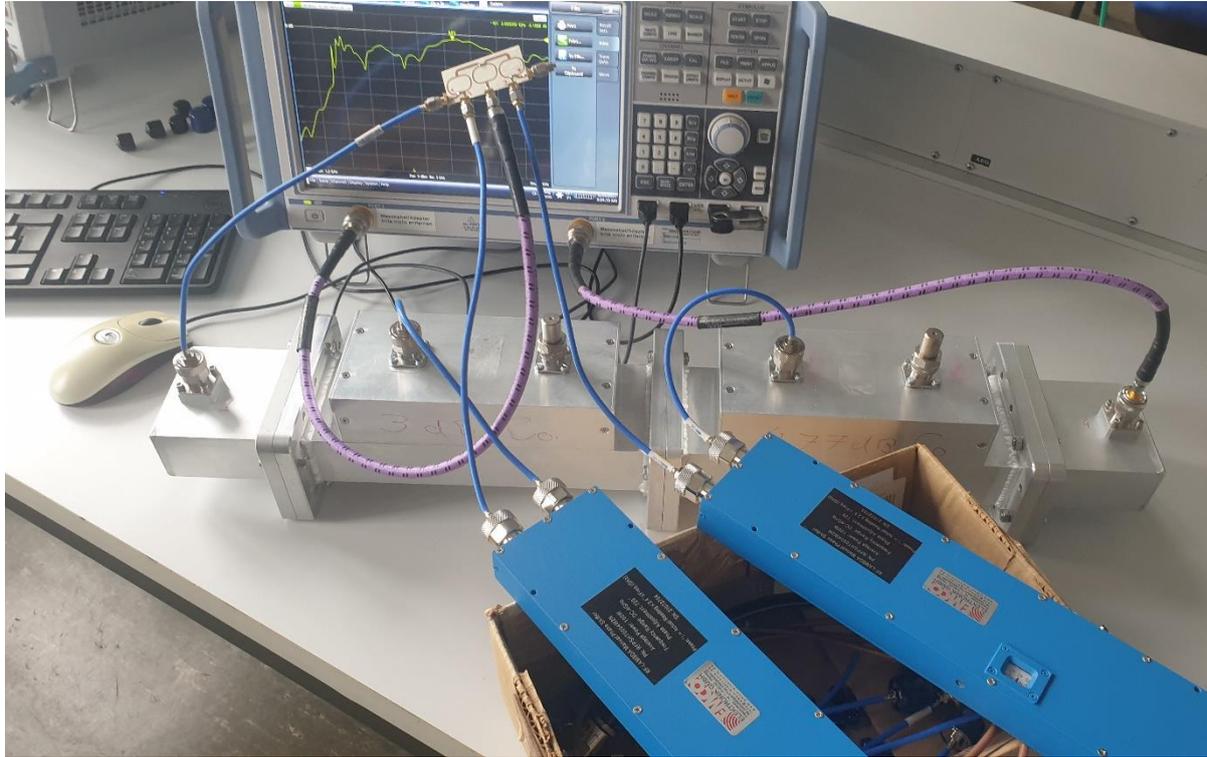


Abbildung 5.18: Test des kompletten Modells

Am Eingang des Wilkinson-Teilers wird eine Leistung in Höhe von 20 dBm angelegt. Die drei Eingänge des Combiners werden an drei Ausgänge des Wilkinson-Teilers angeschlossen. An jedem Ausgangsport des Wilkinson-Teilers wird die erhaltene Leistung wie folgt berechnet:

$$\text{Port 1: } 20 - 6.5 = 13.5 \text{ dBm}$$

$$\text{Port 2: } 20 - 6.55 = 13.45 \text{ dBm}$$

$$\text{Port 3: } 20 - 6.5 = 13.5 \text{ dBm}$$

Die an den Combiner übertragenen Leistungen werden durch die verwendeten Anschlüsse und Phasenschieber gedämpft. Die tatsächlichen Leistungen, die zu den Eingängen des Combiners geliefert werden, betragen:

$$P_{\text{ein1}} = 13.5 - 0.5 = 13 \text{ dBm; Dämpfung des Kabels} = 0.5 \text{ dB}$$

$$\rightarrow P_{\text{ein1}}(\text{mW}) = 10^{(P(\text{dBm})/10)} = 10^{1.3} = 19.95 \text{ mW}$$

$$P_{\text{ein2}} = 13.45 - 2 = 11.45 \text{ dBm; Dämpfung des Phasenschieber und dessen Anschlüsse} = 2 \text{ dB}$$

$$\rightarrow P_{\text{ein2}}(\text{mW}) = 10^{(P(\text{dBm})/10)} = 10^{1.145} = 13.96 \text{ mW}$$

$$P_{\text{ein3}} = 13.5 - 2 = 11.5 \text{ dBm; Dämpfung des Phasenschieber und dessen Anschlüsse} = 2 \text{ dB}$$

$$\rightarrow P_{ein3}(mW) = 10^{(P(dBm)/10)} = 10^{1.15} = 14.12 \text{ mW}$$

Das führt dazu, dass die gesamte eingespeiste Leistung im kompletten Modell beträgt:

$$P_{ein} = 19.95 + 13.96 + 14.12 = 48.03 \text{ mW}$$

$$\rightarrow P_{ein}(dBm) = 10 \cdot \log_{10}(P(mW)) = 10 \cdot \log_{10}(48.03) = 16.81 \text{ dBm}$$

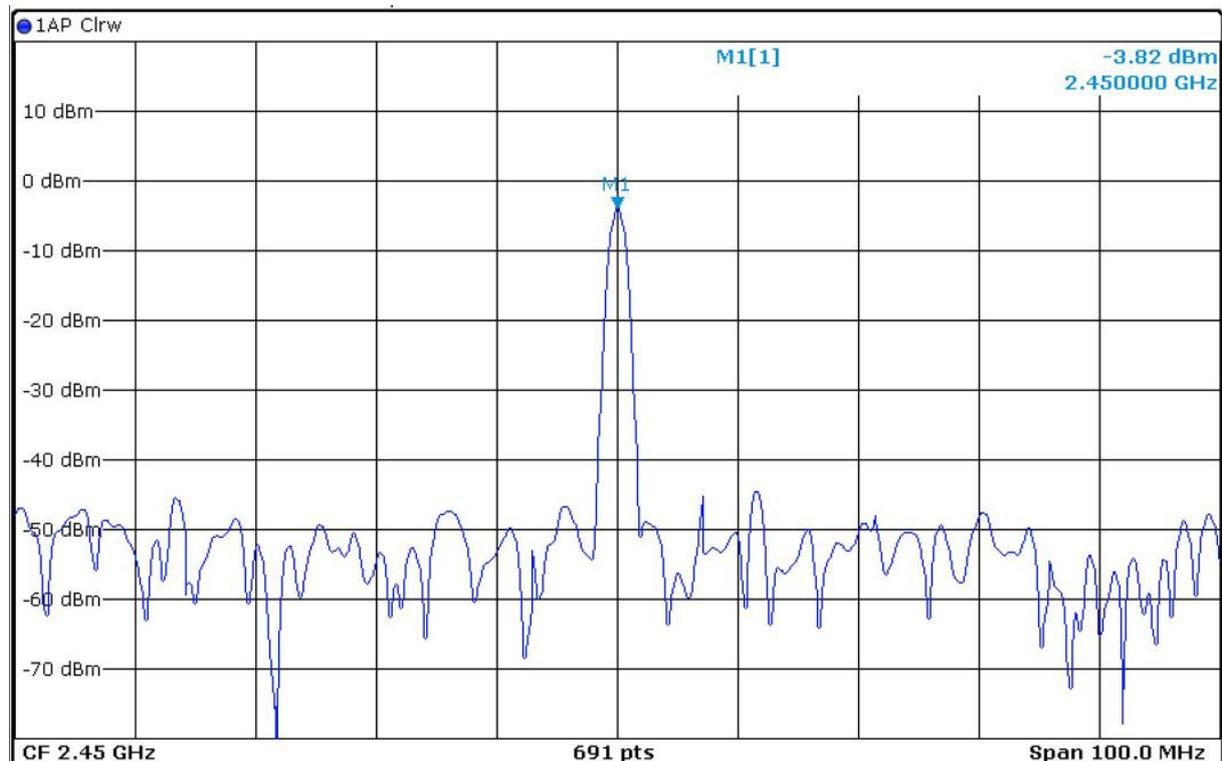


Abbildung 5.19: Die gemessene Leistung am Ausgang des kompletten Modells

Um den Spektrum-Analysator zu schützen, wird ein 20dB-Dämpfungsglied verwendet. Außerdem wird die Leistung durch den Anschluss zwischen dem Combiner und dem Spektrum-Analysator um 0.5dB gedämpft. Die gemessene Leistung am Spektrum-Analysator ist gleich -3.82dB. Deshalb beträgt die am Ausgang des Combiners erhaltene Leistung:

$$P_{aus} = 20 - 3.82 + 0.5 = 16.68 \text{ dBm}$$

Der Leistungsverlust durch den Combiner wird wie Folgt berechnet:

$$16.68 - 16.81 = -0.13 \text{ dBm}$$

$$\text{Verlust} = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{aus}}{P_{ein}} \right) \rightarrow \frac{P_{aus}}{P_{ein}} = 10^{\text{Verlust}/10}$$

$$\frac{P_{aus}}{P_{ein}} = 10^{-0.013} = 0.9705 = 97\%$$

Das Ergebnis beweist, dass die aufgebauten Hohlleitercombiner sehr geringe Verluste haben. Diese Eigenschaft zeichnet diese Art der Leistungscombiner aus.

## 6 Ende der Arbeit

### 6.1 Zusammenfassung

Zunächst wurde das Ziel dieser Arbeit festgelegt, einen Hohlleitercombiner mit sehr geringen Verlusten zu entwerfen, der auf der Leistungskombination mit der Technik „Apertur-Kopplung“ beruht. Dann wurden die Anforderungen eingestellt, die dieser Leistungscombiner erfüllen muss, einschließlich der Frequenz, mit der der Hohlleitercombiner betrieben wird. Um diese Arbeit effektiv durchführen zu können, wurden die theoretischen Aspekte untersucht, die zum Verständnis der Funktionsweise des Combiners und der Wellenausbreitung in diesem Combiners erforderlich sind. Diese Wellen übertragen die Leistungen zwischen den Ports der Leistungscombiner.

Damit der theoretisch untersuchte Hohlleitercombiner auch in die Praxis realisiert werden kann, kamen zwei moderne Simulationstools zum Einsatz, nämlich „CST Studio Suite 2021“ und „AWR Design Environment 15“. Diese beiden Werkzeuge ermöglichten neben der Simulation des entworfenen Modells, dieses zu verbessern, indem viele Abmessungen des Combiners angepasst wurden. Mit diesen beiden Simulationstools wurde auch der Wilkinson-Teiler entworfen, der zum Betrieb des Hohlleitercombiners in dieser Arbeit verwendet wurde.

Darüber hinaus ermöglichte das Tool „AWR Design Environment 15“ die Simulation der Leistungseinspeisung in den Combiner. Dies half bei der Bestimmung der Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen.

Abschließend wurde der entworfene Hohlleitercombiner aufgebaut. Unter Verwendung des Netzwerkanalysators wurden die Streuparameter dargestellt, um sie mit denen zu vergleichen, die aus der Simulation entstanden. Außerdem wurde eine aktive Messung durchgeführt, indem der Leistungscombiner mit dem Wilkinson-Teiler betrieben wurde. Mit dieser Messung konnte nachgewiesen werden, dass die Verluste des Hohlleitercombiners sehr gering sind.

## 6.2 Fazit

Damit die Messergebnisse weithin mit den Simulationsergebnissen übereinstimmen, muss in Bezug auf den Koppelschlitz und dem Koppelstift Folgendes eingehalten werden:

- Die Abmessungen der Koppelschlitz und des Koppelstiftes dürfen nicht mehr als eine Nachkommastelle haben.
- Der Abstand zwischen den Koppelschlitz und den Wänden der Hohlleiter soll ausreichend sein, damit die Wände der Hohlleiter beim Fräsen der Schlitz nicht beschädigt werden.

Da bei der aktiven Messung drei Anschlüsse zwischen dem Wilkinson-Teiler und den Eingängen des Combiners verwendet wurden, war die Phasenverschiebung zwischen den Eingangssignalen anders als bei der Simulation, da die verwendeten Anschlüsse zusätzliche Phasenverschiebungen verursachen. Aus diesem Grund wurde beschlossen, verstellbare Phasenschieber zu verwenden.

Außerdem musste bei der aktiven Messung die Dämpfung, die durch die Anschlüsse und die Phasenschieber verursacht wurde, berücksichtigt werden, um die tatsächlichen Verluste des Combiners zu berechnen.

Wenn ein erheizendes Element hinter den Combiner angeschlossen wird, ist ihre Wirkung auf den Combiner ähnlich wie die Wirkung der unangepassten Impedanz, die in den Unterabschnitten 4.3.3 und 4.3.4 erklärt wurde. Daher müssen die sogenannten Isolatoren zum Schutz der Leistungsgeneratoren verwendet werden, wenn der Combiner in Betrieb genommen wird.

# Literaturverzeichnis

- Choma, J., & Chen, W.-K. (2007). *Feedback networks: theory and circuit applications*. World Scientific Publishing Company.
- Cloude, S. (1995). *An Introduction to Electromagnetic Wave Propagation and Antennas*. New York: Springer.
- Heuermann, H. (2018). *Hochfrequenztechnik: Komponenten für High-Speed- und Hochfrequenzschaltungen*. Wiesbaden: Springer Vieweg.
- Heuermann, H. (2020). *Mikrowellentechnik: Feldsimulation, nichtlineare Schaltungstechnik, Komponenten und Subsysteme, Plasmatechnik, Antennen und Ausbreitung*. Wiesbaden: Springer Vieweg.
- Kark, K. W. (2020). *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. Wiesbaden: Springer Vieweg.
- Küpfmüller, K., Matis, W., & Reibiger, A. (2013). *Theoretisch Elektrotechnik*. Berlin: Springer Vieweg.
- Marinescu, M. (2012). *Elektrische und magnetische Felder*. Heidelberg: Springer Vieweg.
- Pozar, D. M. (1998). *Microwave Engineering*. Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.
- Rembold, B. (2015). *Wellenausbreitung: Grundlagen – Modelle – Messtechnik – Verfahren*. Wiesbaden: Springer Vieweg.
- Stiny, L. (2015). *Passive elektronische Bauelemente: Aufbau, Funktion, Eigenschaften, Dimensionierung und Anwendung*. Wiesbaden: Springer Vieweg.
- Strauß, F. (2017). *Grundkurs Hochfrequenztechnik: Eine Einführung*. Wiesbaden: Springer Vieweg.

## Anhang A

```
%% Reset und Zuweisung der Parameter des Hohlleiters
clear all
clc
% Lichtgeschwindigkeit:
C_luft = 299792458;
% Abmessungen des Hohlleiters:
a = 0.08636;
b = 0.04318;
% Die Frequenz, bei der der Combiner betrieben wird:
f0 = 2.45e9;
% Die Wellenlänge, die die Lichtgeschwindigkeit entspricht:
lambda0 = C_luft/f0;
% Die Wellenlänge, die die Grenzfrequenz des Hohlleiters entspricht:
lambda_c = 2*a;
% Die Grenzfrequenz des Hohlleiters:
fc = C_luft/lambda_c;
% Die Wellenlänge im Hohlleiter:
lambda_guide_E10 = lambda0/sqrt(1-(lambda0/lambda_c)^2);
% Die Wellenzahl:
k0 = 2*pi/lambda0;
% Der Phasenkoeffizient:
beta = 2*pi/lambda_guide_E10;
% Die Wellenimpedanz:
Z10 = 376.730313668/sqrt(1-(fc/f0)^2);
% Der Leistungsfluss durch den Hohlleiter:
P10 = (a*b)/Z10;
% Permeabilität des freien Raums:
permeab = 4*pi*1e-7;
% Permittivität des freien Raums:
permit = 8.8541878128*1e-12;
% Die Eigenimpedanz:
intrinsic_imp = sqrt(permeab/permit);
%% Bethe_Hole_Koppler
% Der Abstand zwischen der Wand und Mitte der Öffnung:
s = (a/180)*(asind(lambda0/sqrt(2*(lambda0^2-a^2))));
% Der Koppelfaktor
Coupling = 3;
%
Verstaerkung = 10^(Coupling/20);
theta_x = (pi*s)/a;
% Lösung der Gleichung zur Berechnung Radius der Öffnung r:
poly1 = permit*(sin(theta_x)^2);
poly2 = (permeab/(Z10^2))*((sin(theta_x)^2)-((pi^2)/(beta^2*a^2))*(cos(theta_x)^2));
poly_total = (poly1^2/3)+(poly2^4/3);
% Radius der Öffnung r:
r = (((P10/(2*pi*f0))/Verstaerkung)/poly_total)^(1/3);
%% 2_hole_Koppler
% Der Abstand zwischen der Wand und Mitte der Öffnung:
s = a/2;
% Wichtige Parameter zur Berechnung Radius der Öffnung r:
theta_x = (pi*s)/a;
Kf = ((2*k0)/(3*intrinsic_imp*P10))*(((sin(theta_x))^2)-
(((2*beta^2)/k0^2))*(((sin(theta_x)^2)+(((pi^2)/((beta^2)*(a^2)))*(cos(theta_x)^2)))));
sec_theta_m = 10^1.5;
```

```
theta_m = acosd(1/sec_thea_m);  
log_k = (1/20)*(-3-(20*log10(abs(Kf)))-(20*log10(sec_thea_m)));  
k_total = 10^log_k;  
% Radius der Öffnung r:  
r0_multi = sqrt(k_total*sec_thea_m);  
% Der Abstand zwischen den beiden Öffnungen:  
abstand = lambda0 *(theta_m);
```

## Anhang B

Der Anhang zur Arbeit befindet sich auf CD und kann beim Erstgutachter, Prof. Dr. Wendel, und beim Zweitgutachter, Prof. Dr. Vollmer, eingesehen werden. Die beigelegte CD enthält die folgenden Dateien:

- Die Masterthesis als PDF-Datei.
- Alle Simulationsmodelle in „CST“ als ZIP-Datei.
- Alle Simulationsmodelle in „AWR“ als ZIP-Datei.
- Bewegte Bilder der E- und H-Felder in dem Rechteckhohlleiter.
- Ein Matlab-Skript zur Berechnung wichtiger Abmessungen der Bethe-Hole- und Multihole-Koppler

## **Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung einer Abschlussarbeit**

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe.

*Hamburg, den* \_\_\_\_\_

