

**Hochschule Magdeburg-Stendal**

**Fachbereich Ingenieurwissenschaften und Industriedesign**

**(IWID)**

**Institut für Elektrotechnik**

# **Masterarbeit**

**zur Erlangung des Grades eines "Master of Engineering"**

**im Studiengang Elektrotechnik-Gebäudesystemtechnik**

**Thema: "Aufbau eines Antennenmessplatzes, sowie der Entwurf eines  
Übergangs von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung im  
Frequenzbereich von 110 GHz- 170 GHz."**

<b>Eingereicht von:</b>	Fabian Binde
<b>Angefertigt für:</b>	HF Systems Engineering GmbH & Co. KG
<b>Matrikel:</b>	E 20112718
<b>Ausgabetermin:</b>	01. August 2016
<b>Abgabetermin:</b>	17. Februar 2017
<b>Schulischer Betreuer:</b>	Herr Prof. Dr. Sebastian Hantscher
<b>Betrieblicher Betreuer:</b>	Herr Dipl.-Ing. Daniel Hübsch

1. Prüfer

2. Prüfer

---

---

## Eidesstattliche Versicherung

Name:	Binde	Vorname:	Fabian
Matrikel-Nr.:	20112718	Studiengang:	Elektrotechnik- Gebäudesystemtechnik

Hiermit versichere ich, Fabian Binde, an Eides statt, dass ich die vorliegende Masterarbeit mit dem Titel „*Aufbau eines Antennenmessplatzes, sowie der Entwurf eines Übergangs von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung im Frequenzbereich von 110 GHz- 170 GHz*“ selbständig und ohne fremde Hilfe verfasst und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Die Stellen der Arbeit, die dem Wortlaut oder dem Sinne nach anderen Werken entnommen wurden, sind in jedem Fall unter Angabe der Quelle kenntlich gemacht. Die Arbeit ist noch nicht veröffentlicht oder in anderer Form als Prüfungsleistung vorgelegt worden.

Ich habe die Bedeutung der eidesstattlichen Versicherung und prüfungsrechtlichen Folgen sowie die strafrechtlichen Folgen (siehe unten) einer unrichtigen oder unvollständigen eidesstattlichen Versicherung zur Kenntnis genommen.

## **Inhaltsangabe**

Die Masterarbeit "Aufbau eines Antennenmessplatzes, sowie der Entwurf eines Übergangs von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung im Frequenzbereich von 110 GHz- 170 GHz" wurde von Fabian Binde verfasst. Das Ziel dieser Arbeit ist, einen Antennenmessplatz im hochfrequenten Bereich ab 100 GHz aufzubauen, damit die Richtcharakteristik von Antennen bestimmt werden kann. Hinzukommend wird ein Koaxialkabel- Hohlleiter Übergang im Bereich von 18 GHz- 26 GHz simuliert und gefertigt. Anschließend wird ein Entwurf eines Übergangs von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung erstellt und die Simulation einer Patchantenne im Frequenzbereich von 110 GHz- 170 GHz durchgeführt. Dazu werden im ersten Teil der Arbeit die Grundlagen zum Frequenzbereich, Hohlleitern und Streifenleitern erklärt. Im zweiten Teil geht es um die Simulationen der Übergänge und der Patchantenne, dabei wird die Herangehensweise von Simulationen genauer beschrieben. Im letzten Kapitel werden die Planung und der Aufbau eines Antennenmesstisches beschrieben.

## **Abstract**

The master thesis „Aufbau eines Antennenmessplatzes, sowie der Entwurf eines Übergangs von Hohlleiter auf Mikrostreifenleitung im Frequenzbereich von 110 GHz-170 GHz“ was authored by Fabian Binde. This thesis aims at building an antenna platform in the frequency range above 100 GHz to determine the radiation pattern of antennas. Additionally, a coaxial cable-to-waveguide transition in the range of 18 GHz-26 GHz is simulated and manufactured. A design of a transition from waveguide to microstrip line and the simulation of a patch antenna in the frequency range of 110 GHz-170 GHz were also performed within this work. For this purpose, the first part of the thesis outlines the fundamentals of frequency domain, waveguides and strip lines. The second part deals with the simulation of the transitions and the patch antenna. Furthermore, the implementation of the fundamentals and the approach to the simulations are described in detail. The last chapter describes the planning and construction of an antenna measuring system.

# Inhaltsverzeichnis

<i>Eidesstattliche Versicherung</i>	<b>2</b>
<i>Inhaltsangabe</i>	<b>3</b>
<i>Abstract</i>	<b>4</b>
<i>Inhaltsverzeichnis</i>	<b>5</b>
<i>Abbildungsverzeichnis</i>	<b>7</b>
<i>Abkürzungsverzeichnis</i>	<b>10</b>
<i>Formelverzeichnis</i>	<b>11</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>12</b>
<b>2 Theoretische Vorbetrachtungen</b>	<b>14</b>
<b>2.1 Frequenzband EHF</b>	<b>14</b>
<b>2.2 Rechteckhohlleiter</b>	<b>17</b>
<b>2.3 Dielektrikum</b>	<b>21</b>
<b>2.4 Hohlleiterkopplung</b>	<b>23</b>
2.4.1 Induktive Kopplung	24
2.4.2 Kapazitive Kopplung	27
<b>2.5 Typisierung Streifenleiter</b>	<b>28</b>
2.5.1 Mikrostreifenleitung	30
2.5.2 Koplanare Leitung	33
<b>2.6 Patchantennen</b>	<b>35</b>
<b>3 Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang</b>	<b>37</b>
<b>3.1 Simulation in EMPro</b>	<b>39</b>
<b>3.2 Weitere Simulationsdurchläufe</b>	<b>44</b>
<b>3.3 Endresultate für Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang</b>	<b>51</b>
3.3.1 Fertigung des Prototyps	54
3.3.2 Messergebnisse des Prototyps	56
<b>4 Streifenleiter-Hohlleiter Übergang</b>	<b>59</b>
<b>4.1 ADS-Berechnung des Mikrostreifenleiters</b>	<b>60</b>
<b>4.2 EMPro-Simulation</b>	<b>63</b>
4.2.1 Simulationen, erste Ergebnisse	63

Inhaltsverzeichnis	6
4.2.2 Übergang auf eine Platine übertragen	68
4.2.3 Überprüfung der Simulationen mit CST	72
<b>5 Simulation einer Patchantenne in CST</b>	<b>81</b>
<b>6 Aufbau eines Antennenmessplatzes</b>	<b>85</b>
<b>6.1 Grundlagen</b>	<b>85</b>
6.1.1 Messverfahren	87
6.1.2 Absorbertechnik	90
<b>6.2 Planung und Aufbau des Messtisches</b>	<b>95</b>
<b>6.3 Messvorbereitung</b>	<b>97</b>
<b>6.4 Messung der Richtcharakteristik</b>	<b>99</b>
<b>7 Fazit</b>	<b>105</b>
<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>108</b>

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2-1 Resonanzabsorption (Wikipedia, 2016)	15
Abbildung 2-2 $H_{10}$ -Mode, Energieverteilung des E-Feldes in einem Hohlleiter	17
Abbildung 2-3 Hohlleiterwellenlänge und Hüllkurve der Gruppengeschwindigkeit, Wellenausbreitung im Hohlleiter	19
Abbildung 2-4 Wandströme im Rechteckhohlleiter	19
Abbildung 2-5 Bandpass als Streifenleiter mit Via's (Wikipedia, 2016)	22
Abbildung 2-6 Ausbreitung der Welle im Hohlleiter	23
Abbildung 2-7 Induktive Kopplung	24
Abbildung 2-8 Seitenansicht induktive Kopplung	25
Abbildung 2-9 induktive Koppelschleife	25
Abbildung 2-10 kapazitive Kopplung (Wikipedia, 2016)	27
Abbildung 2-11 Feldverteilung vom Hohlleiter mit kapazitiver Ankopplung	27
Abbildung 2-12 verschiedene Streifenleiter: Mikrostreifenleitung (a), koplanare Zweibandleitung (b), Mikrostreifenleitung im Gehäuse (c), Koplanarleitung (d), geerdete Koplanarleitung (e), geschirmte Streifenleitung (f), Doppelbandleitung (g), offene Schlitzleitung (h)	29
2-13 Aufbau der Mikrostreifenleitung (Microwave Journal, 2015)	30
Abbildung 2-14 H-Feld vom Querschnitt einer MST	30
Abbildung 2-15 E-Feld vom Querschnitt einer MST	31
Abbildung 2-16 effektive rel. Dielektrizitätszahl und rel. Dielektrizitätszahl	31
Abbildung 2-17 Grounded Coplanar Waveguide (Microwave Journal, 2015)	33
Abbildung 2-18 Parasitäre Moden (Alhourri, 2008)	33
Abbildung 2-19 H-Felder vom Querschnitt einer GCPW	34
Abbildung 2-20 E-Felder vom Querschnitt einer GCPW	34
Abbildung 2-21 Speisung der Patchantenne erfolgt über ein Koaxialkabel (Antenna-Theory)	35
Abbildung 3-1 Koaxialleiter	37
Abbildung 3-2 EMPro, Ansicht-Oben	39
Abbildung 3-3 EMPro, Front-Ansicht	40
Abbildung 3-4 EMPro, kapazitive Ankopplung-Sonde mit Ankopplungspunkt, Feldausbreitung in Grün dargestellt (E-Felder werden in Grün dargestellt)	40
Abbildung 3-5 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter	41
Abbildung 3-6 EMPro, kapazitive Ankopplung-Sonde und Ankopplungspunkt horizontal verschoben, verbesserte E-Feldverteilung	41
Abbildung 3-7 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter	42
Abbildung 3-8 EMPro, kapazitive Ankopplung-abgerundete Halbsonden	42
Abbildung 3-9 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter	42
Abbildung 3-10 EMPro, Input Power	43
Abbildung 3-11 EMPro, Erste Tests mit Rampenfunktion, Loch unter dem Koaxialleiter	44
Abbildung 3-12 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter	45
Abbildung 3-13 EMPro kapazitive Ankopplung-ohne Sonde, mit Vertiefung	46
Abbildung 3-14 EMPro $ S_{11} $ -Parameter	46
Abbildung 3-15 EMPro, Feldbild kap. Kopplung	47

Abbildung 3-16 EMPro, kapazitive Ankopplung	48
Abbildung 3-17 EMPro, Koax-Hohlleiter Übergang mit Rampe und kap. Platte	48
Abbildung 3-18 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter	49
Abbildung 3-19 EMPro, Parameter Sweep einer Variablen	49
Abbildung 3-20 gleichmäßige Feldverteilung bei 18GHz	50
Abbildung 3-21 EMPro, Seitenansicht, Links der Hornstrahler, rechts die koaxiale Einspeisung mit Justierungsschraube	51
Abbildung 3-22 EMPro, Ansicht von oben	51
Abbildung 3-23 EMPro, Wellenausbreitung im Hohlleiter	52
Abbildung 3-24 EMPro, $ S_{11} $ -Parameter, finaler Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang	52
Abbildung 3-25 Größenvergleich der Sonde, SMA-Stecker und 1-Cent-Münze	54
Abbildung 3-26 fertig gestellter Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang	55
Abbildung 3-27 $ S_{11} $ -Reflexionsmessung	56
Abbildung 3-28 $ S_{21} $ -Vorwärts-Transmissionsmessung	57
Abbildung 3-29 $ S_{11} $ -Reflexionsmessung	58
Abbildung 4-1 50 $\Omega$ Leitung Smith Diagramm	60
Abbildung 4-2 ADS, Berechnung der 50 $\Omega$ Leitung	61
Abbildung 4-3 ADS, kompletter Aufbau der Mikrostreifenleitung und Anpassleitung	61
Abbildung 4-4 ADS, Simulationsergebnisse der optimierten Leitung	62
Abbildung 4-5 EMPro Mikrostreifenleitung	63
Abbildung 4-6 EMPro, Mikrostreifenleitung-Kopplung in den Hohlleiter	63
Abbildung 4-7 EMPro, Mikrostreifenleitung-Hohlleiter Übergang	64
Abbildung 4-8 EMPro, Aufbau der radialen Sonde	65
Abbildung 4-9 EMPro, $ S_{11} $ & $ S_{22} $ -Messung zur Abbildung 4.7	65
Abbildung 4-10 EMPro, $ S_{11} $ -Messung Resonanzfrequenz	66
Abbildung 4-11 EMPro, 3D-Simulation Mikrostreifenleitung-Hohlleiter	66
Abbildung 4-12 EMPro, Anpassung des Dielektrikums im Hohlleiter	67
Abbildung 4-13 EMPro, $ S_{11} $ (blaue Linie) und $S_{22}$ (grüne Linie)	67
Abbildung 4-14 EMPro, Ansicht oben, Aufbau mit 11 Via's	68
Abbildung 4-15 EMPro, E-Feldbild, Verteilung der Substratmoden	69
Abbildung 4-16 EMPro, $ S_{11} $ -(blaue Linie) und $ S_{22} $ -Parameter (grüne Linie)	70
Abbildung 4-17 EMPro, Kompletter Aufbau mit dünnerem Dielektrikum und schmalere Leiterbahnen	70
Abbildung 4-18 EMPro, Endresultate der $ S_{11} $ und $ S_{22} $ -Messungen	71
Abbildung 4-19 Benchmark vom Modell	72
Abbildung 4-20 $ S_{11} $ und $ S_{21} $ -Parameter	73
Abbildung 4-21 E-Feld bei 170 GHz	73
Abbildung 4-22 $ S $ -Parameter von zwei Übergängen	74
Abbildung 4-23 Neues Modell vom MST-WG Übergang	75
Abbildung 4-24 CST, $ S_{11} $ -Reflexionsmessung	75
Abbildung 4-25 CST, $ S_{21} $ -Transmission	76
Abbildung 4-26 CST, $ S_{11} $ nach der Optimierung	76
Abbildung 4-27 CST, $ S_{21} $ nach der Optimierung	77
Abbildung 4-28 EAGLE-Layout von der Leiterplatte	78
Abbildung 4-29 EAGLE-Übergang zum Waveguide	78
Abbildung 4-30 Übergang mit Transformationsleitung	79

---

Abbildung 4-31 $ S_{11} $ -Parameter	79
Abbildung 5-1 CST, Patchantenne Ansicht von oben	82
Abbildung 5-2 CST, $ S_{11} $ -Parameter der Patchantenne	82
Abbildung 5-3 CST, die Farfield-3D Simulation zeigt die Richtcharakteristik von oben(linkes Bild) und von der Seite(rechtes Bild)	83
Abbildung 5-4 Prinzip eines Antennenarrays, konstruktive Überlagerung in horizontaler Richtung	83
Abbildung 6-1 Nah- und Fernfeld (Djuknic, 2003)	85
Abbildung 6-2 Aufbau Sende-, Empfangsantenne	85
Abbildung 6-3 Antennenmessmethode 1	87
Abbildung 6-4 Antennenmessmethode 2, zwei identische Antennen	88
Abbildung 6-5 Antennenmessmethode 3, mit Referenzantenne	89
Abbildung 6-6 Antennenmessmethode 3, Vermessung mit der Antenne <i>GAUT</i>	89
Abbildung 6-7 Vermessung der Absorberplatte	91
Abbildung 6-8 Vermessung der Kokosmatte	92
Abbildung 6-9 Vermessung: Metallplatte	93
Abbildung 6-10 Vermessung 3D-Cornerreflektor	94
Abbildung 6-11 Antennenmessstand aufgebaut	95
Abbildung 6-12 Route schematisch dargestellt	99
Abbildung 6-13 Flussdiagramm vom Verfahrensweg	100
Abbildung 6-14 Richtcharakteristik in einem Dynamikbereich von ca. 18 dB mit 1849 Messpunkten	101
Abbildung 6-15 interpolierte Richtcharakteristik mit 7569 Messpunkten	102
Abbildung 6-16 Richtcharakteristik mit Median2-Filter von 48400 Messpunkten	102
Abbildung 6-17 Richtcharakteristik, Ansicht schräg oben (48400 Messpunkte)	103
Abbildung 6-18 Richtcharakteristik mit Nebenkeulen (48400 Messpunkte)	103

## Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Beschreibung
<b>ADS</b>	<u>A</u> dvanced <u>D</u> esign <u>S</u> ystem
<b>COM</b>	<u>C</u> omponent <u>O</u> bject <u>M</u> odel
<b>CST</b>	<u>C</u> omputer <u>S</u> imulation <u>T</u> echnology
<b>EAGLE</b>	<u>E</u> infach <u>A</u> nzuwendender <u>G</u> rafischer <u>L</u> ayout- <u>E</u> ditor
<b>EHF</b>	Millimeterwelle (engl. <u>e</u> xtr <u>e</u> mly <u>h</u> igh <u>f</u> requency)
<b>EMPro</b>	<u>E</u> lectromagnetic <u>P</u> rofessional
<b>ESA</b>	Spektrumanalysator (engl. <u>e</u> lectrical <u>s</u> pectrum <u>a</u> nalyzer)
<b>E-Feld</b>	Elektrisches Feld
<b>GPS</b>	Globales Positionsbestimmungssystem (engl. <u>G</u> lobal <u>P</u> ositioning <u>S</u> ystem)
<b>GSM</b>	Mobiles Kommunikationssystem (engl. <u>G</u> lobal <u>S</u> ystem for <u>M</u> obile <u>C</u> ommunications)
<b>HF</b>	Hochfrequenz, Kurzwelle (engl. <u>h</u> igh <u>f</u> requency)
<b>H-Feld</b>	Magnetisches Feld
<b>ISM</b>	Industrie, Wissenschaft, Medizin (engl. <u>i</u> ndustrial, <u>s</u> cientific, <u>m</u> edical)
<b>Koax</b>	Koaxialkabel
<b>MST</b>	Mikrostreifenleitung (engl. <u>m</u> icro <u>s</u> trip line)
<b>MATLAB</b>	<u>M</u> ATrix <u>L</u> ABoratory
<b>PTFE</b>	<u>P</u> olytetrafluorethylen
<b>SMA-Stecker</b>	Mikrowellen-Stecker (engl. <u>S</u> ubminiature <u>A</u> )
<b>SNR</b>	Signal-Rausch-Verhältnis (engl. <u>s</u> ignal-to- <u>n</u> oise <u>r</u> atio)
<b> S11 </b>	Eingangsreflexionsfaktor
<b> S21 </b>	Vorwärts-Transmissionsmessung
<b> S22 </b>	Ausgangsreflexionsfaktor
<b>Via</b>	Senkrechte Durchkontaktierung (engl. <u>v</u> ertical <u>i</u> nterconnect <u>a</u> ccess)
<b>WR</b>	Rechteckhohlleiter (engl. <u>W</u> aveguide <u>r</u> ectangular)

## Formelverzeichnis

Formel	Beschreibung
<b>f</b>	Frequenz
<b>f<sub>gr</sub></b>	Grenzfrequenz
<b>r<sub>fern</sub></b>	Entfernung
<b>F</b>	Freiraumdämpfung zwischen zwei isotropen Strahlern
<b>λ</b>	Freiraumwellenlänge
<b>c</b>	Lichtgeschwindigkeit
<b>ε</b>	Dielektrizitätszahl
<b>a</b>	Hohlleiterlänge
<b>b</b>	Hohlleiterbreite
<b>v</b>	Geschwindigkeit
<b>Z</b>	Wellenwiderstand
<b>w</b>	Breite der Streifenleitung
<b>h</b>	Höhe des Dielektrikums
<b>T</b>	Höhe der Streifenleitung
<b>C</b>	Richtcharakteristik
<b>D<sub>a</sub></b>	Außendurchmesser vom Koaxialkabel
<b>d<sub>i</sub></b>	Innendurchmesser vom Koaxialkabel
<b>L</b>	Größe geometrische Ausdehnung der Antenne
<b>G</b>	Antennengewinn (engl. Gain)
<b>η</b>	Wirkungsgrad
<b>P</b>	Leistung
<b>D</b>	Antennenrichtwirkung
<b>λ<sub>gr10</sub></b>	Grenzwellenlänge

# 1 Einleitung

In dieser Masterarbeit geht es um die Simulation und Optimierung einer Patchantenne mit einem Mikrostreifenleiter-Hohlleiter Übergang, die sich im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz befinden. Diese Hochfrequenz (HF)-Komponenten sollen gefertigt und anschließend mit einem selbst konzipierten Antennenmessstand vermessen werden. Der Messstand soll für den Frequenzbereich ab 100 GHz aufgebaut werden.

Die Hochfrequenztechnik beschäftigt sich im Allgemeinen mit elektromagnetischen Wellen, deren Wellenausbreitung sowie dem Senden und Empfangen von Wellen. In der Hochfrequenztechnik ist das Bestreben jedes HF-Entwicklers die nahezu reflexions- und verlustfreie Übertragung von Wellen. Um die elektromagnetischen Wellen mit nur geringen Verlusten zu übertragen, werden häufig Hohlleiter Übergänge eingesetzt. Hohlleiter gewinnen in der heutigen Zeit stetig an Bedeutung, weil immer mehr Anwendungen in höhere Frequenzbänder verschoben werden und Hohlleiter in höheren Frequenzbereichen weniger Verluste aufweisen als Koaxialkabel. Dadurch können z.B. in der Radar- und Antennentechnik Signale mit höheren Leistungen gesendet und empfangen werden. Weitere signifikante Teilgebiete der HF-Technik sind neben der Radar- und Antennentechnik, die Leitungs- und Messtechnik, die in der Masterarbeit einen wichtigen Anteil ausmachen.

Um ein besseres Verständnis für diesen Themenbereich zu schaffen, werden im Kapitel 2 theoretische Betrachtungen angestellt. In den Grundlagen wird speziell auf das EHF-Frequenzband (extremely high frequency), Hohlleiter, Kopplungen, Dielektrikum, Streifenleiter und Patchantennen eingegangen.

Mit steigender Frequenz erhöhen sich die Anforderungen an die HF-Bauteile aufgrund der immer kleiner werdenden Abmessungen. Daher soll zur Einarbeitung in die Thematik ein Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang im Frequenzbereich von 18 GHz bis 26 GHz untersucht und entworfen werden.

Im Kapitel 3 wird ein Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang für den Frequenzbereich von 18 GHz bis 26 GHz untersucht. Anschließend wird im Kapitel 4 ein Hohlleiter-Streifenleiter Übergang simuliert. Sowohl das Design, als auch die Simulation der Übergänge werden mit dem Programm EMPro erstellt. Dieses Programm arbeitet mit einer Näherungslösung und betrachtet nur das äußere Verhalten. Die Auswertung der Simulations- und Messergebnisse soll anhand der S-Parameter und der Feldverläufe erfolgen.

Zur Bestimmung der Abmessungen der Mikrostreifenleitung wird das Programm ADS (Advanced Design System) verwendet. Das Programm wird in der HF-Technik zur Simulation, Dimensionierung und Optimierung von Schaltungen genutzt.

Damit die Mikrostreifenleitung hergestellt werden kann, muss ein Platinenlayout erstellt werden. Dafür soll die Software EAGLE (Einfach Anzuwendender Grafischer Layout-Editor) verwendet werden.

Für die Simulation einer Patchantenne werden im Kapitel 5 zwei verschiedene Programme verwendet. Zum einen Antenna Magus, das eine große Bibliothek von diversen HF-Komponenten beinhaltet, womit ein Grundmodell einer Patchantenne zur Verfügung steht. Außerdem wird das Tool CST (Computer Simulation Technology) verwendet, um weitere Optimierungen der vorgegebenen Antenne vorzunehmen. Zur Analyse der Patchantenne werden die jeweiligen S-Parameter und die Richtcharakteristik der Antenne betrachtet.

Im Kapitel 6 wird der Aufbau eines Antennenmessplatzes beschrieben. Dieser ermöglicht die Bestimmung der Richtcharakteristik und des Gewinns von Antennen. Damit keine Messungenauigkeiten entstehen, muss der Aufbau des Messplatzes sehr genau kalibriert sein und die Motoren müssen sich mit einer hohen Präzision bewegen. Dabei erfolgt mit MATLAB die Ansteuerung von zwei Motoren über die COM-Schnittstelle. Der dritte Motor wird über ein mitgeliefertes Tool von der Firma Faulhaber gesteuert. Die Schienen sollen somit automatisiert 3D-Koordinaten mit einer Last von maximal 1 kg abfahren und Antennendiagramme erstellen. Mit diesem Messstand soll die Richtcharakteristik der Patchantenne, inklusive Streifenleiter-Hohlleiter Übergang vermessen werden.

## 2 Theoretische Vorbetrachtungen

### 2.1 Frequenzband EHF

Das EHF-Frequenzband stellt in dieser Thesis eine wichtige Rolle dar, da sich sowohl die Patchantenne, als auch der Übergang von der Streifenleitung zum Hohlleiter in dem Frequenzband befinden. Das Frequenzband EHF steht für „extremely high frequency“ und befindet sich im Frequenzbereich bei 110 GHz bis 170 GHz. Zudem soll der Antennenmesstand für den Bereich ab 100 GHz ausgelegt werden.

Der obere Frequenzbereich ist gefragter denn je, denn aufgrund der großen Anzahl an Diensten und Übertragungsverfahren ist der niedrige Frequenzbereich völlig ausgeschöpft. Dadurch werden einzelne Anwendungen im Frequenzband immer weiter nach oben verschoben und komplette Anwendungsbereiche werden in den Bereich von 110 GHz bis 170 GHz verlagert, die später noch kurz beschrieben werden. (ROHDE & SCHWARZ) Der Frequenzbereich wird vorwiegend von Sensorik und Radaranwendungen, mit Auflösungen von wenigen Millimetern, genutzt.

Jedoch sind den Millimeterwellen (30 GHz bis 300 GHz) einige Nachteile zuzuordnen und legen dar, warum das Frequenzband im zivilen Bereich zunächst kaum genutzt wurde. Durch die immer höher genutzten Frequenzen werden die Prozessorchips stetig kleiner, das führt zu hohen Kosten in der Herstellung.

Ein Nachteil ergibt sich in der begrenzten Reichweite. Im Bereich ab 30 GHz werden die Frequenzen stärker beeinflusst und die Dämpfung in  $\frac{dB}{km}$  steigt stark an. Das ist zurückzuführen auf die Absorptionslinien von Wasserdampf und Sauerstoff. Es gibt insgesamt viele Gase und Verunreinigungen deren Absorptionslinie in den Millimeterbändern liegen. Der Effekt ist unterhalb der Frequenz von 30 GHz aufgrund der niedrigen Dichte vernachlässigbar. (HF-Praxis, 2013)

In der Abbildung 2-1 wird deutlich gemacht, dass die Resonanzfrequenzen von Wasserdampf und Sauerstoff die Übertragung stören, aus diesem Grund findet eine Einteilung in sogenannte Frequenzfenster (Frequenzbänder) statt.

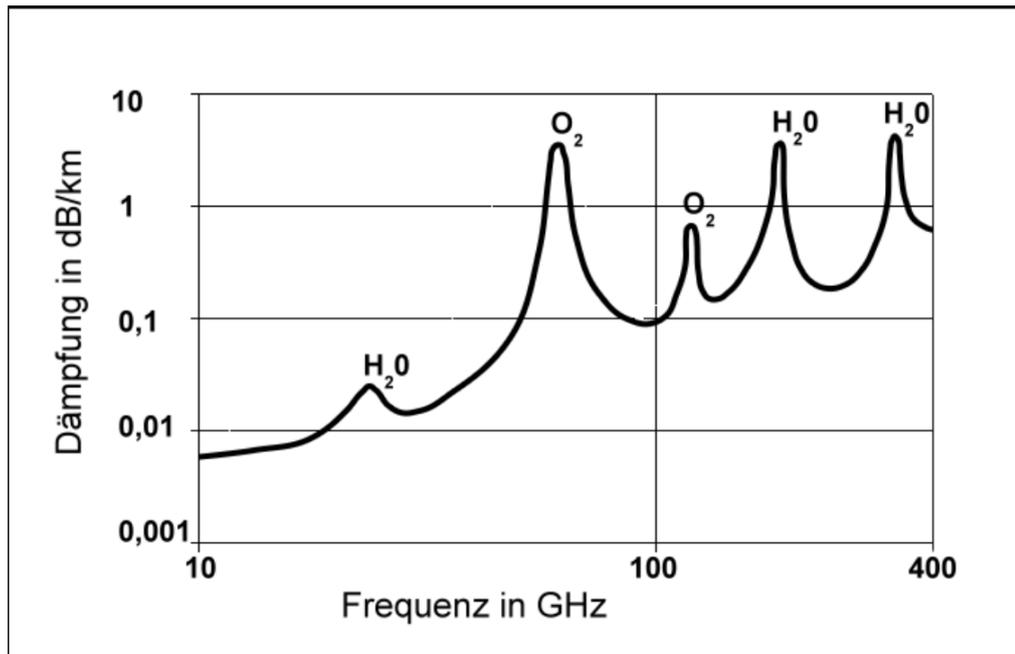


Abbildung 2-1 Resonanzabsorption (Wikipedia, 2016)

Eine weitere Einschränkung ist die Freiraumdämpfung  $F$  (engl. free space Loss) bei der Übertragung von elektromagnetischen Wellen. Die Freiraumdämpfung beeinflusst die Leistungsdichte bei der Ausbreitung der elektromagnetischen Welle im freien Raum. Das führt zu einer Dämpfung der Welle, bei denen andere Störeinflüsse ausgenommen sind (z.B. Luft oder Störungen durch Reflexionen). (Wikipedia, 2016) Die Freiraumdämpfung ist frequenzabhängig  $f_{GHz}$  und kann mittels folgender Formel [2-1] berechnet werden. Die Entfernung  $r_{km}$  (in Kilometer) beschreibt den direkten Sichtkontakt zwischen Sender und Empfänger und wird auch line-of-sight (LOS) genannt.

$$F = 92,4 + 20 \cdot \log(f_{GHz}) + 20 \cdot \log(r_{km}) \quad [2-1]$$

Die Auswirkungen der Freiraumdämpfung werden in einem expliziten Beispiel verdeutlicht.

$$f = 60 \text{ GHz}$$

$$r = 10 \text{ m} = 0,01 \text{ km}$$

$$F = (92,4 + 35,6 - 40) \text{ dB} = 87,93 \text{ dB}$$

Das bedeutet, dass 88 dB nur durch die Freiraumdämpfung stattfinden. Jedoch kann der Freiraumdämpfung mit guter Empfangsempfindlichkeit, hoher Sendeleistung und einem hohen Antennengewinn (engl. Gain) entgegen gewirkt werden. (Frenzel, 2013)

Radarsysteme profitieren von einer Funktion der elektromagnetischen Welle, die Beamwidth oder auch Strahlbreite genannt wird. Das bedeutet, dass die Strahlbreite

vom Phasenzentrum aus immer größer wird und ein hoher Öffnungswinkel zur Detektion von entfernten Objekten zur Verfügung steht. Das Phasenzentrum ist in diesem Zusammenhang ein elektronischer Referenzpunkt, von dem die Welle gesendet wird.

Auf der anderen Seite sind schmale Strahlbreiten in Radaren äußerst nützlich, um dicht aneinander liegende Ziele auseinander halten zu können. Jedoch erfordern schmale Öffnungswinkel große Antennenmaße, das kann in manchen Systemen die Implementierung der Antennen erschweren.

Je nach Anwendungsbedarf kann der Öffnungswinkel der Antenne variiert werden. Zudem ergeben sich für das EHF-Band weitere verschiedene Anwendungsbereiche. Das Militär nutzt den Bereich unter anderem für das bildgebende Radar und erkenntnisbasierte Systeme. Selbst Radio-Astronomen nutzen aus Forschungszwecken das Übertragungsfenster der Millimeterwelle. Die Millimeterwellen werden auch schon seit einigen Jahren zur Untersuchung von Dickschwankungen und zur Erkennung von Stoffen eingesetzt. (Wikipedia, 2016) Die Wellen haben nämlich die Eigenschaft, dass diese kontaktfrei problemlos Stoffe durchdringen können. Das ermöglicht eine zerstörungsfreie Prüfung, die zunehmend an Bedeutung gewinnt.

Außerdem wird die nächste Mobilfunktechnik, die 5. Generation (5G) auf Millimeterwellen setzen, weil das EHF-Band höhere Datenraten und größere Kapazitäten ermöglicht. Außerdem sorgen die kürzeren Wellenlängen für kleinere Aperturen der Antennen. Deren Richtwirkung ist mit Antennen zu vergleichen, die in niedrigeren Frequenzbändern arbeiten. Anhand des Skalierungsprinzips lassen sich niederfrequente Antennen problemlos in höhere Frequenzen mit gleicher Richtwirkung übertragen. Ein praktisches Beispiel wird in Kapitel 5 erläutert.

Eine weitere Einschränkung stellt das ISM (engl. industrial, scientific, medical)-Band dar, in dem die Zuteilungen der Frequenzen für die Industrie, Medizin und Wissenschaft festgelegt werden. Im D-Band darf nur in dem Frequenzbereich von 122 GHz bis 123 GHz mit einer maximalen Leistung von 100 mW EIRP (äquivalente isotrope Strahlungsleistung) gesendet werden. Für die Frequenzbereiche zwischen 110 GHz bis 122 GHz und 123 GHz bis 170 GHz muss der Entwickler bei Behörden explizit anfragen, weil der Bereich bereits für andere Dienste reserviert ist.

Insgesamt überwiegen die Vorteile der Millimeterwelle, denn die kürzeren Wellenlängen ermöglichen Antennen mit höheren Gewinn, kleineren Aperturen und größeren Bandbreiten. Hierzu ein exemplarisches Beispiel. In Cockpits können keine Radarsysteme verwendet werden, die mehrere Meter groß sind. Aufgrund der Nutzung von Millimeterwellen kann der Öffnungswinkel kleiner und die Frequenz größer gewählt werden, obwohl die Antennenapertur genauso klein bleibt. (ETHW, 2015)

## 2.2 Rechteckhohlleiter

Hohlleiter dienen im Allgemeinen zur nahezu verlustfreien Übertragung von elektrischen Bandpasssignalen. Es können sich im Hohlleiter nur Frequenzen ausbreiten, die in einem bestimmten Zusammenhang zu den Abmessungen des Hohlleiters stehen. Aus diesem Grund unterliegen Rechteckhohlleiter der Norm DIN 47302-1, in der geschrieben steht, dass die breitere Hohlleiterseite „a“ immer den doppelten Wert der schmaleren Seite „b“ besitzt.

Beim Rechteckhohlleiter ist der Grundmode der  $H_{10}$ -Mode (Abbildung 2-2). Das elektrische Feld ist an der Stelle maximal, wo auch das magnetische Feld am größten ist. Damit sind E und H in Phase.

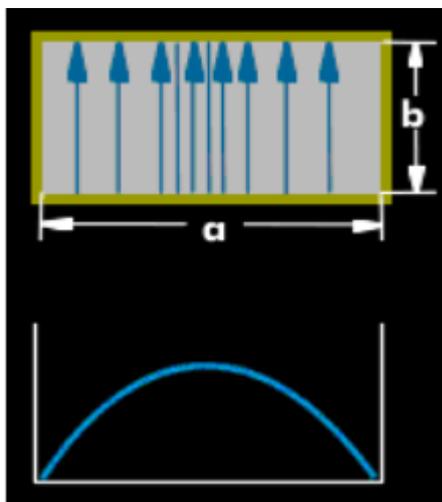


Abbildung 2-2  $H_{10}$ -Mode, Energieverteilung des E-Feldes in einem Hohlleiter

(Lipinski, 2007)

Beim  $H_{10}$  Grundmode wird die Formel der Freiraumwellenlänge [2-2] verwendet

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad [2-2]$$

und mit der Grenzwellenlänge  $\lambda_{gr_{10}}$  (Formel [2-3]) ergibt sich

$$\lambda_{gr_{10}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{2a}\right)^2 + \left(\frac{0}{2b}\right)^2}} = 2 \cdot a \quad [2-3]$$

die untere Grenzfrequenz  $f_{gr}$ , auch Cut-off-Frequenz genannt. Sie wird durch die Querschnittsabmessung a des Hohlleiters bestimmt, siehe Formel [2-4].

$$f_{gr} = \frac{c}{2 \cdot a} \quad [2-4]$$

Hohlleiter jeder Art haben einen Hochpasscharakter und erst oberhalb der Grenzfrequenz kann sich der Grundmode ausbreiten. Ist die Anregungsfrequenz jedoch kleiner als die Grenzfrequenz, so wird die Leistung der eingespeisten Welle exponentiell gedämpft und ist nicht ausbreitungsfähig.

Mit dem Abstand in z-Richtung, der zwei größten Amplituden der Welle (Abbildung 2-3), wird die Hohlleiterwellenlänge  $\lambda_H$  bestimmt, siehe Formel [2-5]. Dieser Wert ist immer höher als die Freiraumwellenlänge  $\lambda$ .

$$\lambda_H = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr10}}{f}\right)^2}} \quad [2-5]$$

Laut der Formel [2-6] kann die Phasengeschwindigkeit  $v_P$  einen höheren Wert als die Lichtgeschwindigkeit annehmen. Jedoch bezieht sich die Annahme nur auf einzelne Punkte mit einer konstanten Phase, die sich schneller ausbreiten können.

$$v_P = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr10}}{f}\right)^2}} > c \quad [2-6]$$

Im Gegensatz zur Phasengeschwindigkeit, kann die Gruppengeschwindigkeit einer Welle nicht höher als die Lichtgeschwindigkeit sein. Eine Wellengruppe besteht aus mehreren Wellen unterschiedlichster Frequenzen und Amplituden (Abbildung 2-3), die sich mit der Gruppengeschwindigkeit  $v_g$  ausbreitet. Die Gruppengeschwindigkeit gibt die Geschwindigkeit an, mit der sich das Maximum der Wellengruppe ausbreitet und ist maßgebend für die Übertragung von Daten und Signalen ([Formel 2-7]). Die Variable  $f_{gr10}$  steht für die Grenzfrequenz des  $H_{10}$ -Modes.

Zudem ist die Gruppengeschwindigkeit frequenzabhängig, was bei breitbandigen Signalen zur Dispersion führen kann. Dispersion ist die Verzerrung bzw. Verbreiterung eines Signals. (Hantscher, HF-Schaltungstechnik, 2015)

$$v_g = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{gr10}}{f}\right)^2} < c \quad [2-7]$$

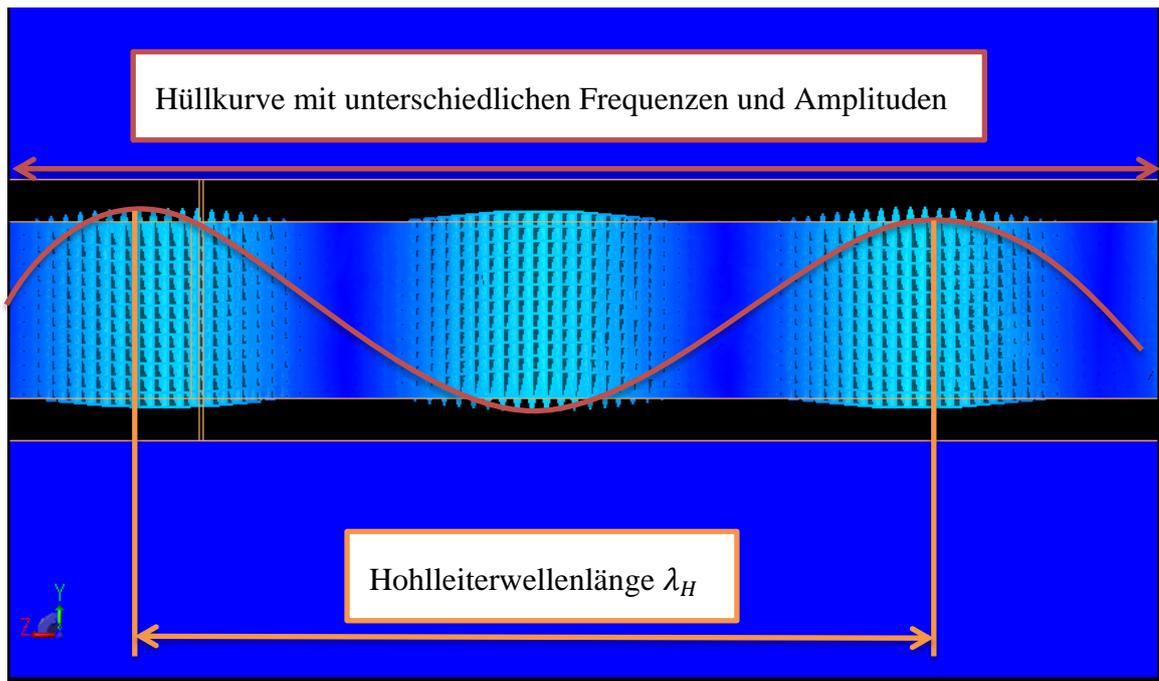


Abbildung 2-3 Hohlleiterwellenlänge und Hüllkurve der Gruppengeschwindigkeit, Wellenausbreitung im Hohlleiter

Beim Rechteckhohlleiter ist die Breite „a“ signifikant für die Leitfähigkeit, in Bezug auf die zu übertragende Frequenz. Für hohe Frequenzen werden Hohlleiter mit kleineren Abmessungen benötigt. Es findet jedoch über Wandstromverluste eine Dämpfung der Wellen statt (siehe Abbildung 2-4). (Clemen, WS 97/ 98) Dabei muss der Skin-Effekt betrachtet werden, denn bei hohen Frequenzen wird der Strom an der Oberfläche des Leiters geführt. Üblicherweise werden zum Bau eines Hohlleiters die Metalle Kupfer, Messing oder Aluminium verwendet. Um die Verluste zu verringern, ist eine Versilberung oder Vergoldung besonders hilfreich. Mit einer Beschichtung von den Außenwänden des Hohlleiters können weitere Verluste reduziert werden, weil Gold und Silber eine höhere Leitfähigkeit besitzen. (Clemen, WS 97/ 98)



Abbildung 2-4 Wandströme im Rechteckhohlleiter

(Wolff, Radartutorial)

Eine weitere Variante zur Reduzierung der Verluste ist, dass die Stecker und Buchsen vergoldet werden. Gold hat den Vorteil, dass es nicht korrodiert. Das verhindert die Oxidation des Werkstoffes und sorgt für einen geringen Übertragungswiderstand. Zudem sorgt eine Beschichtung für ein schöneres Aussehen und die Kontakte bleiben länger sauber. Die Goldschicht wird nur wenige Mikrometer dick aufgetragen. (Clemen, WS 97/98)

In Hohlleitern gibt es unendlich viele ausbreitungsfähige Moden. Für bestimmte Frequenzbänder gibt es z.B. standardisierte Hohlleiter mit entsprechenden Bezeichnungen. WR42 ist für das Frequenzband von 18 GHz bis 26,5 GHz vorgesehen oder WR06 steht für den Bereich von 110 GHz bis 170 GHz. WR bedeutet „waveguide rectangular“ und die darauffolgende Zahl entspricht der Breite der Seite  $a$  in Hundertstel Zoll.

Neben den Rechteckhohlleitern gibt es noch weitere Bauformen, wie die runden Hohlleiter. Diese weisen bei hohen Frequenzen geringere Dämpfungen auf, als Rechteckhohlleiter, jedoch ist die Anfertigung deutlich aufwendiger. Auf kurze Entfernungen können ebenso rechteckige Hohlleiter verwendet werden, weil eine ähnliche Charakteristik, wie bei runden Hohlleitern besteht. Hinzu kommt noch, dass bei Rechteckhohlleitern der Übergang an Streifenleitern unkomplizierter ist.

### 2.3 Dielektrikum

Das Dielektrikum bzw. das Substrat ist eine nichtleitende Substanz, mit nicht frei beweglichen Ladungsträgern und wirkt in diesem Zustand somit als Isolator. Befindet sich ein Dielektrikum zwischen zwei Objekten mit einem Potenzialunterschied, entsteht ein elektrisches Feld und die nicht frei beweglichen Ladungsträger werden polarisiert. Die Dielektrizitätszahl  $\epsilon$  (Epsilon), die sich aus der relativen  $\epsilon_r$  und der absoluten Dielektrizitätszahl  $\epsilon_0$  zusammen setzt, gibt die Durchlässigkeit eines Materials für elektrische Felder an (siehe Formel [2-8]). (Wikipedia, 2016)

$$\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$$

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad [2-8]$$

Substrate für Hochfrequenz-Anwendungen müssen im Allgemeinen besonders geringe dielektrische Verlustfaktoren aufweisen. Typische Substrate sind in der Hochfrequenztechnik Polyethylen, PTFE (Polytetrafluorethylen), Keramik (z.B. Steatit, Aluminiumoxid), Glimmer oder Luft.

Die Wahl des Substrats ist sehr entscheidend, denn in Abhängigkeit vom Substrat wird die Dicke und Breite vom Substrat und Leiter bestimmt. Je größer die relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  ist, desto kleiner können die Leiterbahnen gewählt werden. Diese Gesetzmäßigkeit ermöglicht eine Verkleinerung von Bauelementen bei gleicher Dielektrizitätszahl. Der Nachteil bei einer höheren Dielektrizitätszahl ist der steigende „Dissipation factor“ (Df), der Faktor für die Verluste vom Substrat. Dadurch kann nicht jedes beliebige Substrat gewählt werden.

Die Anforderungen und die Komplexität von Leiterplatten wachsen, aufgrund der zunehmend steigenden Packungsdichte elektronischer Schaltungen stetig. Das führt dazu, dass die HF-Komponenten eine immer bessere Abschirmung benötigen. (Contag, 2008) Bei steigenden Frequenzen können sich im Substrat höhere Moden ausbilden, auch Substratmoden genannt. Diese können mit einem parasitären Wellenleiter verglichen werden, der bei hohen Frequenzen entsteht, indem sich ein Teil der Welle ins Dielektrikum überkoppelt. Die Auswirkungen der Moden können durch geringere Substratdicken (hohes  $\epsilon_r$ ) reduziert werden oder es wird an der Position, wo sich die Substratmoden ausbilden, Via's eingesetzt. Via's sind Durchkontaktierungen zwischen den Leiterbahnebenen, die im besten Fall durchgehend entlang der Strecke des Leiters gelegt werden (siehe Abbildung 2-5). Auf diese Weise können auch stehende Wellen vermieden werden. Der einzige Nachteil ist der relativ große Platzbedarf auf der Platine.

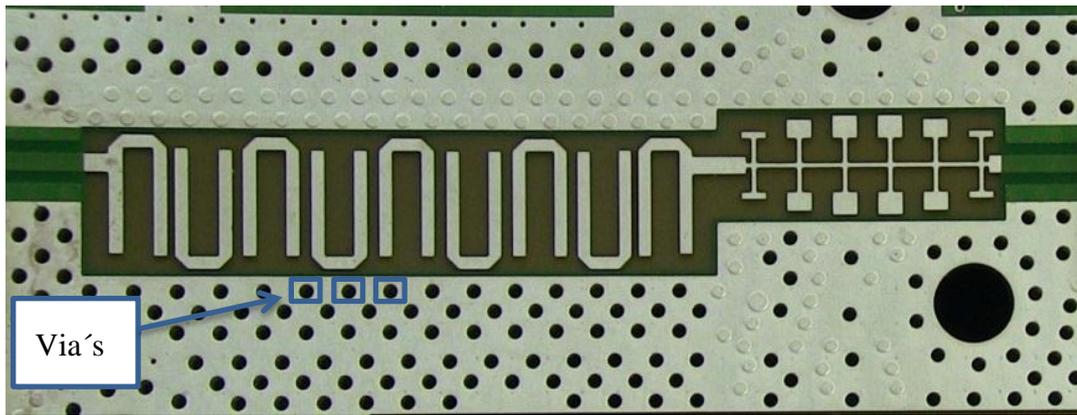


Abbildung 2-5 Bandpass als Streifenleiter mit Via's (Wikipedia, 2016)

Eine Alternative zu den oben genannten Dielektrika stellt Quarz dar. Die Besonderheit an Quarz ist die Festigkeit. Die Quarzschicht ist sehr starr und lässt sich nicht verbiegen, deswegen kann dieses Substrat dünner, als andere Dielektrika gewählt werden (in der Dimension von  $50\ \mu\text{m}$ ). Dennoch weist Quarz ebenso Nachteile auf. Aufgrund der dünnen Schicht kann das Material leicht brechen und die relative Dielektrizitätskonstante kann nur geringfügig variiert werden.

## 2.4 Hohlleiterkopplung

Hohlleiter-Übergänge werden aufgrund ihrer verlustfreien Übertragung häufig in der HF-Technik eingesetzt. Über die Kopplung findet die Einspeisung in den Hohlleiter statt. Das Ziel der Hohlleitereinspeisung ist, dass die Energie durch den Hohlleiter möglichst verlustfrei übertragen wird. Bei Hohlleitern ist der Einspeisepunkt  $\frac{\lambda}{4}$  vom Ende und von den Seitenwänden des Hohlleiters entfernt. Die elektromagnetische Welle kann sich in die drei Richtungen nicht ausbreiten, weil bei einer Entfernung von  $\frac{\lambda}{4}$  ein unendlich hoher Widerstand einer kurzgeschlossenen Leitung besteht. Somit breitet sich in der Abbildung 2-6 die Welle in der verbleibenden Ausbreitungsrichtung aus. (Wolff, Radartutorial)

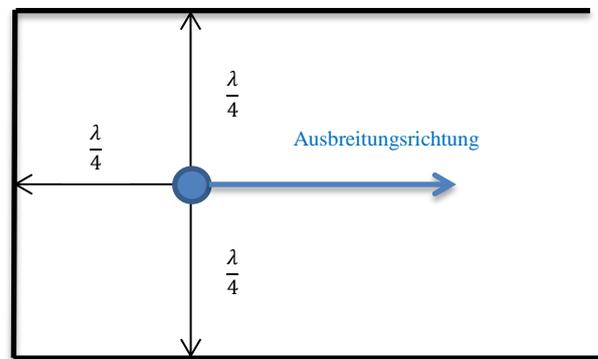


Abbildung 2-6 Ausbreitung der Welle im Hohlleiter

Es gibt zwei grundsätzliche Methoden von Kopplungen, die in der Hochfrequenztechnik eingesetzt werden. Die induktive und die kapazitive Kopplung, die in den folgenden Untergliederungspunkten 2.4.1 und 2.4.2 beschrieben werden.

### 2.4.1 Induktive Kopplung

Eine induktive Kopplung kann durch einen langen Leiter vollzogen werden, der einen Kurzschluss erzeugt. Der Leiter wird direkt auf eine mit dem Gehäuse verbundene Metallfläche gesetzt, wodurch der Widerstand minimal wird.

In der Abbildung 2-7 ist eine stufenförmige Anordnung zu sehen, in der jede Stufe eine genau definierte Höhe und Länge aufweist. Damit ist es möglich gezielt Wellen anzuregen, um einen geringeren  $|S_{11}|$ , Eingangsreflexionsfaktor zu erhalten.

Aus vorhergehenden Untersuchungen und Tests ist bekannt, dass die optimale Form einer cos-Funktion gleich kommt. Jedoch ist diese in der Praxis nicht zu realisieren, weil sie aus unendlich vielen Signalstufen besteht. Aus diesem Grund wird die cos-Funktion in eine endliche Zahl quantisiert. In diesem Fall werden vier Stufen eingebaut, um die Funktion darzustellen. Durch diese Anordnung kann sich die elektromagnetische Welle besser durch den Hohlleiter ausbreiten.

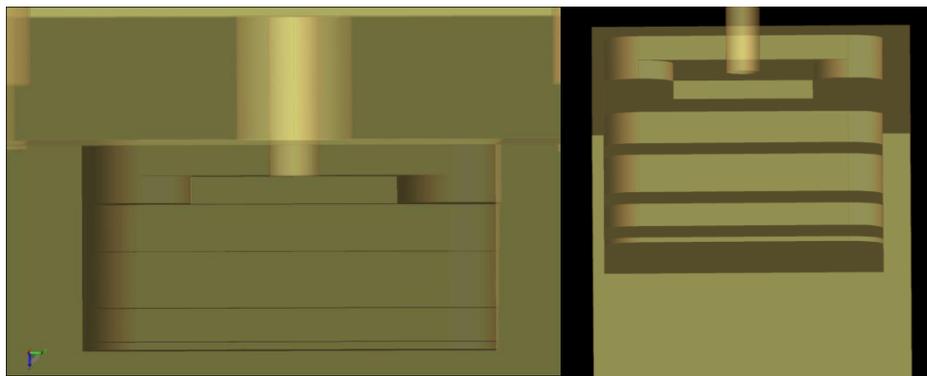


Abbildung 2-7 Induktive Kopplung

Die Abbildung 2-8 zeigt eine Seitenaufnahme für die induktive Ankopplung von einem Hohlleiter mit einer schrägen Rampe, die linear abfällt. Hinter der Sonde ist eine Kurzschlussplatte positioniert, um elektromagnetische Energie zu reflektieren und wieder zur Sonde zu leiten. Dabei ist unbedingt darauf zu achten, dass der Abstand zwischen der Sonde und der Kurzschlussplatte  $\frac{\lambda}{4}$  beträgt. Durch die Entfernung von  $\frac{\lambda}{4}$  findet an der metallischen Platte eine  $180^\circ$  Phasenverschiebung statt, wodurch sich eine konstruktive Überlagerung ergibt.

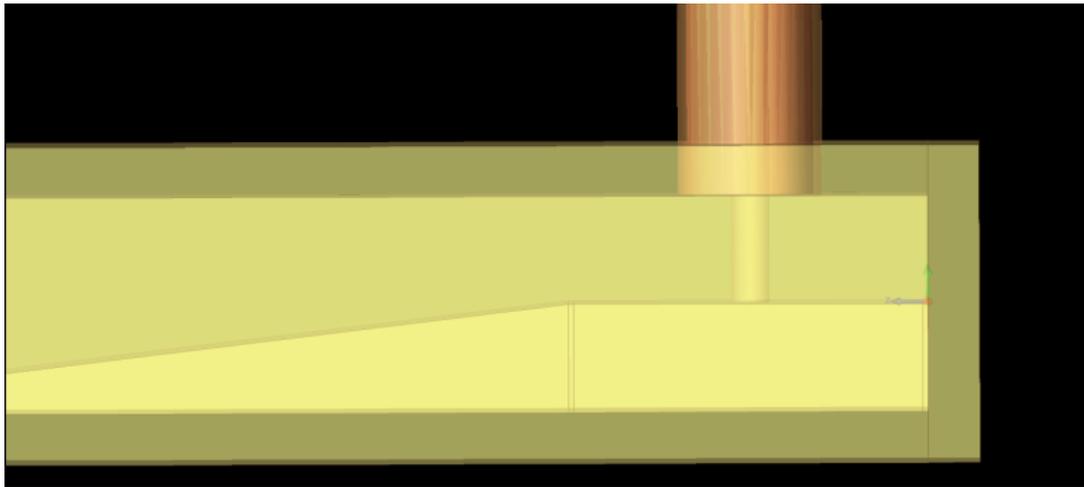


Abbildung 2-8 Seitenansicht induktive Kopplung

Eine weitere Möglichkeit ist, dass induktive Koppelschleifen verwendet werden, die im Bereich großer Feldstärken angeordnet sind (Abbildung 2-9). Auf diese Weise tritt der magnetische Fluss durch die Fläche der Koppelschleife hindurch. (H.H. Meinke, 08.10.1992)

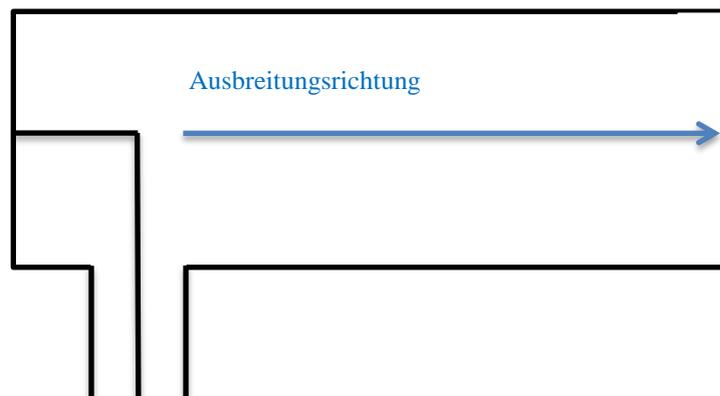


Abbildung 2-9 induktive Koppelschleife

Der Nachteil der Anordnung ist, dass die induktive Sonde eine nicht veränderliche Eintauchtiefe besitzt, womit eine nachträgliche Anpassung nicht möglich ist.

Einen Schwerpunkt stellt die induktive Ankopplung, mit der Verbindung zum Hohlleiter dar. Der Leiter muss an den Hohlleiter geklemmt oder gelötet werden. Dabei ist der Werkstoff des Hohlleiters sehr entscheidend, denn jedes Metall (Aluminium, Messing, Gold, Kupfer, usw.) hat unterschiedliche Eigenschaften.

Aluminium hat eine sehr dünne Oxidschicht, auf der Lötzinn schlecht haftet, wodurch kalte Lötstellen entstehen können. Das bedeutet, dass zwar eine mechanische Verknüpfung besteht, aber keine elektrische Verbindung vorhanden ist. Ein gebräuchlicher Werkstoff für die Hohlleiter ist Messing, der sich aber ähnlich wie

Aluminium verhält und über eine gewisse Zeit lässt der Wirkungsgrad der induktiven Ankopplung stark nach. Eine weitere Alternative wäre Gold, wobei das Metall zu weich und sehr preisintensiv ist. Kupfer stellt hierbei ein solides Material dar, das für Lötvorgänge hervorragend geeignet ist.

Es muss dabei bedacht werden, dass bei steigenden Frequenzen die Hohlleiterabmessungen in den Mikrometer-Bereich gehen, wodurch Löten oder Bonden einen hohen Schwierigkeitsgrad aufweisen.

### 2.4.2 Kapazitive Kopplung

Die kapazitive Ankopplung kann in der Schaltungstechnik bei Hohlleitern genutzt werden. In der Hochfrequenztechnik ist auf die kapazitive Kopplung besonders zu achten, da sie stark frequenzabhängig ist und mit steigender Frequenz die Kapazität zunimmt. Ein wichtiger Faktor ist die Entfernung zwischen den beiden Leitern, denn umso größer die Distanz zwischen den Leitern ist, umso kleiner wird die Kapazität  $C_s$  (siehe Abbildung 2-10). Wenn zwischen beiden Leitern eine Potentialdifferenz besteht, entsteht ein elektrisches Feld. Bei einer zeitlichen Änderung werden vom elektrischen Feld Verschiebungsströme und Störspannungen verursacht. Dies hat zur Folge, dass Streukapazitäten entstehen, die sich entlang der Leitungen verteilen.

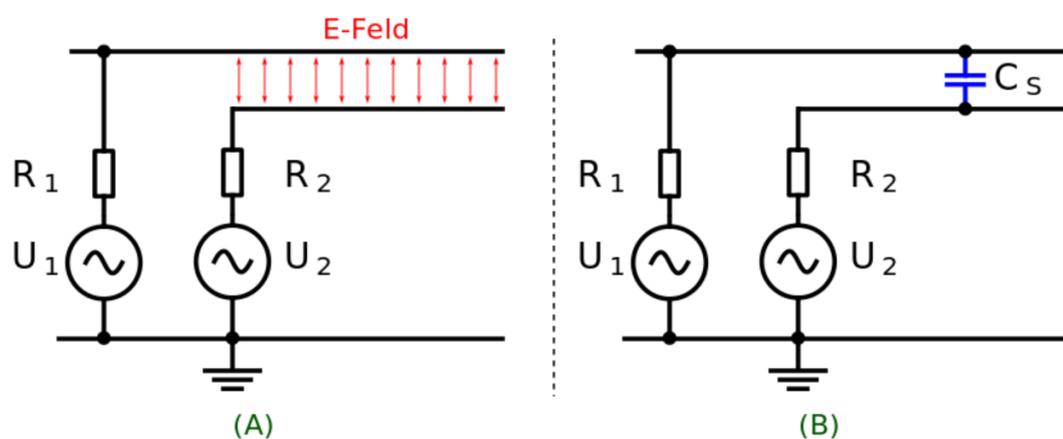


Abbildung 2-10 kapazitive Kopplung (Wikipedia, 2016)

Ein Beispiel für eine kapazitive Ankopplung ist in der Abbildung 2-11 dargestellt. Die Sonde befindet sich in der Mitte des Hohlleiters. Die Wellen werden von diesem Punkt abgestrahlt und breiten sich entlang des Hohlleiters aus. Das elektrische Feld verläuft von der Sonde senkrecht bis zum unteren Teil des Hohlleiters. Der offene Leiter strahlt in den Hohlleiter. An der Stelle, an der die größte elektrische Feldstärke herrscht, sollte die Ankopplung stattfinden.

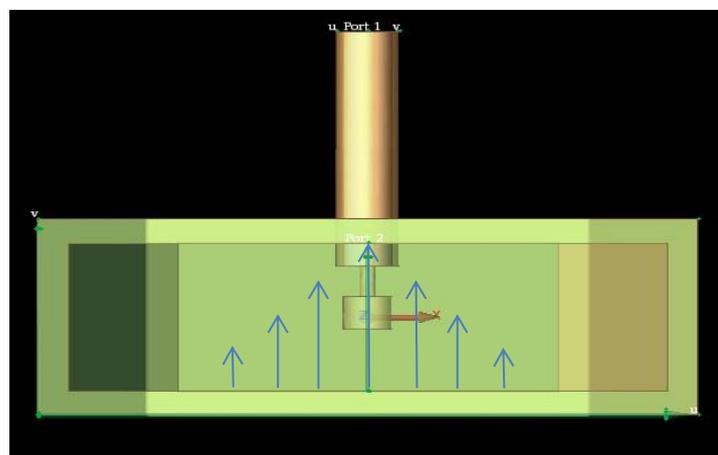


Abbildung 2-11 Feldverteilung vom Hohlleiter mit kapazitiver Ankopplung

## 2.5 Typisierung Streifenleiter

Streifenleiter sind die am häufigsten verwendeten Leitungen für Mikrowellenschaltungen und werden in der Industrie, aufgrund ihrer einfachen und günstigen Reproduzierbarkeit, regelmäßig eingesetzt. Die Streifenleiter bestehen stets aus einem Substratmaterial, welches mit dünnen leitfähigen Streifen beschichtet ist. Die Leiterbahnen bestehen meistens, aufgrund ihrer guten Leitfähigkeit, aus Kupfer. Sie können bei Bedarf so dünn gewählt werden, dass nur eine geringe Feldausbreitung außerhalb der planaren Struktur auftritt. Das hat den positiven Aspekt, dass in den meisten Fällen kein Gehäuse notwendig ist.

Ein Nachteil ergibt sich bei den zeitaufwändigen Simulationen und Berechnungen der Abmessungen. Bei den einzelnen Übergängen der Streifenleiter ist eine Anpassung an  $50 \Omega$  notwendig, ansonsten treten unerwünschte Reflexionen auf, die zu höheren Leitungsverlusten führen können. Die Normierung auf den  $50 \Omega$  Anschluss entstand aus einem Kompromiss, weil niedrige Dämpfungswerte am besten bei  $77 \Omega$  erzielt werden und das Maximum der Feldstärke bei  $30 \Omega$  liegt. (Microwaves) Das Verhältnis aus der Substratdicke, Streifenbreite und der Dielektrizitätskonstante bestimmt den Wellenwiderstand.

Es ist bekannt, dass die Kupferoberflächenrauigkeit von PCB-Substraten sowohl die Leiterverluste, als auch die Ausbreitungskonstante der Übertragungsleitung beeinflusst. Das bedeutet, wenn eine erhöhte Oberflächenrauigkeit der Leiterbahnen besteht, führt die Rauigkeit bei der Übertragung von Leistungen zu größeren Verlusten. (Microwave Journal, 2012)

Es gibt eine Vielzahl an verschiedenen Streifenleitern (Abbildung 2-12), die sich in ihren Eigenschaften, wie zum Beispiel im Aufbau oder der Feldverteilung unterscheiden. Einige Merkmale sind z.B.: die Leiterdicke, die Herstellungskosten, eine konstante Impedanz, das Übersprechen (engl. Crosstalk) und die Abschirmung. (Thüringer, 2005)

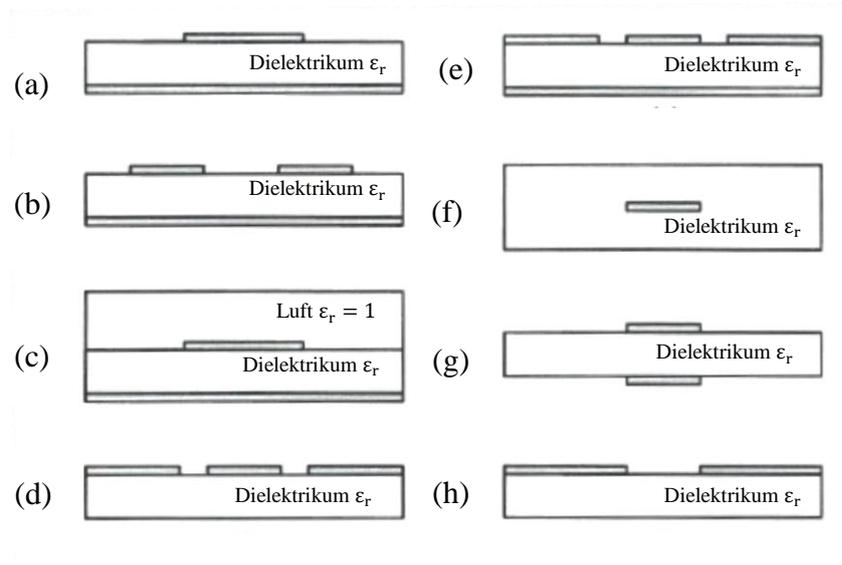


Abbildung 2-12 verschiedene Streifenleiter: Mikrostreifenleitung (a), koplanare Zweibandleitung (b), Mikrostreifenleitung im Gehäuse (c), Koplanarleitung (d), geerdete Koplanarleitung (e), geschirmte Streifenleitung (f), Doppelbandleitung (g), offene Schlitzleitung (h)

Auf die Mikrostreifenleitung (a) und auf die Koplanarleitungen (d) und (e) wird in den folgenden Kapiteln unter 2.5 näher eingegangen und die Streifenleiter (b), (c), (e), (f), (g), und (h) werden kurz mit den wichtigsten Merkmalen beschrieben.

Bei der koplanaren Zweibandleitung (b) überlagern sich die Felder zweier unsymmetrischer Streifenleitungen.

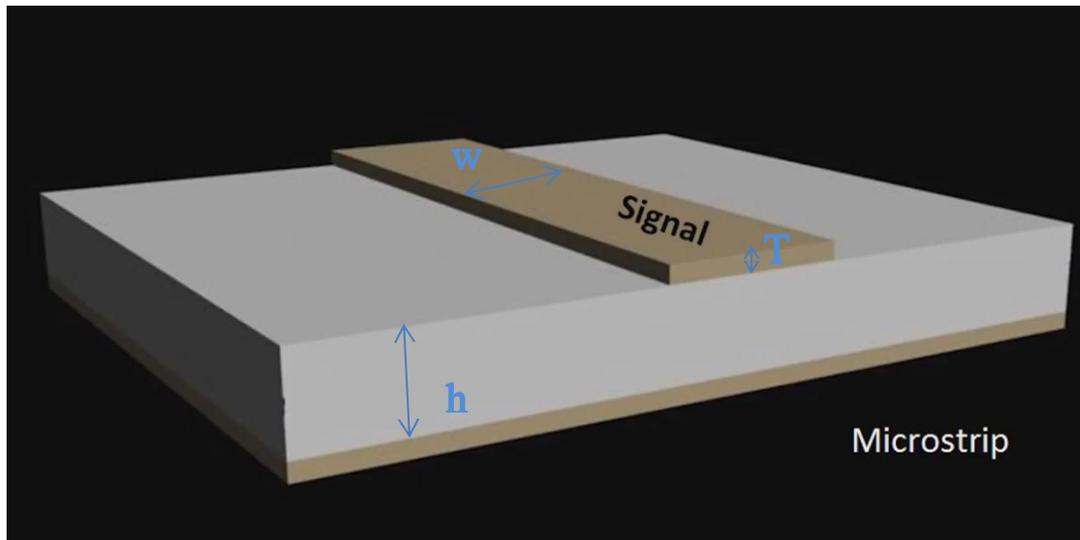
Im Bild (c) wird die Mikrostreifenleitung von einem Gehäuse abgedeckt. Das ermöglicht eine Abschirmung von umgebenden Störsignalen und es werden keine Störsignale an die Umgebung abgegeben. Eine optimierte Dimensionierung der Wandabstände verhindert Resonanzen und eine Ausbreitung von E- und H-Feldern in der Luft.

Die geschirmte Streifenleitung (f) oder auch Triplate-Leitung genannt, hat ähnliche Eigenschaften, wie die von Koaxialkabeln. Der Leitungstyp weist sehr geringe Dispersionen und Abstrahlungsverluste auf.

Es gibt noch einige weitere Streifenleiterarten, wie zum Beispiel die Doppelbandleitung (g) oder die offene Schlitzleitung (h), die im Rahmen dieser Masterarbeit nicht weiter thematisiert werden.

### 2.5.1 Mikrostreifenleitung

Bei der Mikrostreifenleitung, siehe Abbildung 2-13, konzentriert sich die Feldenergie zwischen den Leiterbahnen und der Massefläche und wird auch als unsymmetrische Leitung bezeichnet. Auf der Unterseite befindet sich eine Grundplatte (z.B. aus Kupfer), die durch ein Dielektrikum, mit der Höhe  $h$ , von einer kleineren Leiterbahn, mit der Breite  $w$  und der Höhe  $T$  getrennt wird.



2-13 Aufbau der Mikrostreifenleitung (Microwave Journal, 2015)

Die elektromagnetischen Felder werden umso stärker,

- je breiter die Leiter,
- je höher die Permittivität des Dielektrikums,
- je dünner das Dielektrikum oder
- je höher die Frequenz ist.

Die Wellenausbreitung findet bei der Mikrostreifenleitung nicht nur im Substrat, sondern auch in der Luft statt. Dadurch wird ein Teil der Leistung in den freien Raum abgestrahlt, siehe Abbildung 2-14 und 2-15.

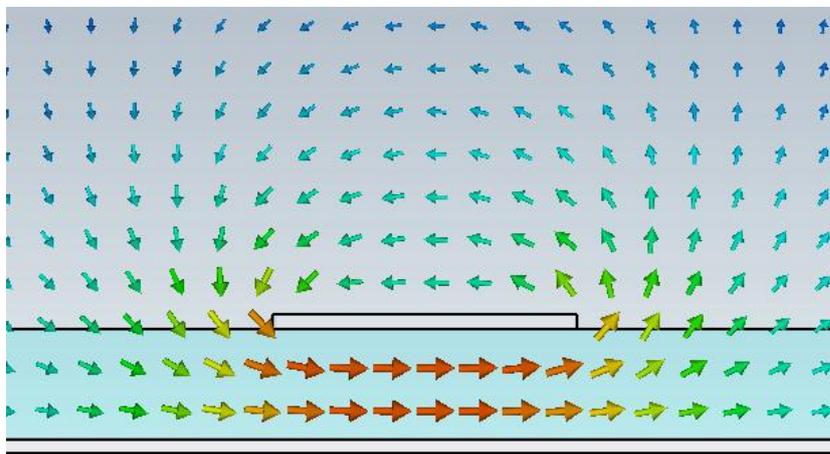


Abbildung 2-14 H-Feld vom Querschnitt einer MST

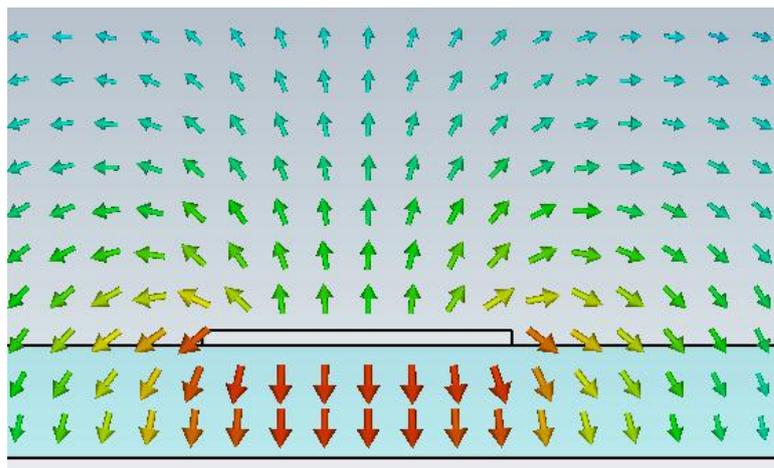


Abbildung 2-15 E-Feld vom Querschnitt einer MST

Die Feldverteilung einer Mikrostreifenleitung ist abhängig von der relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  vom Substrat. Jedoch ist die relative Dielektrizitätszahl über das Frequenzband in der Praxis nicht konstant. (Hesselbarth, 2014) Somit muss die effektive relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_{r,eff}$  bestimmt werden [Formel 2-10], um die genaue Auslegung der Leitungsdimensionen berechnen zu können. In der Abbildung 2-16 wird der Unterschied zwischen der relativen und der effektiven relativen Dielektrizitätszahl dargestellt.

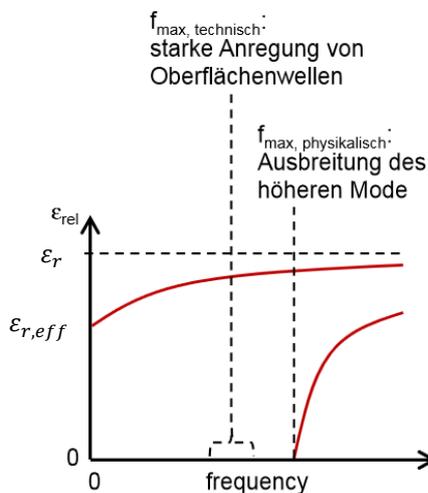


Abbildung 2-16 effektive rel. Dielektrizitätszahl und rel. Dielektrizitätszahl

(Hesselbarth, 2014)

Mit Hilfe der Formeln [2-9] bis [2-13] lassen sich die Dimensionen der Mikrostreifenleitung bestimmen. (TU Berlin)

Der Wellenwiderstand  $Z_L$  der Leitung wird durch die folgende Formel [2-9] bestimmt.

$$Z_L = \frac{60 \Omega}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \cdot \ln \left[ \frac{\left[ 6 + (2 \cdot \pi - 6) \cdot e^{-\left(30,6 \cdot \frac{h}{w}\right)^{0,7528}} \right] \cdot h}{w} + \sqrt{\left(1 + \left(\frac{2 \cdot h}{w}\right)^2}\right)} \right] \quad [2-9]$$

Die Approximation nach Hammerstad und Jensen dient für die Berechnung der Werte für a, b und  $\varepsilon_{r,eff}$  (Formel [2-10 bis 2-13]).

$$\varepsilon_{r,eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10h}{w}\right)^{-ab} \quad [2-10]$$

$$a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \cdot \left[ \frac{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + \left(\frac{w}{52 \cdot h}\right)^2}{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \cdot \ln \left[ 1 + \left(\frac{w}{18,1 \cdot h}\right)^3 \right] \quad [2-11]$$

$$b = 0,564 \cdot \left[ \frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right]^{0,053} \quad [2-12]$$

Die Genauigkeit ist mit 99,8% mehr als ausreichend und ersetzt somit die numerische Rechenmethode.

Die Streifenleitungsdicke  $\Delta w$  kann durch die numerische Näherung nach Hammerstad und Jensen in der Formel [2-13] berechnet werden.

$$\Delta w = \frac{1}{2 \cdot \pi} \left[ 1 + \frac{1}{\cosh(\sqrt{\varepsilon_r - 1})} \right] \cdot \ln \left[ 1 + 4 \cdot \frac{e}{\left(\frac{t}{h}\right) \cdot \coth^2 \cdot \sqrt{6,517 \cdot \frac{w}{h}}} \right] \quad [2-13]$$

(Henri J. Maramis, 1988)

### 2.5.2 Koplanare Leitung

Die Koplanarleitung (engl. coplanar waveguide) besitzt in der Mitte einen Streifenleiter, der von zwei Masseflächen umgeben ist. Genauso wie die Mikrostreifenleitung befindet sich unter der Leiterschicht ein Dielektrikum mit einer relativen Dielektrizitätskonstante.

Durch eine zusätzliche Modifikation der koplanaren Leitung können die Wechselwirkungen zwischen den Leiterstrukturen und der Umgebung verringert werden. Dazu wird in der Abbildung 2-17 auf der Unterseite der Streifenleitung eine Massefläche hinzugefügt, die durch Durchkontaktierungen mit den oberen Masseflächen verbunden wird. (Wikipedia Streifenleiter, 2016) Diese Leitung wird auch geerdete Koplanarleitung (engl. grounded coplanar waveguide) genannt.

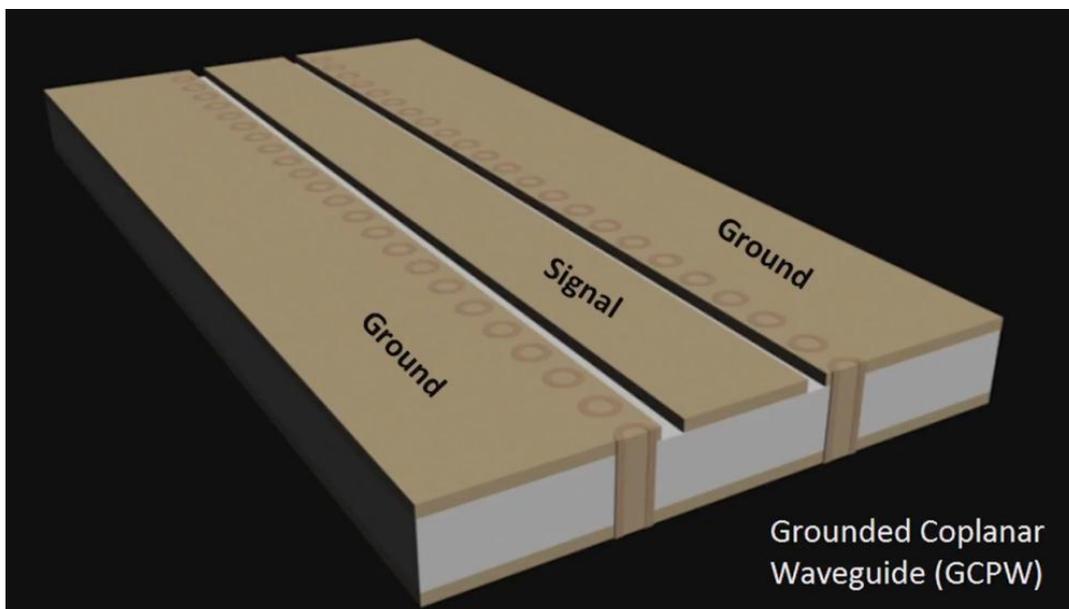


Abbildung 2-17 Grounded Coplanar Waveguide (Microwave Journal, 2015)

Mit den Durchkontaktierungen können parasitäre Moden, wie der Koplanarleitungsmodus, Schlitzleitungsmodus oder der Parallelplattenmodus vermieden werden, siehe Abbildung 2-18.

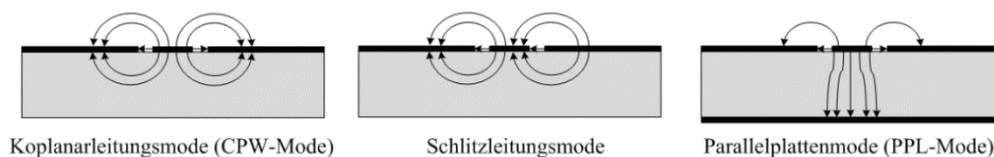


Abbildung 2-18 Parasitäre Moden (Alhourri, 2008)

Die Wellenform ist wie bei der Mikrostreifenleitung eine quasi-TEM Welle (Abbildung 2-19 und 2-20).

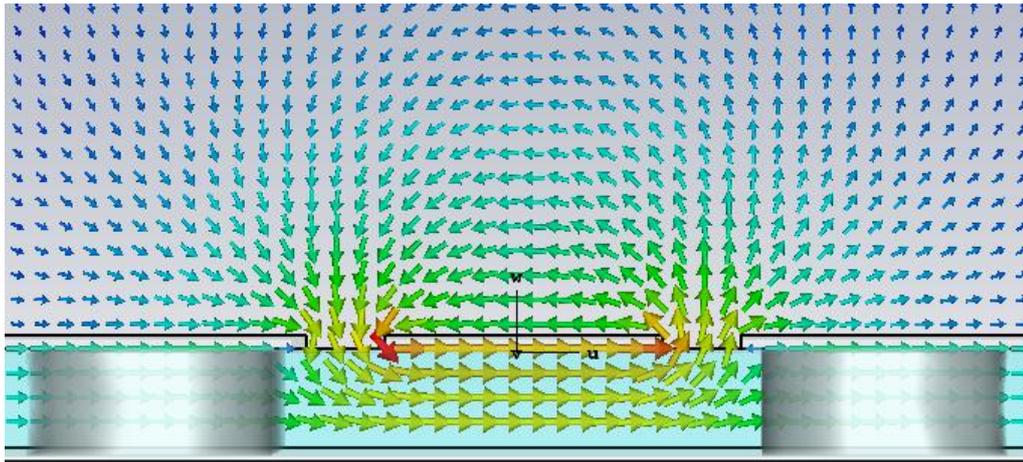


Abbildung 2-19 H-Felder vom Querschnitt einer GCPW

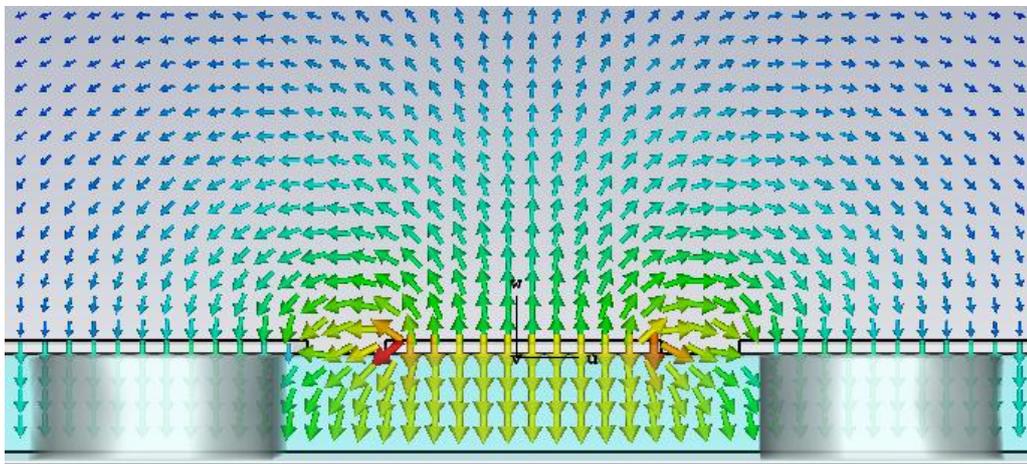


Abbildung 2-20 E-Felder vom Querschnitt einer GCPW

Die Mikrostreifenleitung und die geerdete Koplanarleitung weisen ähnliche Charakteristiken auf. Die MST ist seit Jahrzehnten eine der meist verwendeten Streifenleitungen, wodurch viel über das Verhalten bekannt ist. Die GCPW wird ebenso im großen Umfang in Mikrowellen-PCB-Anwendungen verwendet. Dennoch ist die MST leichter in HF-Bauelemente zu implementieren und die Charakteristiken sind genau bekannt, weshalb weitere Betrachtungen in der Masterarbeit auf die MST bezogen werden.

## 2.6 Patchantennen

Streifenleiter können nicht nur zur Kopplung, Fortleitung oder Filterung von hohen Signalfrequenzen verwendet werden. Auch das Abstrahlverhalten der Leiterbahnen kann sich zu Nutze gemacht werden. Dabei wird eine planare Struktur von Streifenleitern verwendet und diese wird als Leitungsresonator aufgebaut (Patchantenne).

Durch sogenannte Antennenarrays ist es möglich mehrere Antennen zu koppeln, um eine verstärkte Richtwirkung und einen größeren Antennengewinn zu erzielen. Jede Patchantenne hat eine eigene Richtcharakteristik. Die Richtcharakteristik  $C$  eines Arrays (Formel [2-14]) ist somit das Produkt der Einzelcharakteristik  $C_{Einzel}$ , von einer einzelnen Antenne und der Arraycharakteristik  $C_{Array}$ . Diese Form der Antenne wird auch Panelantenne genannt.

$$C(\varphi, \theta) = C_{Einzel}(\varphi, \theta) \cdot C_{Array}(\varphi, \theta) \quad [2-14]$$

(Hantscher, Hf-Technik, Funkübertragung, Antennentechnik, elektromagnetische Wellen, 2015)

Zur Speisung der Patchantennen werden in der HF-Technik vorzugsweise 2 Varianten eingesetzt. Einerseits die Einspeisung über eine Mikrostreifenleitung, die „inset feed“ genannt wird (Kapitel 5) oder andererseits die Einspeisung von unten über eine Sonde. Der Außenleiter des Koax ist mit der Grundebene verbunden und der Mittelleiter vom Koax wird bis zur Patchantenne verlängert, siehe Abbildung 2-21.

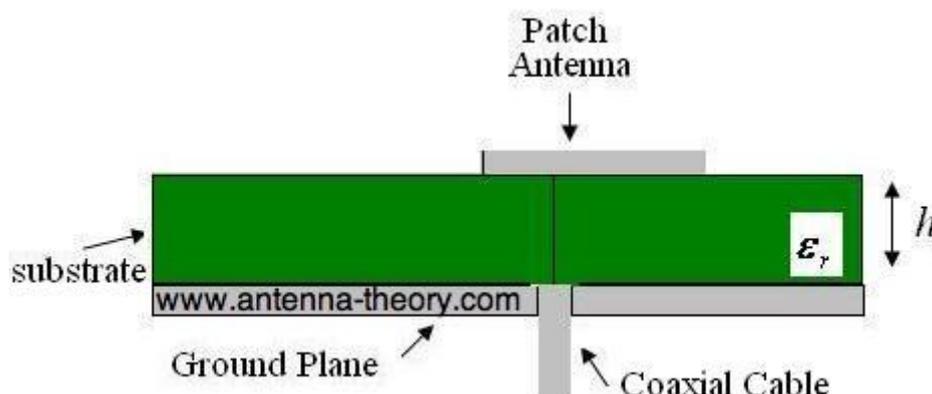


Abbildung 2-21 Speisung der Patchantenne erfolgt über ein Koaxialkabel (Antenna-Theory)

Die Art der Speisung kann die Bandbreite und die Fußpunktimpedanz der Antenne erheblich beeinflussen. Die Fußpunktimpedanz oder auch Fußpunktwidestand genannt, beschreibt die Impedanz, die am Antennenanschluss gemessen werden kann. (Wikipedia Patchantenne, 2013)

Der Anwendungsbereich von Patchantennen ist vielseitig. Aufgrund der geringen Größe werden die Antennen in Navigationsgeräten, GSM/GPS-Modulen, Smartphones, PDAs (persönlicher digitaler Assistent), Notebooks und anderen mobilen Geräten eingesetzt.

Im Bereich der Mikrowellen können einige Störungen auftreten, wie das bekannte Rauschen, Reflexionen oder auch das Ringing. Unter Ringing versteht sich das Nachklingen von Antennen. Eine ideale Antenne strahlt nur während der Dauer des Anregungsimpulses, aber in der Praxis strahlt die Antenne, aufgrund von inneren Reflexionen auch weiterhin mit reduzierter Leistung ab. Dieser Effekt kann verringert werden, indem das Substrat von der Leitung dünner gewählt wird. Eine weitere Möglichkeit ist die Widerstandsbelastung, auf Kosten von einer niedrigeren Strahlungseffizienz, zu erhöhen. Der Nachteil ist dabei, dass sich die Ausgangsleistung senkt.

Die verschiedenen Störungen können durch eine passende Antenne reduziert werden, die durch die folgenden Parameter beschrieben werden:

- Bandbreite,
- Größe der Antenne,
- Anzahl der Elemente,
- Komplexität des Aufbaus,
- Abstrahlcharakteristiken,
- Rückflussdämpfung (return loss)
- oder Antennengewinn (gain). (Paolo Baldonero, 2011)

Es gibt insgesamt noch viele weitere wichtige Faktoren. Aufgrund der Vielzahl der Faktoren soll im Kapitel 5 zuerst eine einfache rechteckige Patchantenne verwendet, die im Nachhinein etappenweise optimiert wird.

### 3 Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang

In diesem Kapitel wird der Schwerpunkt auf die Simulation und Herstellung eines Koaxialkabel-Hohlleiter Übergangs im Frequenzbereich von 18 GHz bis 26 GHz gesetzt. Zuvor werden jedoch noch einige Besonderheiten vom Koaxialkabel erläutert.

Die Differenz vom Außendurchmesser  $D_a$  und Innendurchmesser  $d_i$  muss stets kleiner als  $\frac{\lambda}{2}$  sein (Abbildung 3-1), damit nur die Ausbreitung des gewünschten TEM-Grundmode erfolgt (siehe Formel [3-1]). Ist diese Bedingung nicht erfüllt, können sich höhere Moden im Koaxialkabel ausbreiten.

$$D_a - d_i \leq \frac{\lambda}{2} \quad [3-1]$$

(Pauli, 2011)

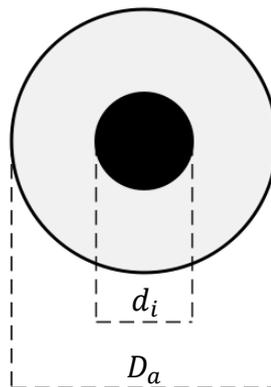


Abbildung 3-1 Koaxialleiter

(Wikipedia Koaxialkabel, 2016)

Hierzu ein Erläuterungsbeispiel:

Wenn ein luftgefüllter Koaxialleiter ( $\epsilon_r=1$ ) bei einer Frequenz von 18 GHz ( $\lambda= 0,0166$  m) angesteuert wird, so ergibt sich laut der Formel [3-1] eine Differenz von 8,33 mm, welche demzufolge  $\frac{\lambda}{2}$  nicht überschreiten darf.

Die Eingangsleistung, die in den Hohlleiter vom Koaxialkabel übertragen wird, ist abhängig von dem Verhältnis vom Außendurchmesser zu Innendurchmesser und den dielektrischen Eigenschaften des Isolationsmaterials  $\epsilon_r$ . Mit der Formel [3-2] kann der Wellenwiderstand  $Z_L$  des Kabels bestimmt werden, um eine Optimierung des Wellenwiderstandes zu erzielen und Verluste beim Übergang zu vermeiden.

$$Z_L \approx \frac{60 \Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \left( \frac{D_a}{d_i} \right) \quad [3-2]$$

(Bundesnetzagentur, 2007)

In der Regel hat die Koaxialleitung einen viel kleineren Leitungswiderstand, als der Hohlleiter. Durch die Reduzierung der Breite des Hohlleiters oder der Stege des Antennenhorns, kann der Leitungswiderstand verringert werden, was eine breitbandige Anpassung ermöglicht. (Petermann, 2012)

### 3.1 Simulation in EMPro

Simulationen dienen im Allgemeinen der Vorhersage vom Verhalten eines Modells und werden in diesem Kapitel mit EMPro durchgeführt. Dieses Programm arbeitet mit der Finite-Elemente Methode (FEM), einem Berechnungsverfahren, welches Näherungslösungen verwendet, da exakte analytische Lösungen nicht immer existieren. Es handelt sich dabei um ein automatisiertes System, das mit einer „Black-Box“ arbeitet. Das bedeutet, dass nur das äußere Verhalten betrachtet wird. (Mathiak, 2010)

Diese Untersuchungen sollen erste Erkenntnisse zur Effektivität einer kapazitiven Kopplung liefern. In dieser Simulation wird eine 24 GHz Hornantenne an einen WR42 Hohlleiter mit einem Koaxialanschluss (SMA-Stecker) erstellt und in den Kapiteln 3.1-3.3 simuliert. Als Materialien wird für das Dielektrikum im Koaxialleiter PTFE (Polytetrafluorethylen  $\epsilon_r = 2,06$ ) verwendet. In der Abbildung 3-2 wird die Ansicht von Oben eines standardmäßigen Übergangs dargestellt. Für den Hohlleiter, Hornstrahler und Innenleiter wird, aufgrund der guten Leitfähigkeit, Kupfer ausgewählt (gelbe Flächen).



Abbildung 3-2 EMPro, Ansicht-Oben

Zur weiteren Anpassung des Systems werden vom Koaxialkabel der Außenleiter und das Dielektrikum verschoben, sodass diese mit dem Hohlleiter abschließen und sich keine zusätzlichen Kanten im Innenraum befinden (siehe Abbildung 3-3, blaue Pfeile). Es ist davon auszugehen, dass sich die Felder von den Kanten des Leiters in alle möglichen Richtungen ausbreiten. Es findet eine Streuung der Felder statt.

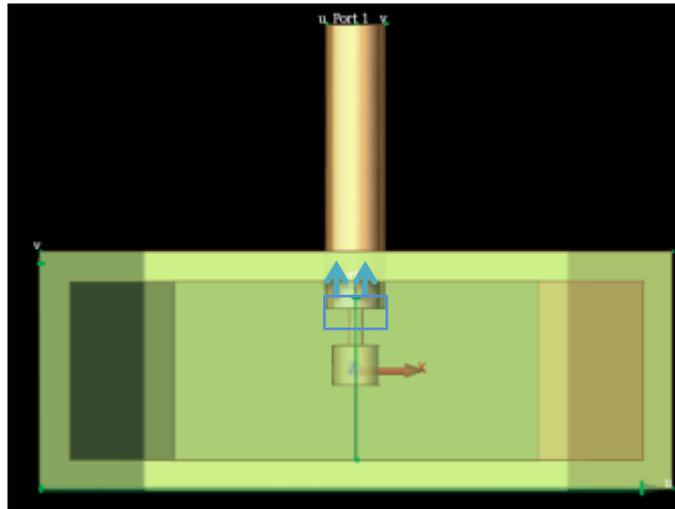


Abbildung 3-3 EMPro, Front-Ansicht

Der Frequenzbereich wird von 22 GHz bis 26 GHz auf einen größeren Bereich von 16 GHz bis 30 GHz festgelegt. Dadurch ändert sich die Mittenfrequenz und es ergeben sich andere Werte für die Hornantenne, weil die Abmessungen der Hornstege abhängig von der Frequenz sind.

Mit der kapazitiven Kopplung wird zwischen zwei metallisierten Flächen ein elektrisches Feld aufgebaut. Um eine homogene Feldausbreitung zu erzielen, wird auf der Unterseite des Hohlleiters ein zusätzlich leitfähiges Material eingefügt (Abbildung 3-4).

Die Kapazität kann durch Verändern der Eintauchtiefe variiert werden, indem z.B. von unten eine Justierungsschraube in den Hohlleiter eingebracht wird. Das runde leitfähige Material dient als Ankopplungspunkt und hat die gleichen Dimensionen, wie die Sonde auf der gegenüberliegenden Seite.

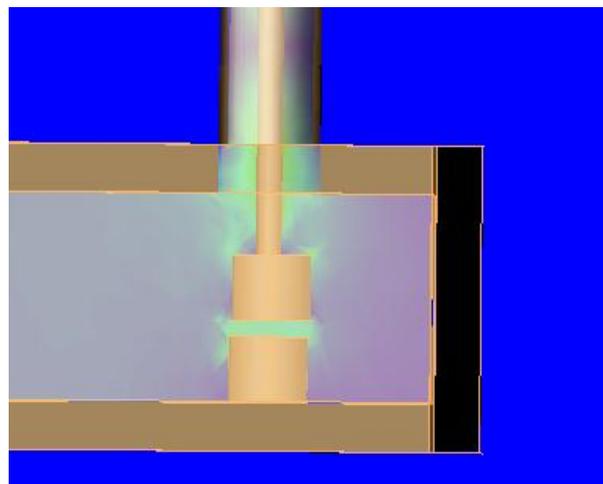


Abbildung 3-4 EMPro, kapazitive Ankopplung-Sonde mit Ankopplungspunkt, Feldausbreitung in Grün dargestellt (E-Felder werden in Grün dargestellt)

Anhand der Feldsimulation der Abbildung 3-4 ist gut zu erkennen, dass sich die Sonde und der Ankopplungspunkt zu nah aneinander befinden. Dadurch entstehen viele Streufelder, was sich in den Reflexionen der  $|S_{11}|$ -Messung widerspiegelt (Abbildung 3-5).

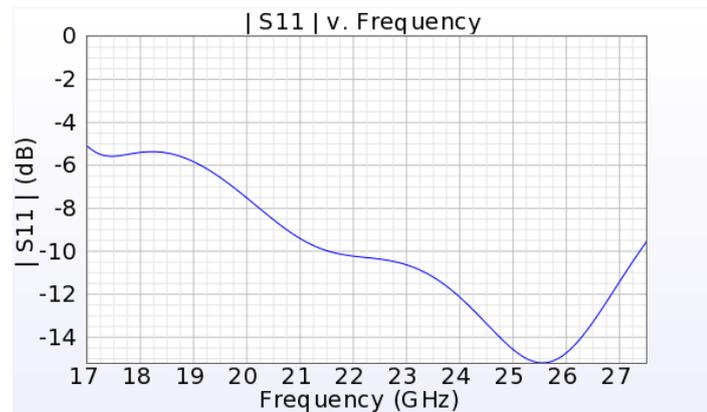


Abbildung 3-5 EMPro,  $|S_{11}|$ -Parameter

Die Verluste von der vorherigen Anordnung lassen sich unter anderem anhand der Feldausbreitung erklären. In der Abbildung 3-6 steht zwischen den beiden Elementen ein größerer freier Raum zur Verfügung, in dem sich die E-Felder vorteilhafter ausbreiten können.

Die Entfernung zwischen der Sonde und des Justierungselementes wird erhöht und dadurch kann in der Abbildung 3-6 und 3-7 eine kapazitive Ankopplung mit weniger Verlusten im Frequenzbereich von 17 GHz bis 27,5 GHz erzielt werden.

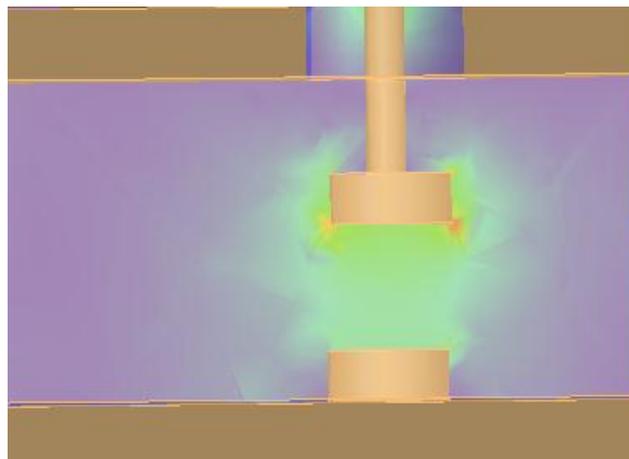


Abbildung 3-6 EMPro, kapazitive Ankopplung-Sonde und Ankopplungspunkt horizontal verschoben, verbesserte E-Feldverteilung

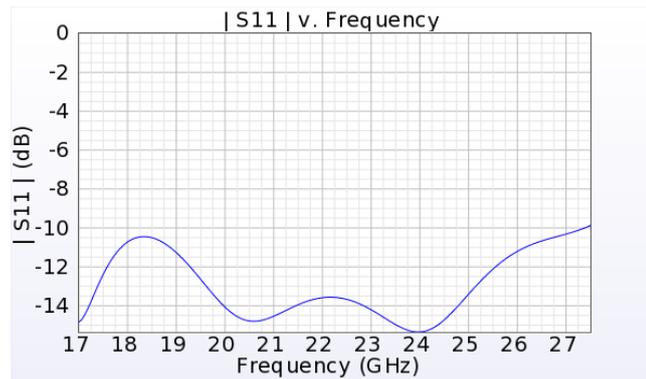


Abbildung 3-7 EMPro, |S11|-Parameter

An den unteren Kanten der Sonde wird deutlich, dass bei der Abstrahlung des Feldes Inhomogenitäten entstehen. Mit einer Rundsonde soll eine bessere gerichtete Abstrahlung der Welle erzielt werden (Abbildung 3-8, 3-9). Um eine homogene Feldverteilung der Welle zu erreichen, wird auf der unteren Seite die identische Bauform verwendet, wie von der Sonde.

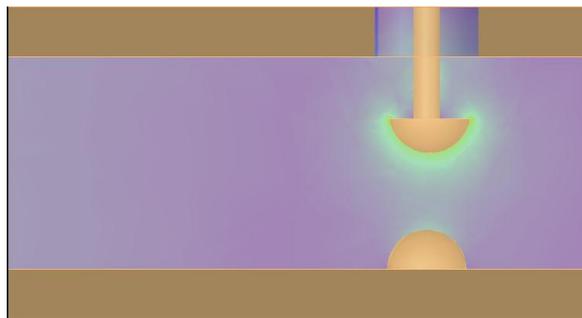


Abbildung 3-8 EMPro, kapazitive Ankopplung-abgerundete Halbsonden

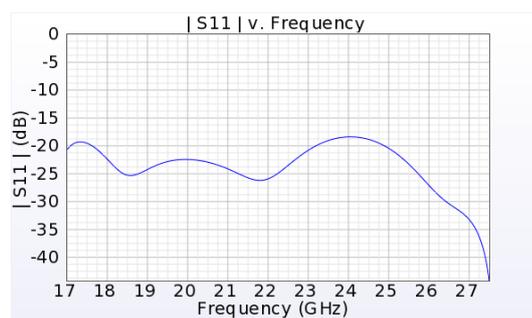


Abbildung 3-9 EMPro, |S11|-Parameter

Mit Hilfe der Rundsonden und weiteren Optimierungen konnten im Frequenzbereich 17 GHz bis 26 GHz Ergebnisse von -18 dB bis -27 dB erzielt werden. Der Nachteil der Rundsonden ist die Realisierung in der Praxis. Der Aufbau der kleinen Sonden ist sehr aufwändig und auf eine große Stückzahl betrachtet, mit hohen Kosten verbunden.

Der Eingangsreflexionsfaktor liegt fast konstant unter  $-20$  dB. In der Hochfrequenztechnik sind  $-20$  dB sehr gute  $|S_{11}|$ -Werte (entspricht nur 1% Reflexionsleistung), da die Anforderungen in dem Frequenzband deutlich höher sind, als im niederfrequenten Bereich.

Die Eingangsleistung beim Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang ist im Frequenzbereich von 17 GHz bis 27,5 GHz nahezu konstant bei 0,95 W- 1 W, siehe Bild 3-10. Zum Vergleich, im Idealfall tritt beim Übergang keine Dämpfung auf und die Durchgangsleistung wäre konstant bei 1 W.

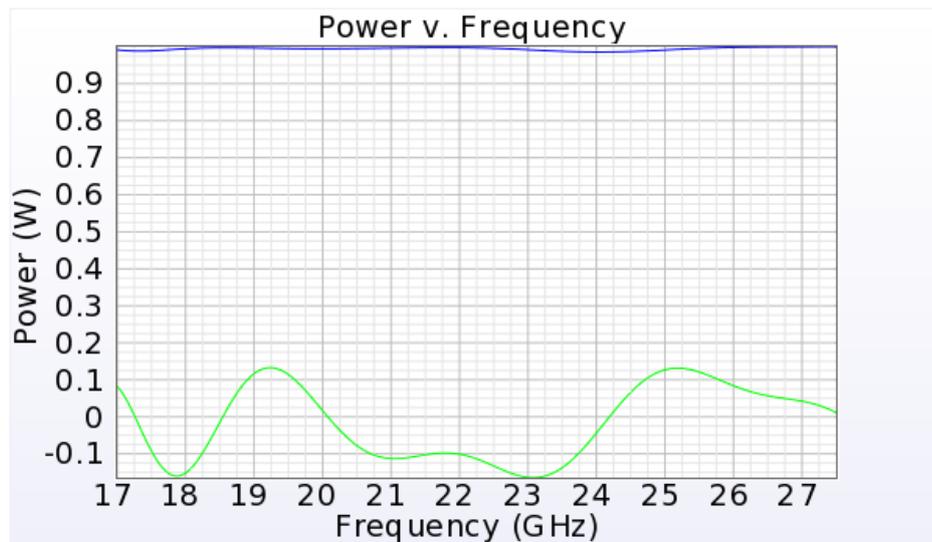


Abbildung 3-10 EMPro, Input Power

### 3.2 Weitere Simulationsdurchläufe

Es werden noch weitere Überlegungen zur Konstruktion des Hohlleiter-Koax Übergangs gemacht, die in den folgenden Absätzen unter Kapitel 3.2 beschrieben werden.

Es besteht die Möglichkeit, dass der Leiter in die Sonde eingedreht wird oder die beiden Komponenten verlötet werden. Weil die beiden Möglichkeiten sich als äußerst kompliziert erweisen, wird nach einer Alternative gesucht.

Die Befestigung von zusätzlichen Bauelementen im Hohlleiter erweist sich allgemein als problematisch, dennoch ergibt sich die Möglichkeit, dass Formen direkt in das Hohlleitermaterial gefräst werden. Die Idee besteht darin, anstatt eines halbrunden Körpers, der in den Hohlleiter hineinragt, ein Loch zu fräsen, siehe Abbildung 3-11. Auf dieser Herangehensweise ist keine Befestigung notwendig. Die dazugehörigen Reflexionsparameter sind in der Abbildung 3-12 dargestellt.

Wie bereits in Kapitel 2.5.1 beschrieben, kann mit Hilfe einer Rampe die Welle durch den Leiter geführt werden. In diesem Modell wird keine stufenförmige Rampe verwendet, sondern eine konstant abfallende Schräge. Vom Leiter aus betrachtet, beginnt die Rampe erst nach der Distanz von  $\frac{\lambda}{4}$  abzufallen.

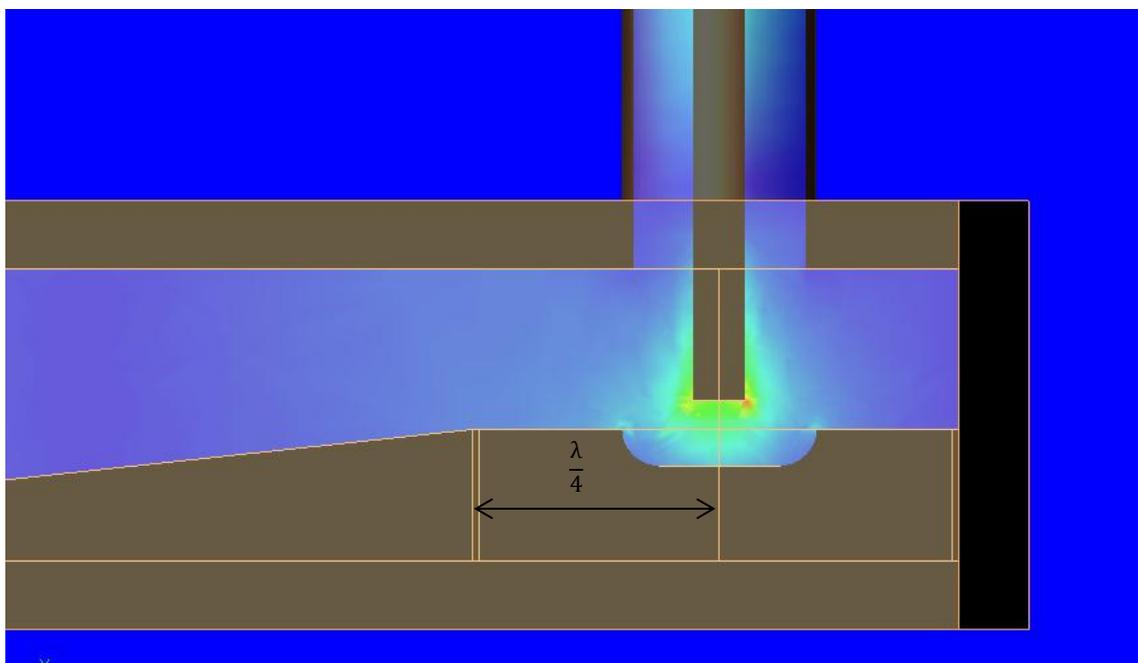


Abbildung 3-11 EMPro, Erste Tests mit Rampenfunktion, Loch unter dem Koaxialleiter

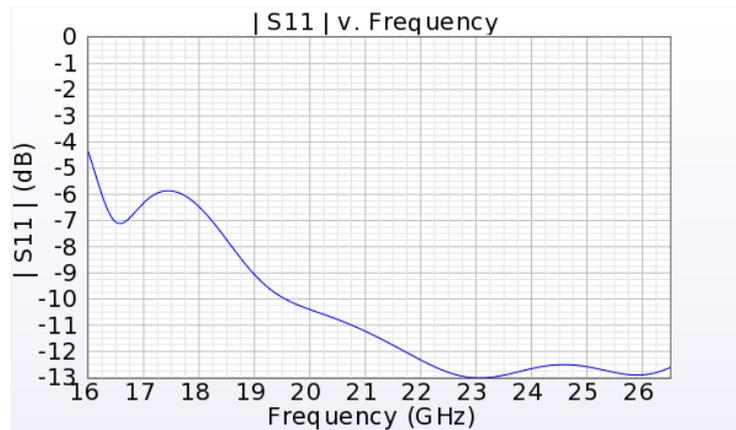


Abbildung 3-12 EMPro, |S11|-Parameter

Die |S11|-Parameter haben im geforderten Frequenzbereich von 18 GHz bis 26 GHz Werte zwischen -6 dB bis -13 dB erzielt und sind somit verbesserungswürdig. Bei einem |S11| Eingang Reflexionsfaktor von z.B. -6 dB, wird laut der Formel [3-3].

$$x = 10^{\frac{dB \text{ Wert}}{10}} \quad [3-3]$$

$$x = 10^{\frac{6 \text{ dB}}{10}} = 0,251 \rightarrow 0,251 \cdot 100\% = 25,1\%$$

25,1% der Eingangsleistung reflektiert.

Wird die Halbkugelform zu flach gewählt, wird auch die Ankopplung schlechter. Außerdem darf der Umkreis der Vertiefung in der Abbildung 3-13 nicht zu groß oder zu klein sein, weil dann keine effektive kapazitive Feldverteilung zwischen den Punkten mehr vorhanden ist. Durch weitere Anpassungen kann ein |S11|-Wert erreicht werden, der konstant unter -10 dB liegt, siehe Abbildung 3-14.

Die Glättung der Kanten, auf der oberen Seite, führt ab einem Wert von 0,7 mm zu keiner Verbesserung. Das ist zurückzuführen, auf die zu große Entfernung zur Sonde. Die Kantenglättung der unteren Fläche der Vertiefung bringt keine Veränderungen. Aus diesem Grund werden diese Abhängigkeiten nicht weiter betrachtet.

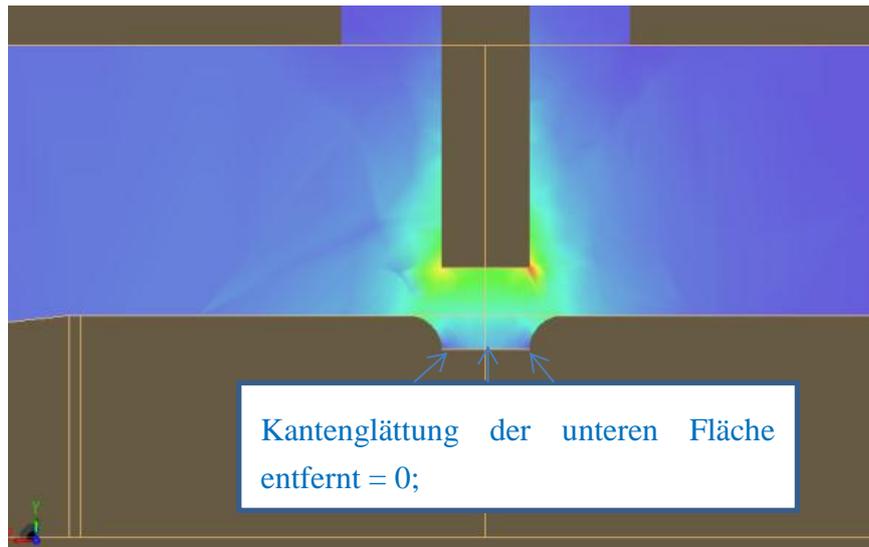


Abbildung 3-13 EMPro kapazitive Ankopplung-ohne Sonde, mit Vertiefung

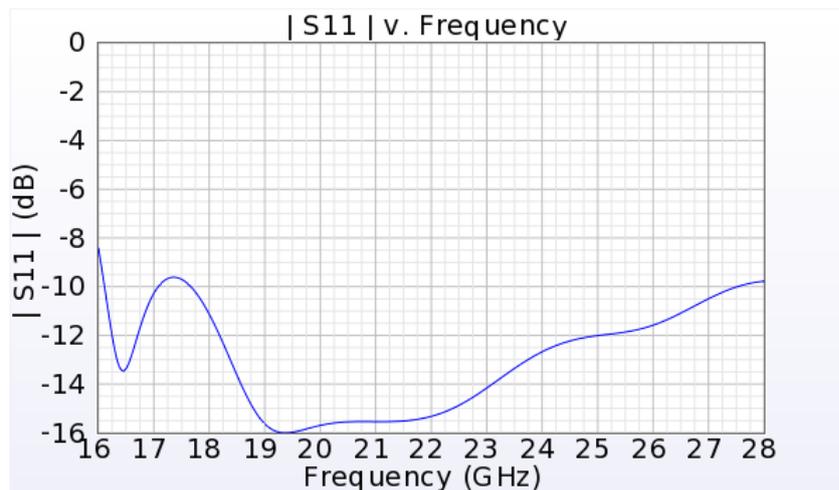


Abbildung 3-14 EMPro |S11|-Parameter

Das Loch unter dem Koaxialleiter kann durch eine Fräsung in das Material oder mit einer Schraube, als Justierungselement realisiert werden. Die zweite Variante ist zu bevorzugen, weil die Länge der Schraube je nach Anpassungsbedarf erneut abgestimmt werden kann. Es ist unbedingt darauf zu achten, dass die Oberfläche möglichst wenig Kanten vorweist. Dadurch wird die Streuung der Felder verringert.

An der relativ homogenen Feldausbreitung ist zu erkennen, dass mit der kapazitiven Ankopplung akzeptable Werte erzielt werden (Abbildung 3-15).

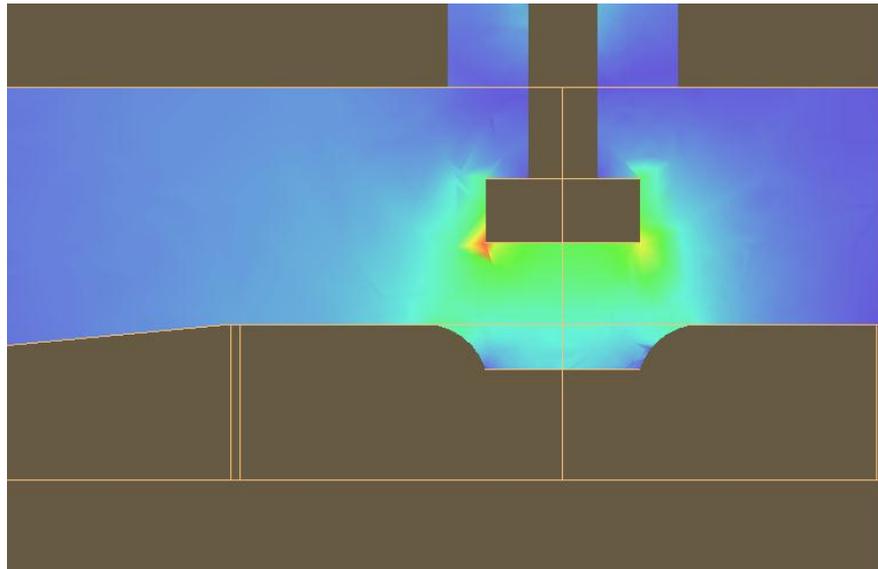


Abbildung 3-15 EMPro, Feldbild kap. Kopplung

Aus weiterführenden Recherchen wird deutlich, dass die Kantenglättung in der Praxis nur schwer zu realisieren ist, da sich die Dimensionen im Mikrometerbereich befinden.

Durch eine senkrechte Bohrung kann ein Schlitz eingebracht werden, in der eine Schraube eingesetzt wird. Damit kann die Distanz der Schraube zur Sonde manuell eingestellt werden. Auf die Glättung der Kanten wird verzichtet und durch weitere kleine Optimierungen konnte ein ähnliches Ergebnis, wie in der Abbildung 3-14, erzielt werden.

Die einführbare Schraube hat in diesem Fall einen Durchmesser von 0,847 mm und die Länge kann variabel gewählt werden. Das ermöglicht für den gewünschten Frequenzbereich einen größeren Anpassungsbereich. Die Vertiefung wird bei den Simulationen schrittweise verringert, um das optimale Maß zu ermitteln.

Wird die obere Kantenglättung komplett entfernt, ist die Tiefe der Bohrung nahezu irrelevant, da sich Streufelder vorwiegend an den Ecken der Bohrung und nicht auf der Oberseite der Schraube bilden (siehe Abbildung 3-16). Die Glättung der Ecken dient schließlich dem Zweck, den entgegen zu wirken.

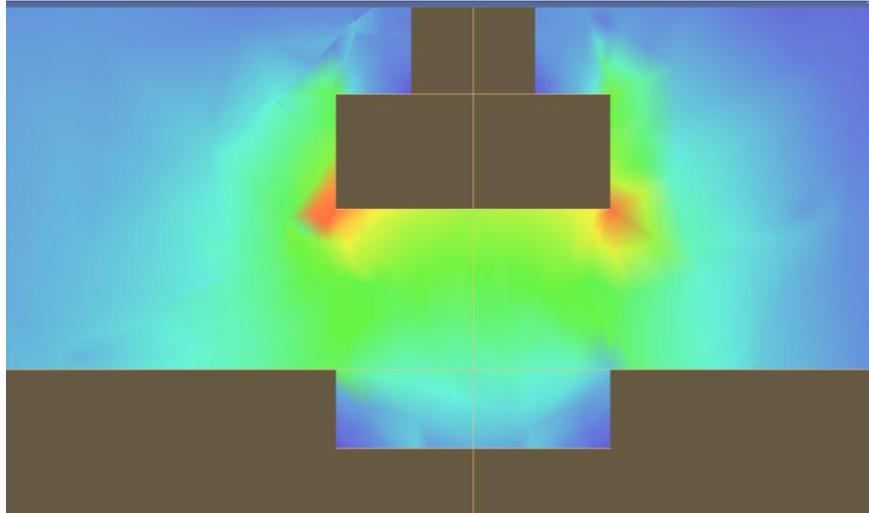


Abbildung 3-16 EMPro, kapazitive Ankopplung

Es wird ein weiterer Test mit einer kapazitiven Platte gestartet, die auf der Rampe unter der Sonde positioniert wird, siehe Abbildung 3-17.

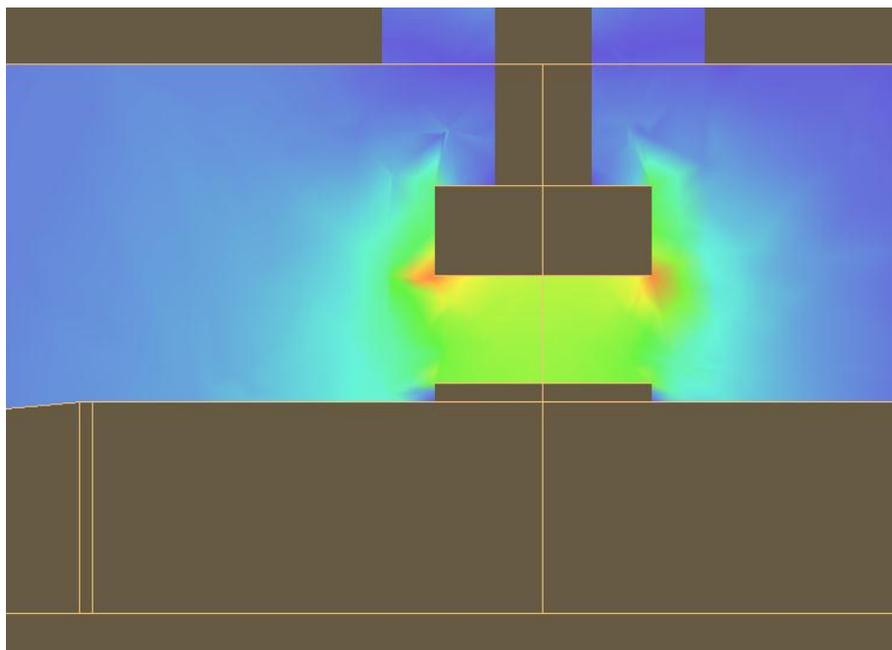


Abbildung 3-17 EMPro, Koax-Hohlleiter Übergang mit Rampe und kap. Platte

Mit einer runden Oberfläche der Schraube (u.U. durch Nachbearbeitung), ergibt die  $|S_{11}|$ -Messung unter Veränderung bestimmter Parameter nur geringe Schwankungen zwischen 18 GHz bis 28 GHz (Abbildung 3-18).

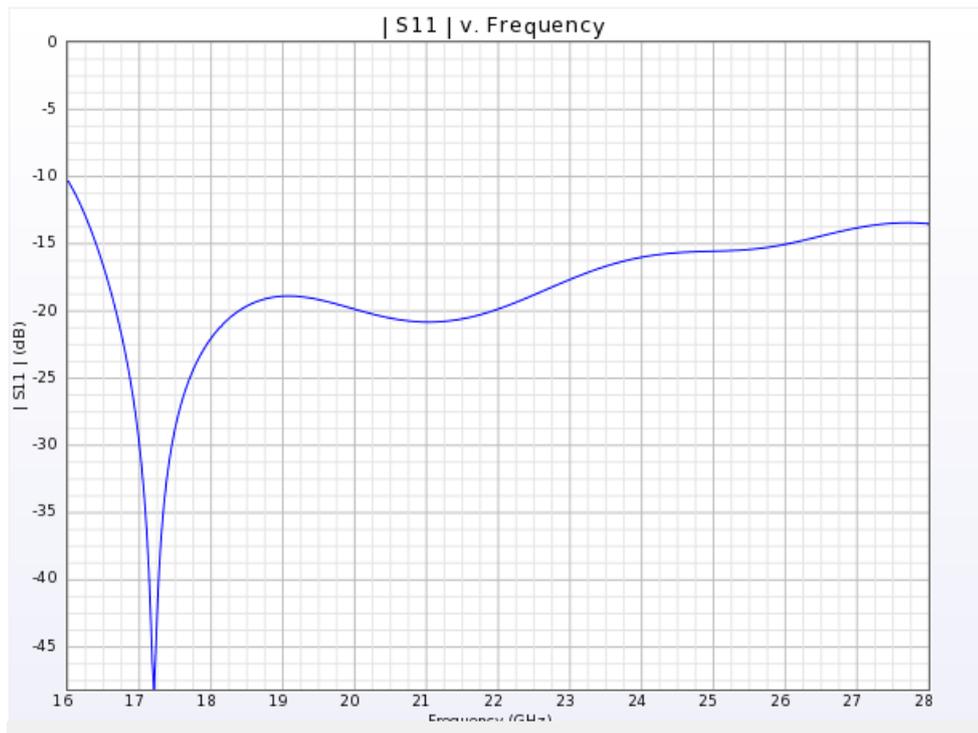


Abbildung 3-18 EMPro, |S11|-Parameter

Von EMPro wird ein Tool verwendet, welches Parameter-Sweep heißt. Der Parameter Sweep ist ein Simulationstool von EMPro und eignet sich hervorragend, um von einer Variablen mehrere Messreihen zu simulieren (Abbildung 3-19). Auf dieser Weise wird die optimale Länge z.B. für den Steg  $c_5 = 1,36$  mm ermittelt. Der Steg ist das Verbindungsstück für die Sonde und den Koaxialleiter. Mit diesem ermittelten Wert folgen weitere Anpassungen. Bei einer zu geringen Entfernung von nur wenigen mm zwischen der Sonde und der kapazitiven Platte konnten sich die elektrischen Felder kaum ausbreiten.

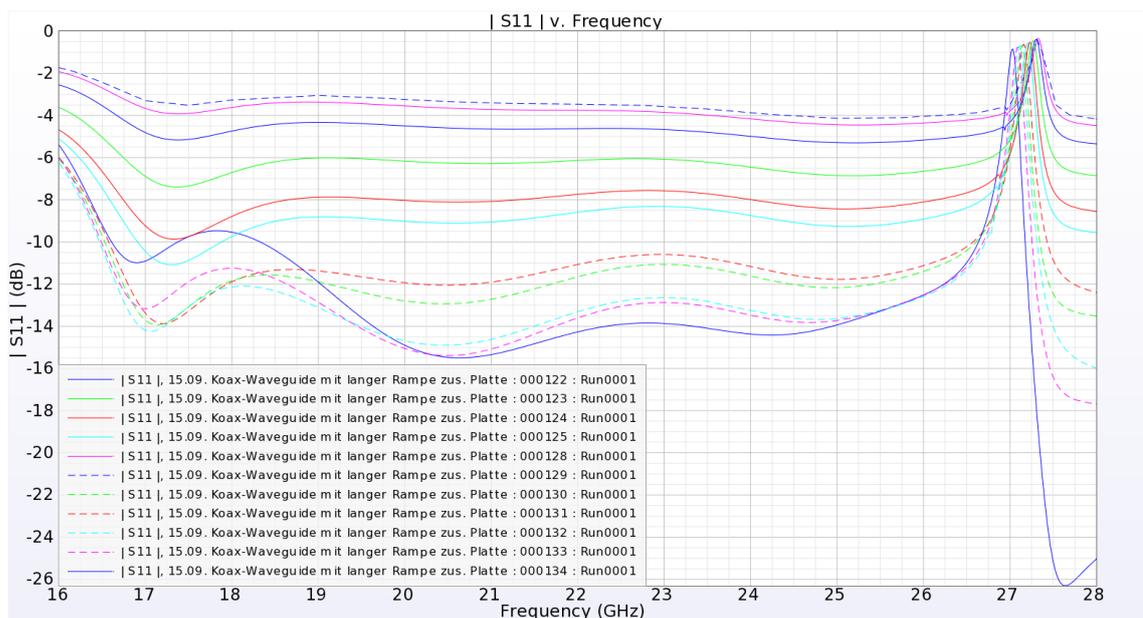


Abbildung 3-19 EMPro, Parameter Sweep einer Variablen

Die Anpassung des Entwurfes erfolgt folgendermaßen. Der Frequenzbereich ist derzeit zwischen 16 GHz bis 28 GHz eingestellt, in dem Bereich können einzelne Frequenzwerte ausgewählt werden (in der Abbildung 3-20 unten links dargestellt), um die gewünschte Feldverteilung darzustellen. Das Ziel der Anpassung ist eine homogene Feldverteilung.

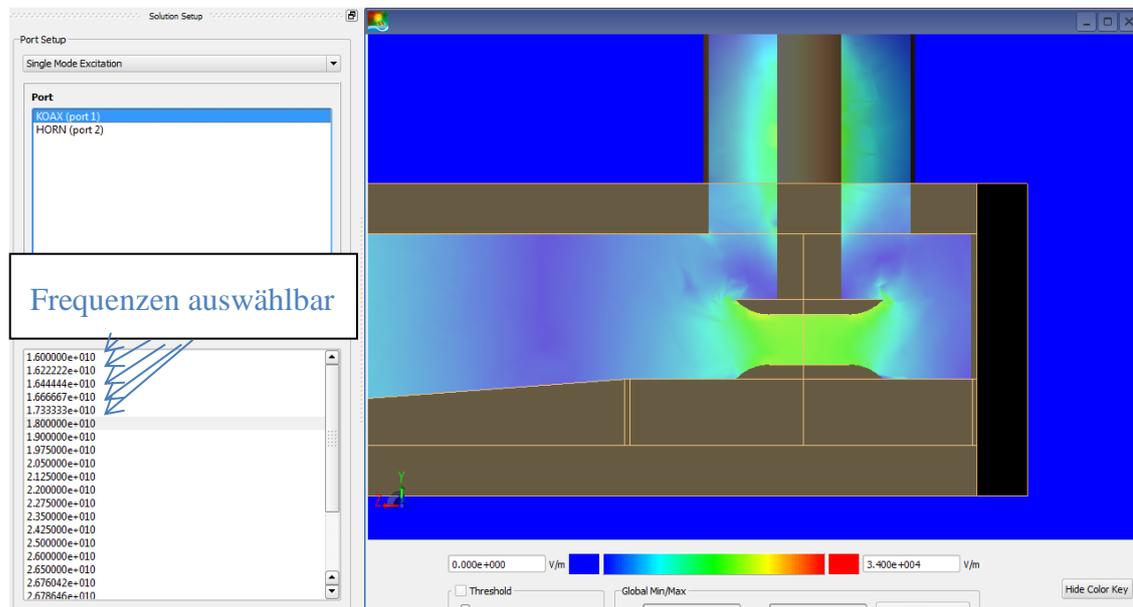


Abbildung 3-20 gleichmäßige Feldverteilung bei 18GHz

Der Radius der Sonde und vom kapazitiven Gegenstück wird auf 1,3 mm angepasst, weil die geringsten Übergangsverluste bei diesem Radius aufgetreten sind.

Durch die verschiedenen Simulationdurchläufe konnte eine gute Anordnung entwickelt werden, die im Kapitel 3.3 beschrieben wird.

### 3.3 Endresultate für Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang

Die zwischenzeitlichen Ergebnisse des vorangegangenen Kapitels 3.2 waren nur teilweise befriedigend. Durch zu viele Anpassungen unterschiedlichster Parameter konnten die Abhängigkeiten nur noch schwer nachverfolgt werden und somit werden wieder einige Elemente entfernt.

Die Rampe hat bei den ersten Simulationen Verbesserungen herbeigeführt, jedoch wurden die Maße des Koaxialkabel-Steckers mehrfach geändert. Damit ist der positive Effekt nicht mehr ersichtlich und wird entfernt. Auch bei den Abrundungen der Ecken vom Back-Short sind die Verbesserungen nicht mehr nachvollziehbar, daher werden auch diese in den Simulationen nicht mehr einbezogen.

Es wurde bereits zu Anfang festgestellt, dass mit 2 gegenüberliegenden runden Flächen sehr gute Resultate erzielt werden können. Durch das Konzept mit der zusätzlichen Justierung durch eine Schraube, ist es möglich, nachträglich das Übertragungsverhalten zu ändern.

Um das Abschlussmodell zu erstellen, müssen die Abmessungen für die Justierungsschraube angeglichen werden, außerdem müssen einige Parameter so konfiguriert werden, sodass möglichst viel Leistung übertragen wird. In den Abbildungen 3-21 und 3-22 ist der Übergang dargestellt.

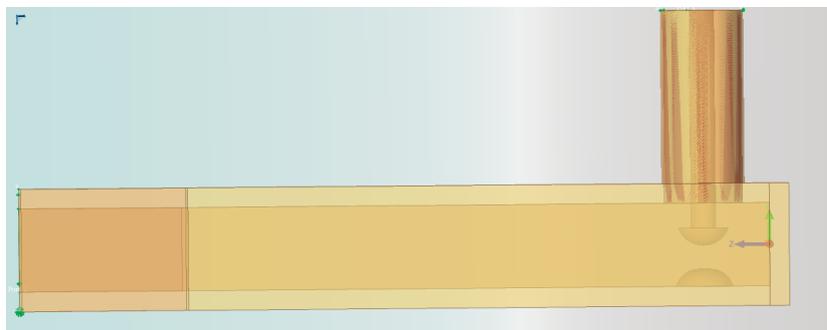


Abbildung 3-21 EMPro, Seitenansicht, Links der Hornstrahler, rechts die koaxiale Einspeisung mit Justierungsschraube



Abbildung 3-22 EMPro, Ansicht von oben

In der Abbildung 3-23 ist ein akzeptabler Signalverlauf anhand der Wellenausbreitung zu erkennen.

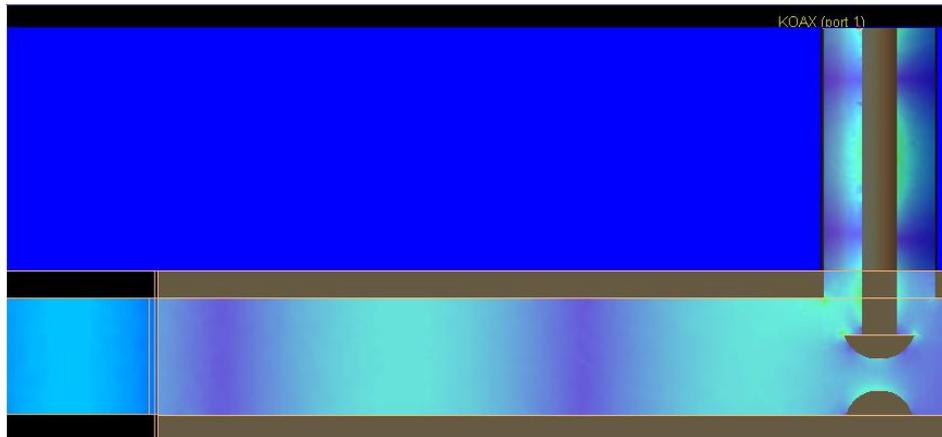


Abbildung 3-23 EMPro, Wellenausbreitung im Hohlleiter

Bei den  $|S_{11}|$ -Messergebnissen ist es wichtig, dass der Eingangsreflexionsfaktor über die komplette Bandbreite möglichst konstant und gering bleibt. Die Vorgabe ist einen  $|S_{11}|$ -Wert von mindestens -15 dB zu erhalten, damit der Anteil der reflektierten Leistung gering bleibt (Siehe Abbildung 3-24).

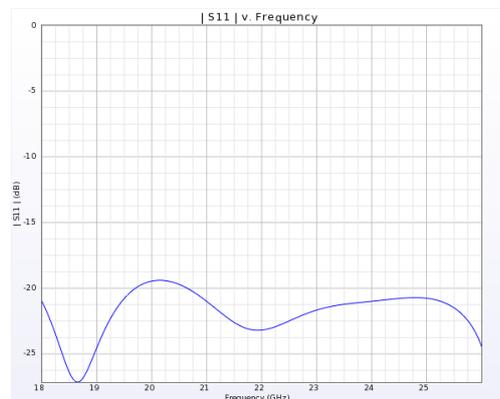


Abbildung 3-24 EMPro,  $|S_{11}|$ -Parameter, finaler Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang

Die Schraube wird vor den ersten Messungen in ihre ermittelte Position, in den Hohlleiter eingefügt. Nachdem die optimale Position der Schraube gefunden wurde, wird sie befestigt und mit Lack überzogen. Bei diesem Übergang werden die Abmessungen von einer M3-Schraube verwendet (Radius von 1,48mm). Weitere Parameterzuweisungen sind in der Tabelle 1 zu finden.

Parameter mit Größenordnung vom finalen Übergang		
Name	Größenordnung	Beschreibung
$c_{in}$	0.65 m	Innenradius Koax
$c_l$	10 mm	Länge des Koax
$c_{out}$	2.05 mm	Außenradius des Koax
$c_s$	1 mm	Länge des Stegs vom Koaxialleiter aus
$d_r$	1.3 mm	Radius der Sonde
$f$	22 GHz	Mittenfrequenz
$h_a$	20 mm	Breite des Horn
$h_l$	$\sqrt{\left(h_s^2 - \left(h_a - \frac{wg_a}{2}\right)^2\right)} = 8.6 \text{ mm}$	Länge des Horns
$h_s$	$\frac{h_a^2}{3 \cdot \lambda} = 9.78 \text{ mm}$	Seitenlänge des Horns
$\lambda$	$\frac{c_0}{f} = 13,62 \text{ mm}$	Freiraumwellenlänge
$f_{max}$	26 GHz	maximale Frequenz
$f_{min}$	18 GHz	minimale Frequenz
$wg_a$	10.67 mm	Breite des Hohlleiters
$wg_b$	4,32 mm	Höhe des Hohlleiters
$wg_d$	1,02 mm	Dicke des Hohlleiter
$wg_l$	30 mm	Länge des Hohlleiters
$k_h$	0,9 mm	Höhe vom kapazitiven Ankopplungspunkt
$k_r$	1,48 mm	Radius vom kapazitiven Ankopplungspunkt

Tabelle 1 Parameter der Simulation

### 3.3.1 Fertigung des Prototyps

Die Sonde hat mit einem Durchmesser von 1,3 mm und einer Höhe von 0,9 mm sehr kleine Werte. Die Anfertigung der Sonde hat im Millimeterbereich hohe Anforderungen, denn die Sonde muss genauso, wie die Justierungsschraube eine glatte Oberfläche vorweisen. Damit möglichst gute Übertragungseigenschaften garantiert werden. Die Anfertigung im Millimeterbereich ist daher sehr anspruchsvoll.

Die Sonde wird nicht mit Lötzinn, sondern mit Indium-Lötmittel an den SMA-Leiter fixiert. Zum Indium-Lötmittel (97%) wurde bei der Herstellung Anteile von Silber (3%) hinzugefügt, um die Festig- und Leitfähigkeit zu erhöhen. Dennoch weist die Komposition der beiden Metalle die besondere Eigenschaft auf, dass eine niedrige Schmelztemperatur von nur 143° C nötig ist. Dadurch ist eine einfachere Bearbeitung, als mit Lötzinn möglich.

In der Abbildung 3-25 ist ein Größenvergleich von der Sonde, einer 1-Cent-Münze und einem SMA-Stecker abgebildet.

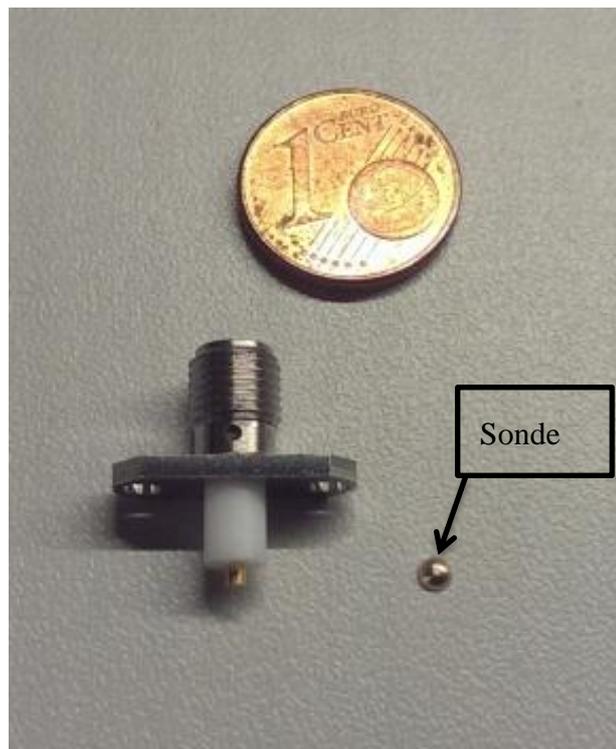


Abbildung 3-25 Größenvergleich der Sonde, SMA-Stecker und 1-Cent-Münze

In der Darstellung 3-26 ist der erste Prototyp vom Übergang zu sehen. Der Prototyp wurde aus Messing hergestellt und mit Gold beschichtet.



Abbildung 3-26 fertig gestellter Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang

### 3.3.2 Messergebnisse des Prototyps

Die Messungen vom  $|S_{11}|$  und  $|S_{21}|$  konnten aufgrund technischer Gegebenheiten vorerst nur in einem Frequenzbereich bis zu 20 GHz getestet werden. Dennoch kann das Übertragungsverhalten bis 20 GHz und die Grenzfrequenz des Hohlleiters überprüft werden. Die Anpassung des NWA war nicht optimal, weswegen es zu kleinen Abweichungen zu den tatsächlichen Ergebnissen kommen kann.

Bei diesem Aufbau werden zwei baugleiche Übergänge miteinander gekoppelt, sodass eine Reflexionsmessung durchgeführt werden kann. Die  $|S_{11}|$ -Messung hat ab 18 GHz einen passablen Reflexionswert von -12 dB bis -15 dB. Das entspricht einer Reflexion von 3% bis 6% (Abbildung 3-27).

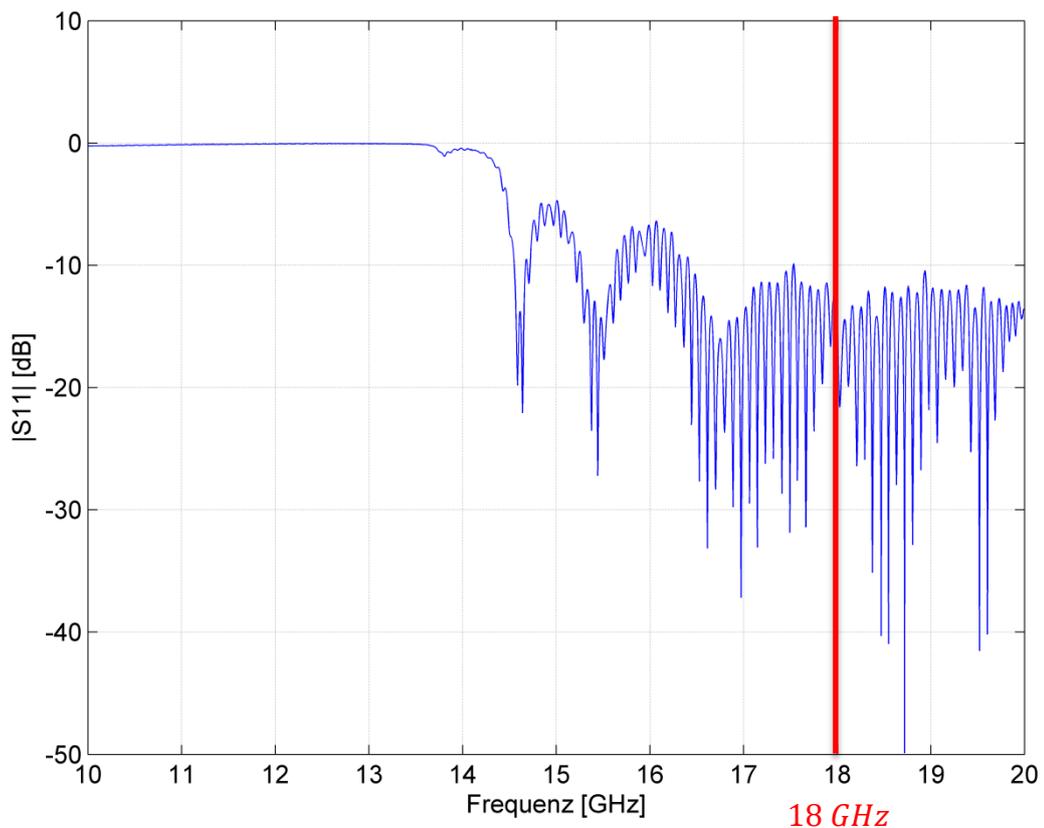


Abbildung 3-27  $|S_{11}|$ -Reflexionsmessung

Die untere Grenzfrequenz ergibt sich laut der Formel [2-2] durch die Breitenabmessung vom WR42 Hohlleiter.

Mit  $a = 10,67$  mm ergibt sich

$$f_{gr} = \frac{c}{2 \cdot 10,67 \cdot 10^{-3} \text{ m}}$$

$$f_{gr} = 14,06 \text{ GHz}$$

Die Cut-off-Frequenz  $f_{gr}$  beträgt 14,06 GHz und stimmt mit der erwarteten Grenzfrequenz in der Abbildung 3-28 in etwa überein.

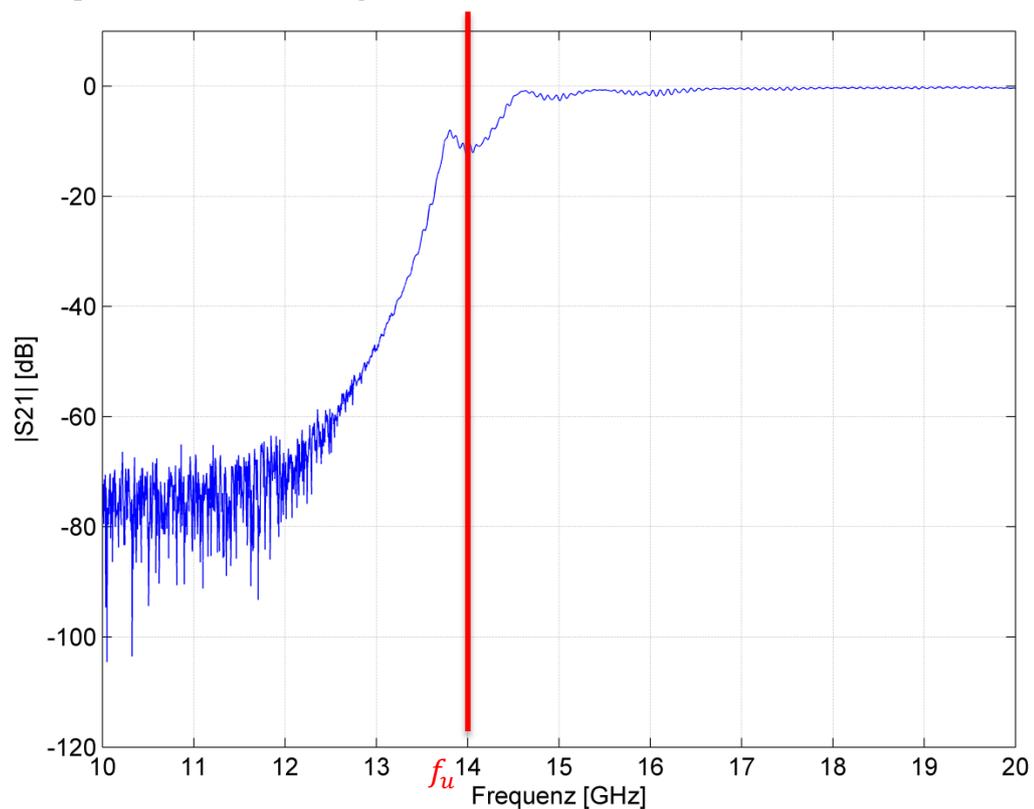


Abbildung 3-28  $|S_{21}|$ -Vorwärts-Transmissionsmessung

An der Universität in Kassel konnte der Übergang über den kompletten Frequenzbereich gemessen werden.

In der Abbildung 3-29 ist die Reflexionsmessung des Übergangs dargestellt. Im Bereich von 17 GHz bis 25 GHz weist der Übergang einen Reflexionswert von maximal -14 dB auf. Das entspricht einer reflektierten Leistung von 4%. Die Werte befinden sich im akzeptablen Bereich, jedoch hat sich beim Streuparameter  $|S_{11}|$  eine Resonanzfrequenz bei 19,26 GHz gebildet. Das bedeutet, dass die Resonanzfrequenz in einigen Systemen zu Verzerrungen führen kann.

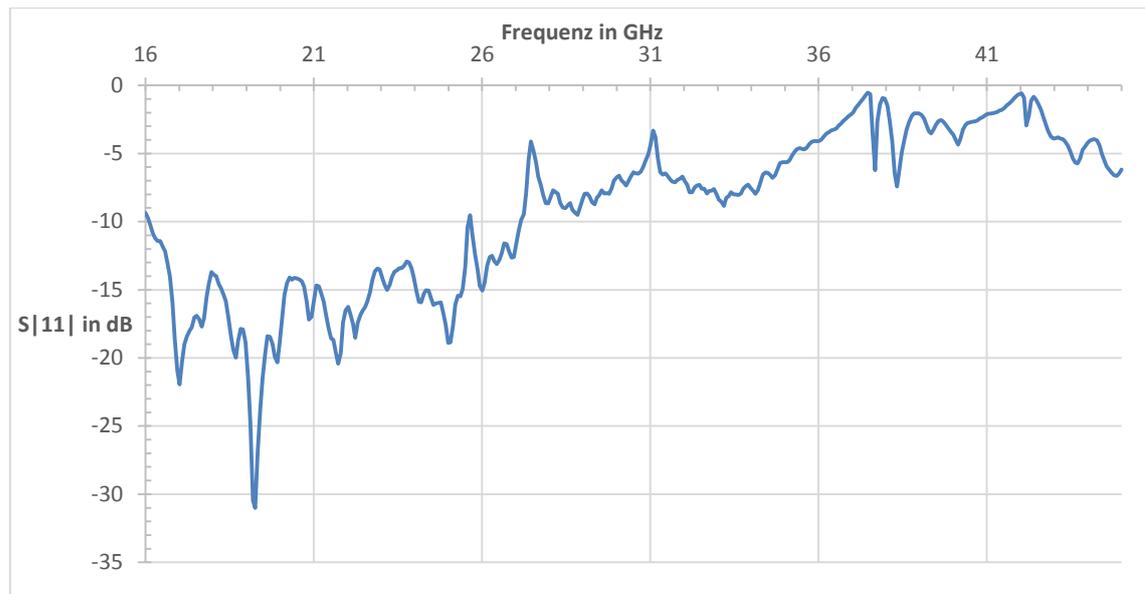


Abbildung 3-29 |S11|-Reflexionsmessung

Die simulierten Werte haben mit einer maximalen Reflexion von 1% deutlich bessere Werte, als die gemessenen Ergebnisse, die bei bestimmten Frequenzen eine reflektierte Leistung von bis zu 10% vorweisen. Die Abweichungen können unterschiedliche Gründe mit sich führen. Zum einen sind die Lösungsverfahren von den Simulationstools EMPro und ADS Näherungslösungen. Das bedeutet, dass die Verfahren eine gewisse Fehlertoleranz beinhalten. Zum anderen haben kleine mechanische Unterschiede große Auswirkungen auf das komplette Frequenzverhalten. Eine falsche Kalibrierung von der Fräsmaschine, kleine Spaltmaße beim Hohlleiter oder eine nicht exakt mittig an den Leiter angebrachte Sonde, können sich zu einem relativ großen Fehler aufsummieren.

## 4 Streifenleiter-Hohlleiter Übergang

Die Erstellung des Streifenleiter-Hohlleiter Übergangs beruht auf einer ähnlichen Herangehensweise, wie im Kapitel 3. Unter Berücksichtigung eines anderen Frequenzbandes von 110 GHz bis 170 GHz werden die Abmessungen auf die Maße vom Hohlleiter WR06 abgestimmt. Der standardisierte WR06 Hohlleiter besitzt die Breite 1,651 mm (0,065 Zoll) und Höhe von 0,8255 mm (0.0325 Zoll).

Es ist darauf hinzuweisen, dass der Hohlleiter die Bezeichnung WR06 hat, jedoch beziehen sich die Abmessungen auf einen „WR06.5 Hohlleiter“, mit dem in den folgenden Kapiteln kalkuliert und simuliert wird.

Zur Dimensionierung der Mikrostreifenleitung wird im folgenden Kapitel 4.1 die Software ADS verwendet, damit der Übergang vom Hohlleiter zum Streifenleiter auf  $50 \Omega$  angepasst werden kann.

## 4.1 ADS-Berechnung des Mikrostreifenleiters

Die Berechnung und Optimierung der Mikrostreifenleitung erfolgt mit ADS (Advanced Design System).

Advanced Design System ist ein Simulationsprogramm von elektrischen Schaltungen, mit der Leiterbahnstrukturen berechnet und dimensioniert werden. Das Ziel der Anpassung ist, eine reflexionsfreie Übertragung zu gewährleisten.

Im Programm ADS werden die ersten Ergebnisse für die Breite und Länge von einer Mikrostreifenleitung ermittelt, jedoch ist das bisherige Resultat ungenügend und es sind starke Reflexionen aufgetreten (bis zu 30% reflektierte Leistung). Im Smith Diagramm befindet sich die aktuelle Zuleitung zum Hohlleiter bei einer Impedanz von  $X = 100 \Omega \pm 0j \Omega$ . Die Ankopplung erfolgt idealerweise bei  $50 \Omega$ , deswegen wird eine Anpassleitung verwendet. Aus diesem Grund wird eine  $\frac{\lambda}{4}$ -Transformationsleitung (siehe Abbildung 4-1) verwendet.

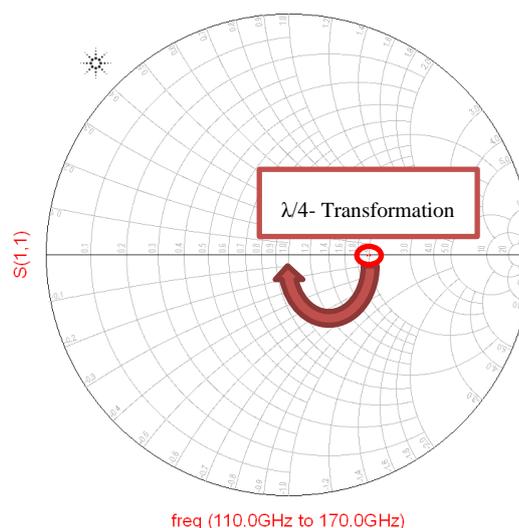
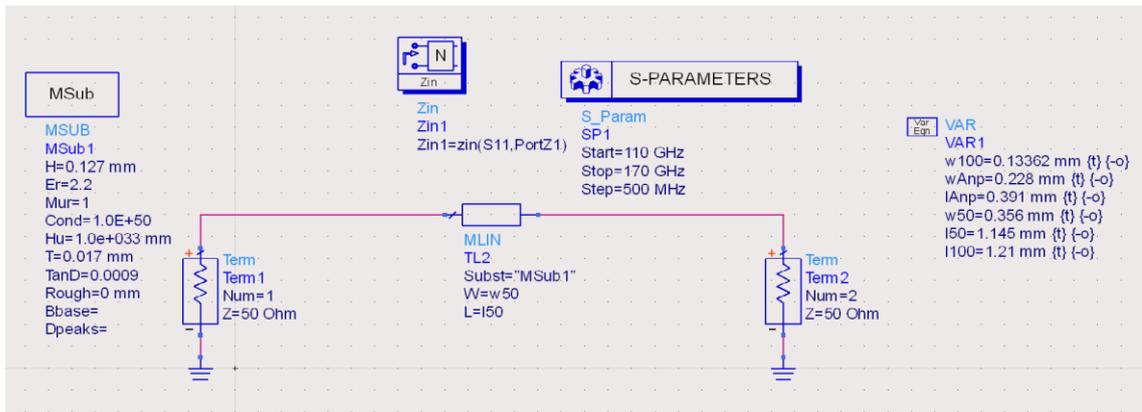


Abbildung 4-1  $50 \Omega$  Leitung Smith Diagramm

Es soll ein Übergang von einer  $100 \Omega$ -, an eine  $50 \Omega$ -Leitung erstellt werden. Dabei müssen sowohl die  $50 \Omega$ -, als auch die  $100 \Omega$ -Leitung separat an den jeweiligen Abschlusswiderständen angepasst werden. In der Abbildung 4-2 ist ein schematischer Aufbau zur Anpassung der  $50 \Omega$ -Leitung dargestellt, um die Breite und Länge zu ermitteln. Das gleiche Szenario wird mit der  $100 \Omega$ -Leitung durchgeführt.

Abbildung 4-2 ADS, Berechnung der 50  $\Omega$  Leitung

Die daraus ermittelten Abmessungen der 50  $\Omega$ - und 100  $\Omega$ -Leitung werden als Konstanten betrachtet und in ein System mit einer Transformationsleitung gebracht (Abbildung 4-3). Die Variablen „wAnp“ und „lAnp“ gehören zur Anpassleitung und müssen auf das System abgestimmt werden.

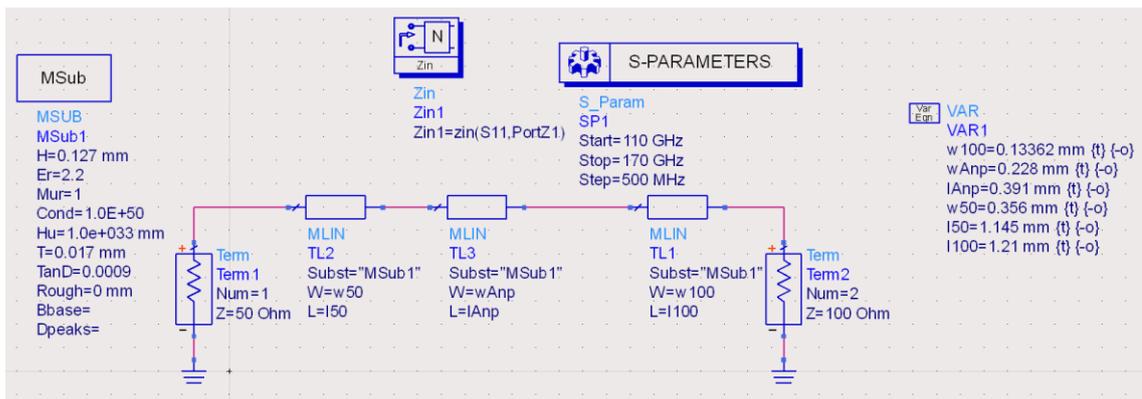


Abbildung 4-3 ADS, kompletter Aufbau der Mikrostreifenleitung und Anpassleitung

Durch weitere kleine Änderungen im Millimeterbereich wird eine breitbandige  $|S_{11}|$ -Anpassung mit geringen Reflexionen simuliert, die in der Abbildung 4-4 dargestellt ist. Diese Streifenleitung soll im Kapitel 4.2 in EMPro erstellt und in den Hohlleiter Übergang implementiert werden.

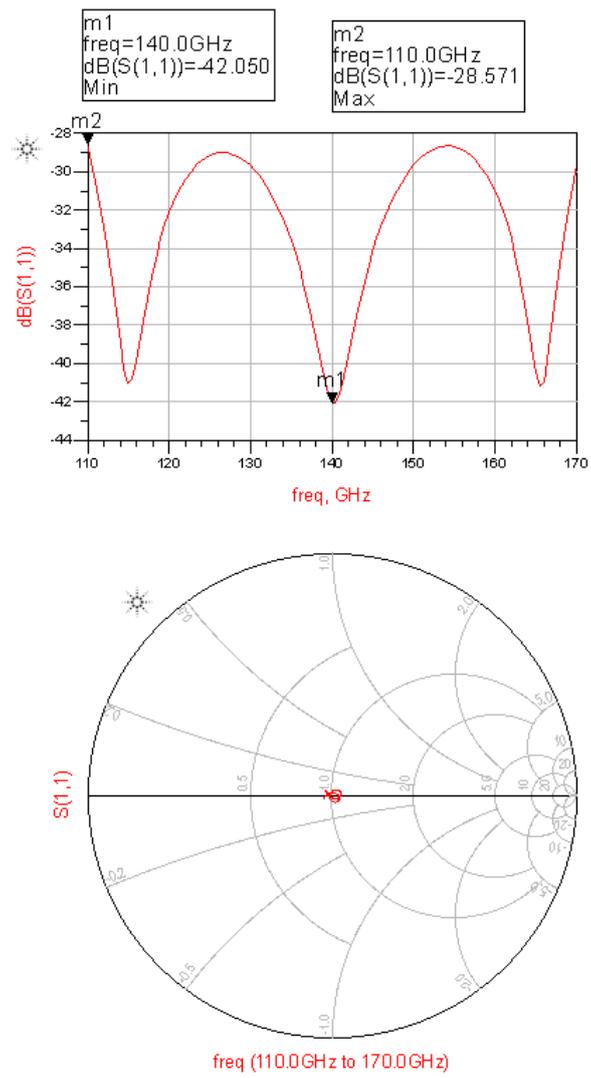


Abbildung 4-4 ADS, Simulationsergebnisse der optimierten Leitung

## 4.2 EMPro-Simulation

### 4.2.1 Simulationen, erste Ergebnisse

Im Kapitel 4.2.1 wird für den Streifenleiter-Hohlleiter Übergang eine allgemeine Lösung erstellt, damit mit wenigen Änderungen ein Modell entworfen werden kann, das den speziell geforderten Anwendungsfall entspricht.

Die Mikrostreifenleitung wird mit den ermittelten Abmessungen von ADS in EMPro erstellt, siehe Abbildung 4-5. Die breiteste Leitung ist die 50  $\Omega$ -Leitung, in der Mitte befindet sich die Anpassleitung, die einen nahezu reflexionsfreien Übergang zur 100  $\Omega$ -Leitung erzeugt.

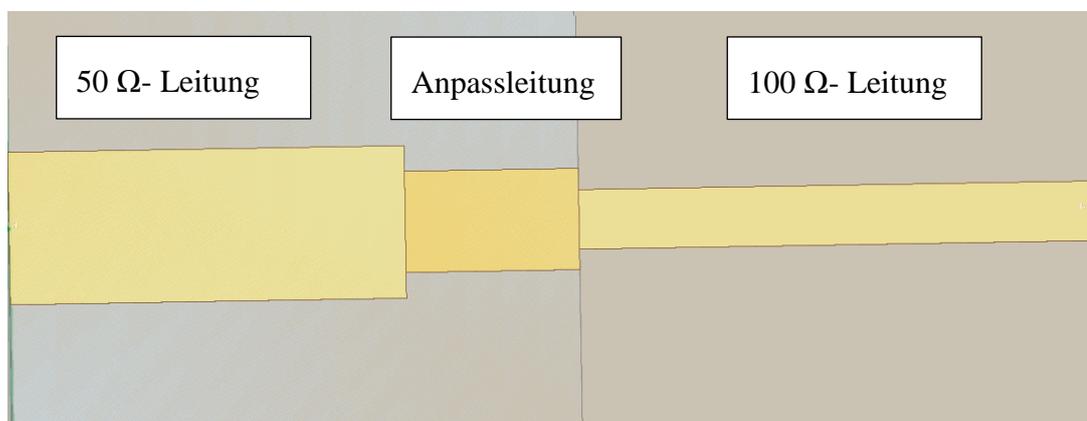


Abbildung 4-5 EMPro Mikrostreifenleitung

Durch die Verwendung der Anpassleitung, kann der Streifenleiter beim Hohlleiter Übergang schmaler gewählt werden und dadurch bilden sich weniger Felder zwischen dem Streifenleiter und der Außenwand des Hohlleiters. In der Abbildung 4-6 stellen die Pfeile (in der Farbe rot) die parasitären Kapazitäten dar.

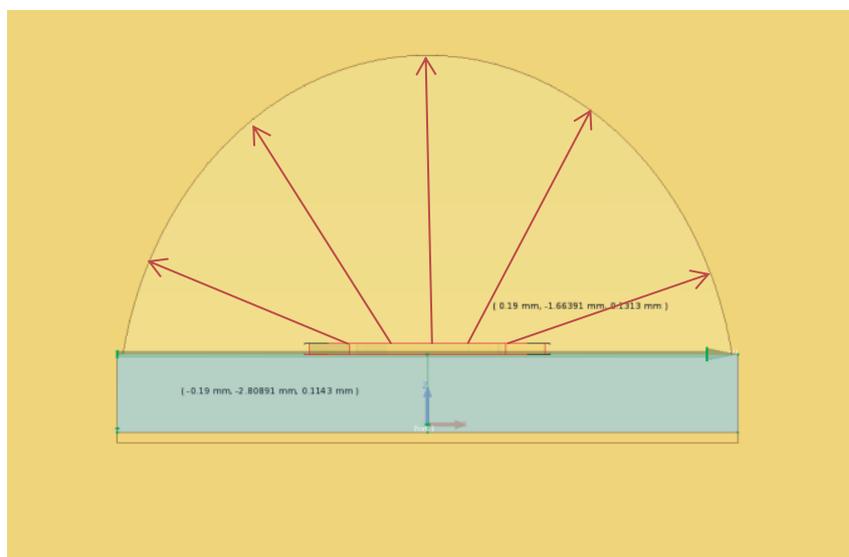


Abbildung 4-6 EMPro, Mikrostreifenleitung-Kopplung in den Hohlleiter

In der Abbildung 4-7 wird das erste Konzept für den kompletten Hohlleiter-Mikrostreifenleiter Übergang ausgearbeitet. Der Hohlleiter wird auf Grundlage des Koaxialkabel-Hohlleiter Übergangs (Kapitel 3) konstruiert, bei dem die Abmessungen von einem WR42 an einen WR06 Hohlleiter angepasst werden.

Die Mikrostreifenleitung wird senkrecht mit einem Abstand von  $\frac{\lambda}{4}$  am hinteren Ende in den Hohlleiter eingefügt. Dabei befindet sich die 50  $\Omega$ -Leitung im Hohlleiter.

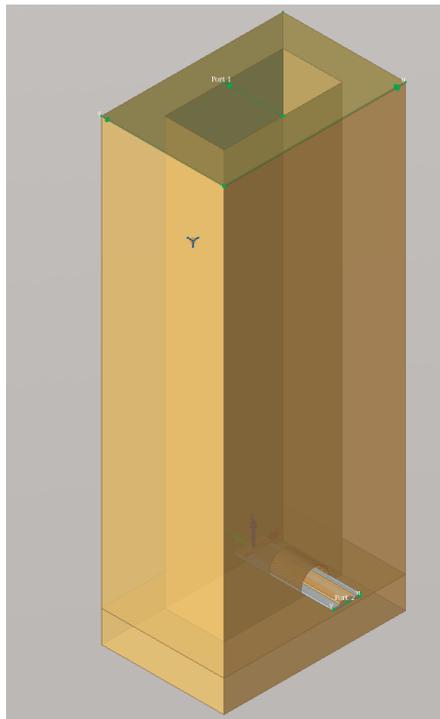


Abbildung 4-7 EMPro, Mikrostreifenleitung-Hohlleiter Übergang

Bei diesen Streifenleiter-Hohlleiter Übergang müssen beide Portspeisungen betrachtet werden, die Speisung an der Mikrostreifenleitung (50  $\Omega$  Voltage Source) und die am Hohlleiter (1 W Modal Power Feed). Das liegt daran, weil ein hinlaufendes und ein rücklaufendes Signal betrachtet werden soll.

Für das Dielektrikum wird ein  $\epsilon_r = 2,2$  mit einer Dicke von 127  $\mu\text{m}$  und einen geringen Verlustfaktor von  $\tan \delta = 0,0009$  verwendet.

Die ersten Messungen werden mit einer radialen Sonde durchgeführt, die sich in Form einer Streifenleitung im Hohlleiter befindet. Der Aufbau der Sonde wird in der Abbildung 4-8 dargestellt. Durch diesen Aufbau der Sonde können breitbandigere Signale abgestrahlt und empfangen werden.

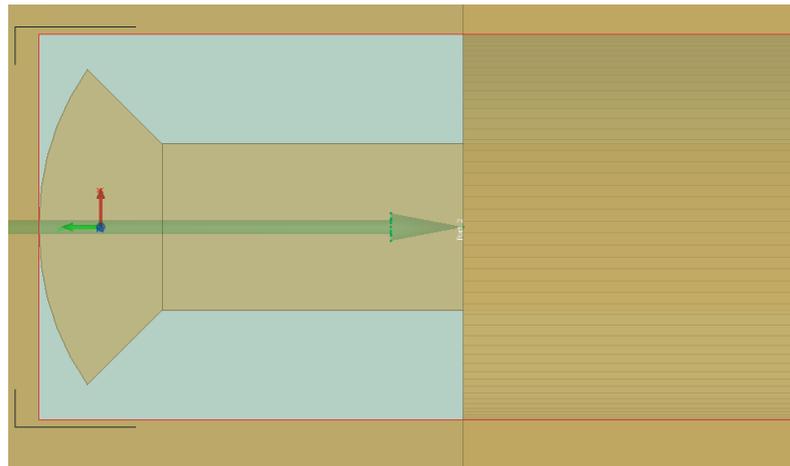
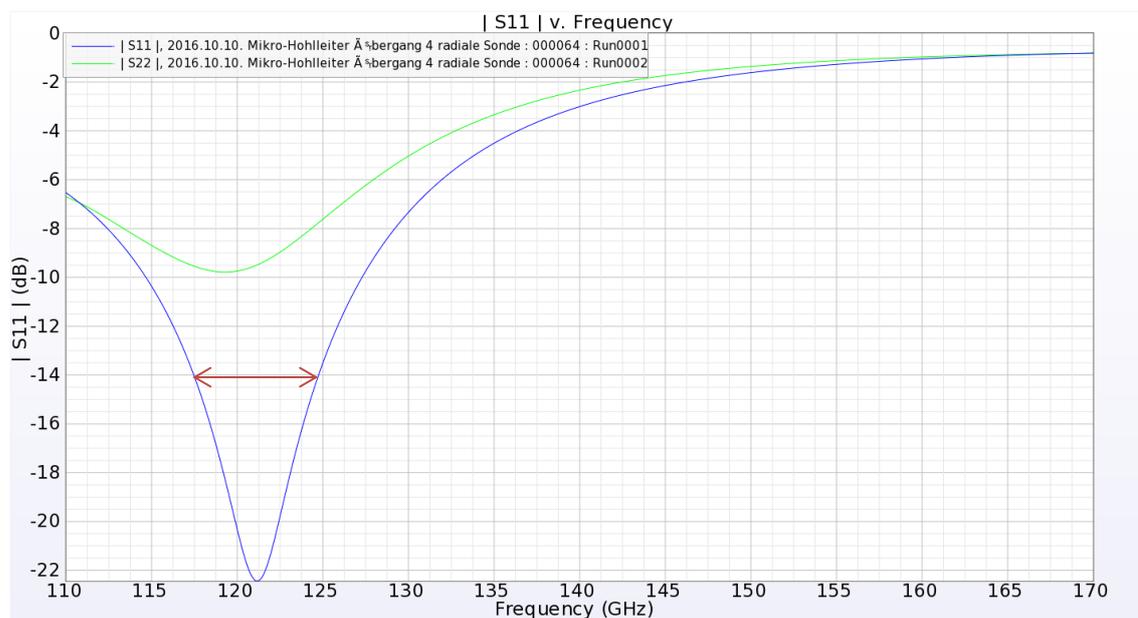


Abbildung 4-8 EMPro, Aufbau der radialen Sonde

In der folgenden Abbildung 4-9 wird der Verlauf des  $|S_{11}|$ -Parameters dargestellt. Im Frequenzbereich von 118 GHz bis 125 GHz (in der Abbildung 4-9 rot markiert) treten Reflexionen von nur  $\frac{1}{30}$  der eingespeisten Leistung auf. Die  $|S_{22}|$ -Messung, auch Ausgangsreflexionsmessung genannt, stellt einen ähnlichen schmalbandigen Verlauf dar. Jedoch ist eine breitbandige Anpassung für die komplette Bandbreite erwünscht.

Abbildung 4-9 EMPro,  $|S_{11}|$  &  $|S_{22}|$ -Messung zur Abbildung 4.7

Durch weitere Anpassungen des Leiters und des Hohlleiters kann eine breitbandige Anpassung bei -10 dB erreicht werden (Abbildung 4-10). Dabei hat sich eine Resonanzfrequenz gebildet, die ein Nachklingen der Welle verursachen kann. Umso größer die Resonanzfrequenz ist, desto stärker kann sich das Nachklingen auf das Signal ausüben. Die Resonanzfrequenz befindet sich bei 124 GHz mit -53 dB.

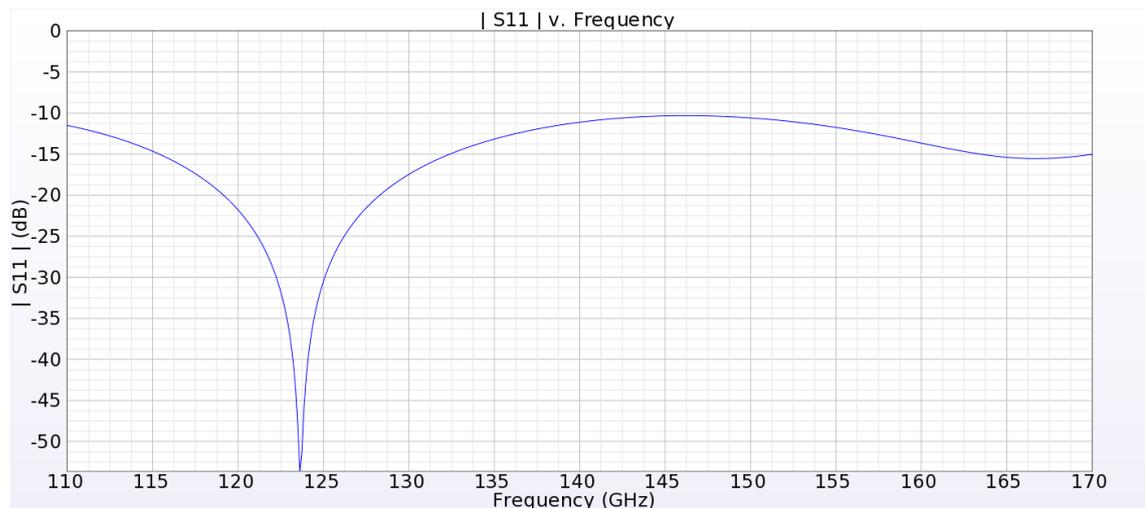


Abbildung 4-10 EMPro, |S11|-Messung Resonanzfrequenz

In der 3D-Animation der Simulationsergebnisse (siehe Abbildung 4-11) ist deutlich zu erkennen, dass sich Stehwellen ausbilden, was auf die Resonanzfrequenz zurückzuführen ist. Der orangemarkierte Pfeil deutet auf eine schwache Feldausbreitung beim Leiter hin. Bei der Animation der Felder tritt ein „Sprung“ der Welle auf und dieser Bereich wird beim Fortlaufen der Welle ausgelassen.

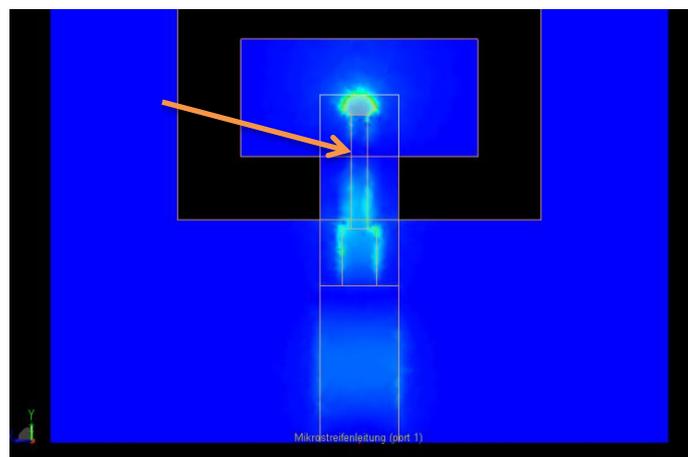


Abbildung 4-11 EMPro, 3D-Simulation Mikrostreifenleitung-Hohlleiter

Für den geforderten Anwendungsfall, dass sich der Übergang auf einer Platine befindet, muss sich das Dielektrikum im kompletten Hohlleiter und nicht nur unterhalb der Mikrostreifenleitung befinden. Der blau umrandete Bereich stellt das Substrat im Hohlleiter dar (Abbildung 4-12).

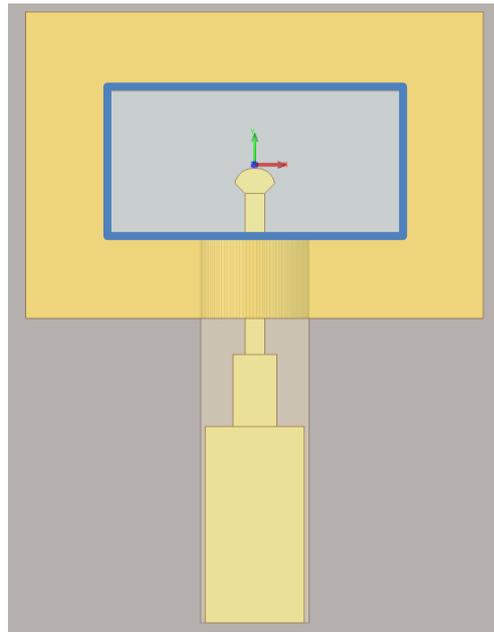
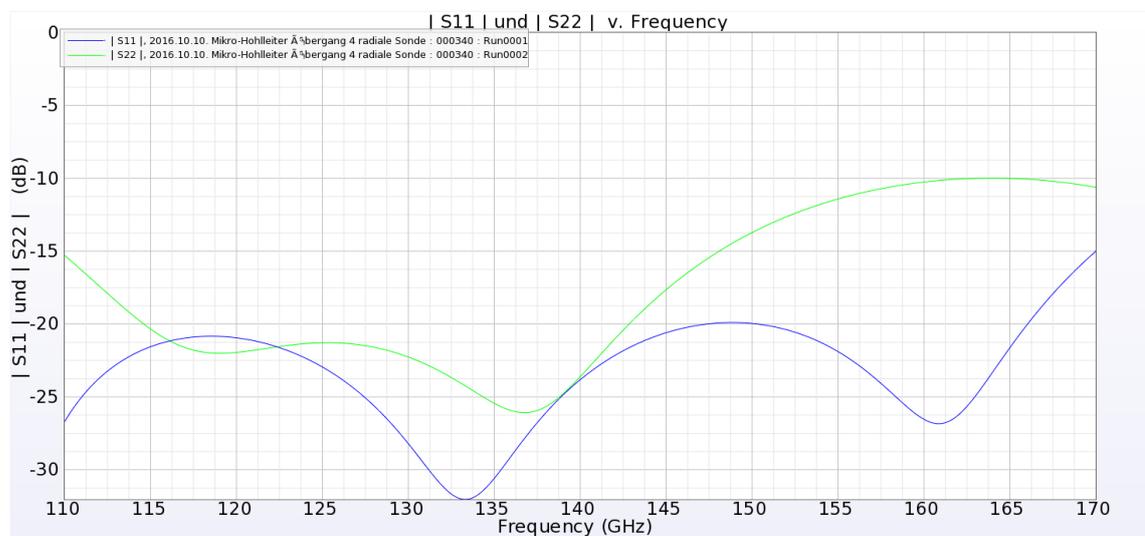


Abbildung 4-12 EMPro, Anpassung des Dielektrikums im Hohlleiter

Durch das zusätzliche Material im Hohlleiter kann ein passabler Übergang konstruiert werden, indem kaum Reflexionen auftreten (Abbildung 4-13).

Abbildung 4-13 EMPro,  $|S_{11}|$  (blaue Linie) und  $|S_{22}|$  (grüne Linie)

### 4.2.2 Übergang auf eine Platine übertragen

Um die Energie von Streifenleitern weiter zu führen, wird der Übergang direkt auf einer Platine realisiert, dabei werden einige Besonderheiten beachtet, die in diesem Kapitel 4.2.2 genauer erläutert werden.

Um den Übergang auf eine Platine zu übertragen, werden die Masse und das darüber liegende Dielektrikum großflächig ausgelegt. Die Massefläche der Platine wird in der Dimension von 1 mm dick gewählt. Zusätzlich werden in der Abbildung 4-14 Via's in das Dielektrikum eingesetzt, um parasitäre Induktivitäts- und Kapazitätseffekte zu verringern.

Die Kurzschlussplatte wird mit einer speziell angefertigten Kappe bewerkstelligt, die die Abmessungen vom WR06 Hohlleiter aufweist. Die Kurzschlusskappen können auf Platinen verschraubt oder falls die Abmessungen zu klein sind, ebenso gelötet werden.

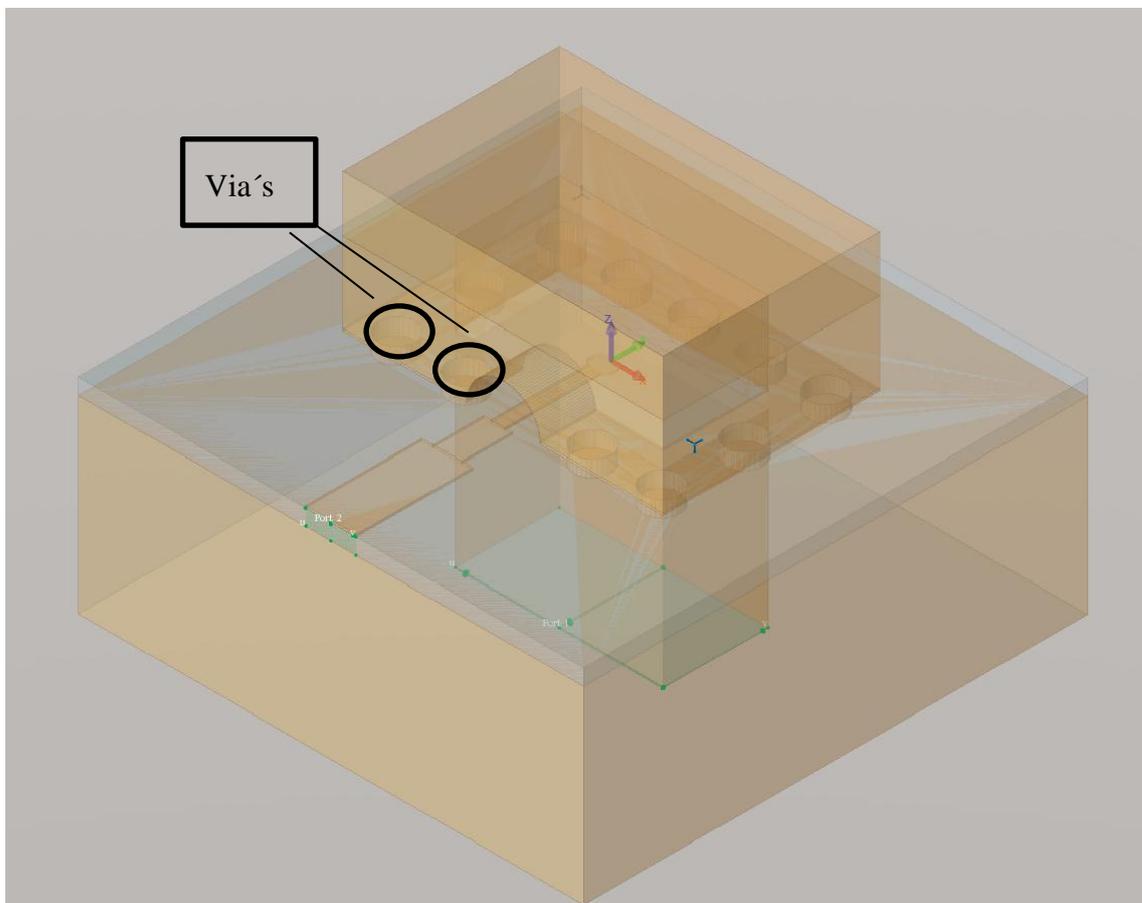


Abbildung 4-14 EMPro, Ansicht oben, Aufbau mit 11 Via's

Der Aufbau des Übergangs wird in der Abbildung 4-15 als Feldsimulation dargestellt. Dabei ist gut zu erkennen, dass sich elektromagnetische Felder im Substrat ausbilden, sogenannte Substratmoden (im Kapitel 2.4.1 beschrieben). Die stärksten Felder verlaufen an den Rändern des Substrats (a) oder an den Ecken vom Hohlleiter entlang (b). Wenn die Energie ins Substrat übergeht, kommt es auf der Platine zum



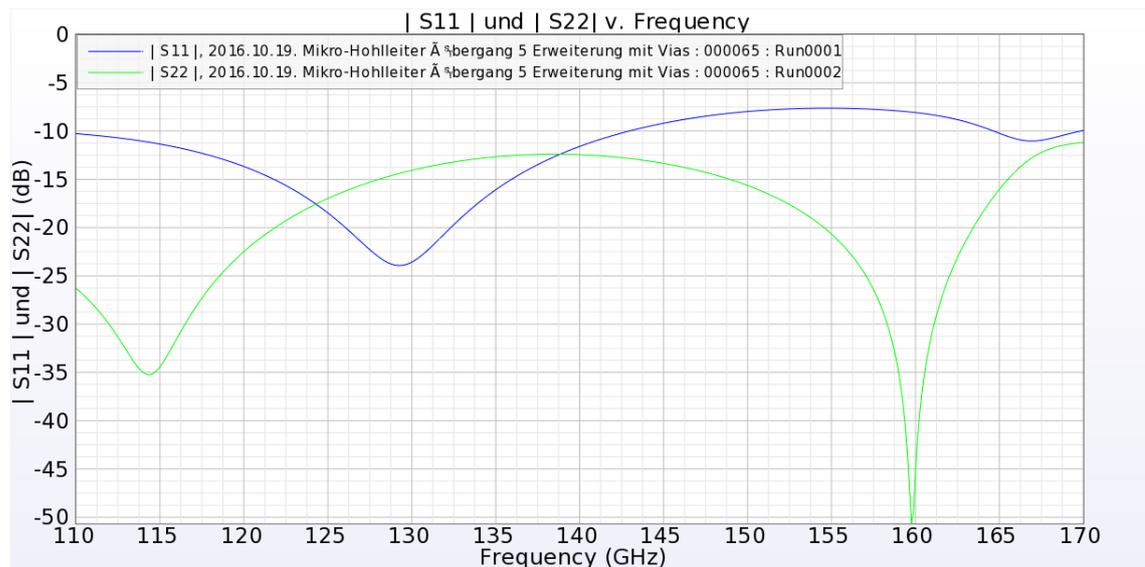


Abbildung 4-16 EMPro,  $|S_{11}|$ -(blaue Linie) und  $|S_{22}|$ -Parameter (grüne Linie)

Das Übersprechen kann auf der Platine mit einer besseren Anordnung der Via's vermieden werden, indem die Durchkontaktierungen größer und die Abstände zwischen den Via's kleiner gewählt werden, siehe Abbildung 4-17.

Außerdem wird ein dünneres Dielektrikum von 75  $\mu\text{m}$  verwendet, dadurch können die Leiterbahnen erheblich dünner gewählt werden und es entstehen durch die Leiterbahnen weniger Abstrahlungsverluste. Die Höhe der Leiterbahnen ist dabei konstant bei 0,017 mm geblieben.

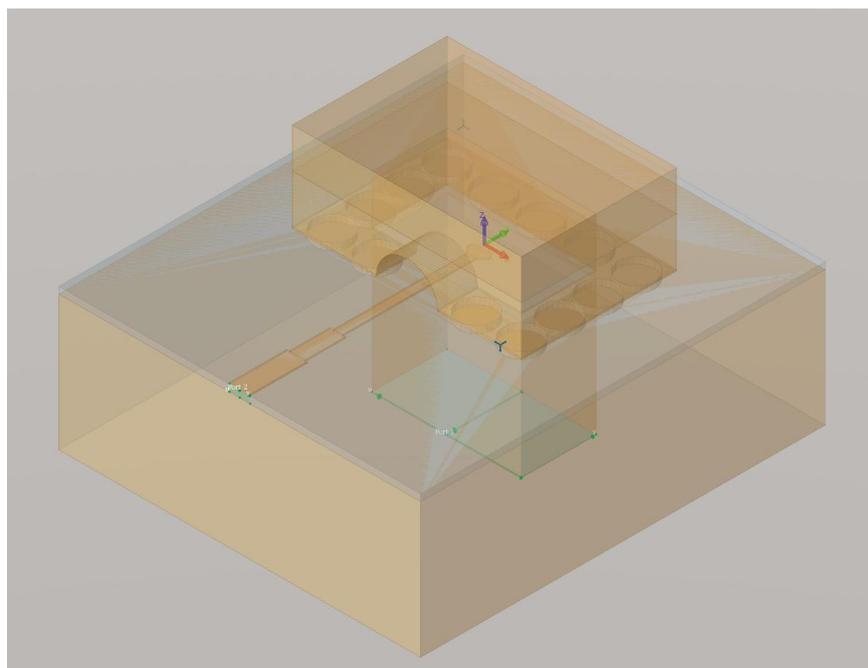


Abbildung 4-17 EMPro, Kompletter Aufbau mit dünnerem Dielektrikum und schmalere Leiterbahnen

Durch die Änderungen ist die Rückflussdämpfung bei dem Übergang bei maximal -14 dB (siehe Abbildung 4-18). Das entspricht einer Reflexion von 4% der Gesamtleistung und stellt ein verbesserungswürdiges Ergebnis dar.

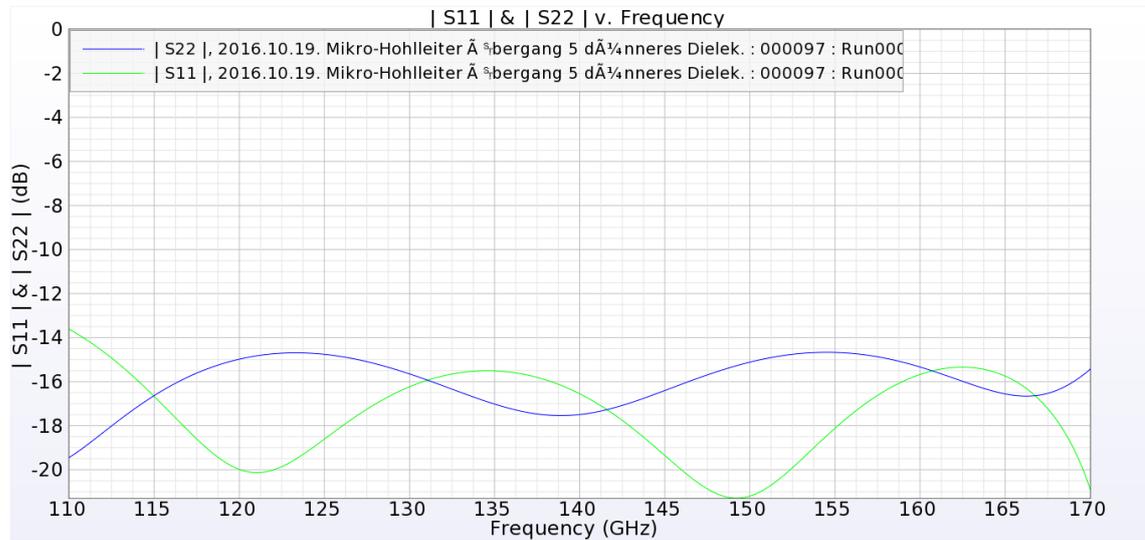


Abbildung 4-18 EMPro, Endresultate der |S11| und |S22|-Messungen

Um den Übergang weiterhin zu optimieren kann das Programm CST verwendet werden.

### 4.2.3 Überprüfung der Simulationen mit CST

#### 1. Variante des Streifenleiter-Hohlleiter Übergangs

CST stellt neben EMPro ein weiteres Simulationstool für 3D-Modelle da. Zudem hat CST ein nützliches „Optimizer“-Tool, worauf später noch zurückgegriffen wird.

Mit CST wird das Modell aus dem Kapitel 4.2.2 zur Gegenprobe erneut simuliert. Dabei werden kleine Abweichungen erwartet, da CST mit einer anderen Methodik zur Ermittlung der Näherungslösung simuliert. Das Benchmark vom Übergang ist in der Abbildung 4-19 und die S-Parameter in der Abbildung 4-20 dargestellt. Das Übertragungsverhalten ist ähnlich, wie von der EMPro Simulation.

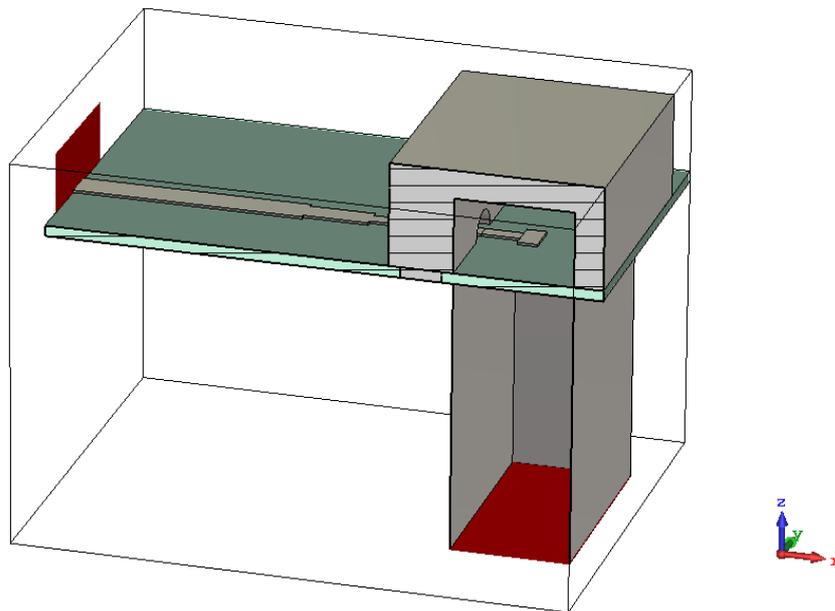


Abbildung 4-19 Benchmark vom Modell

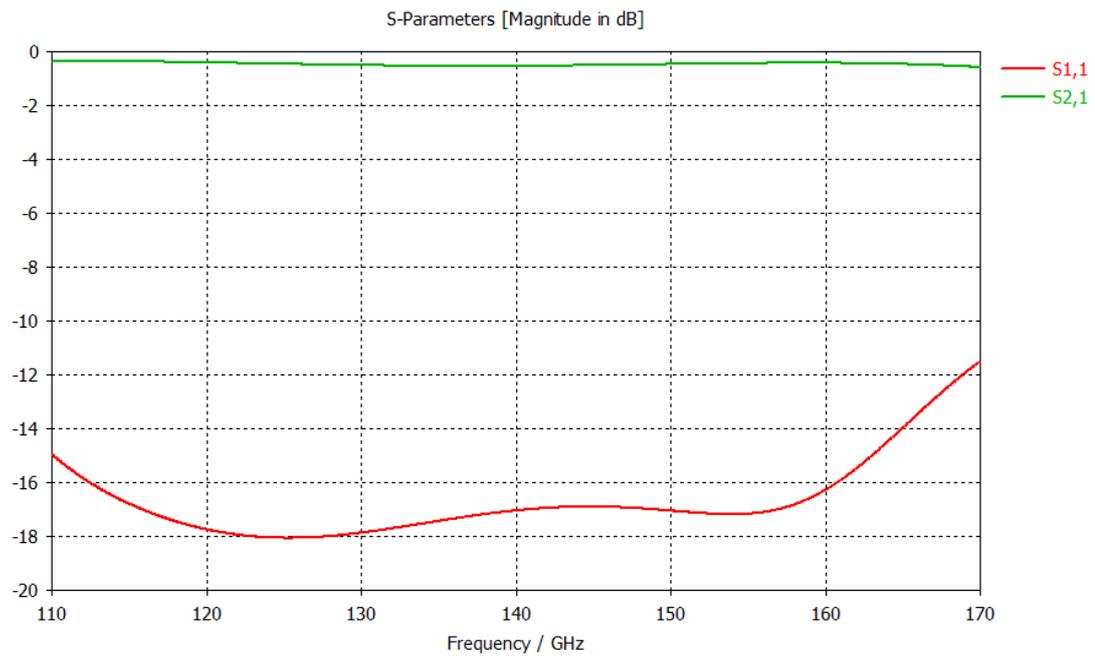


Abbildung 4-20 |S11| und |S21|-Parameter

Die Abbildung 4-21 zeigt den elektrischen Feldverlauf bei 170 GHz von der ersten Variante des Übergangs. In der Praxis werden zur Messung der S-Parameter zwei Übergänge verwendet. Der Vorteil liegt in den geringeren Verlusten von der Hohlleiterspeisung, im Vergleich zur Streifenleiterspeisung. Die in grün dargestellten Wellen breiten sich gleichmäßig über die Mikrostreifenleitung aus und zudem existieren kaum ausbreitungsfähige Moden im Substrat.

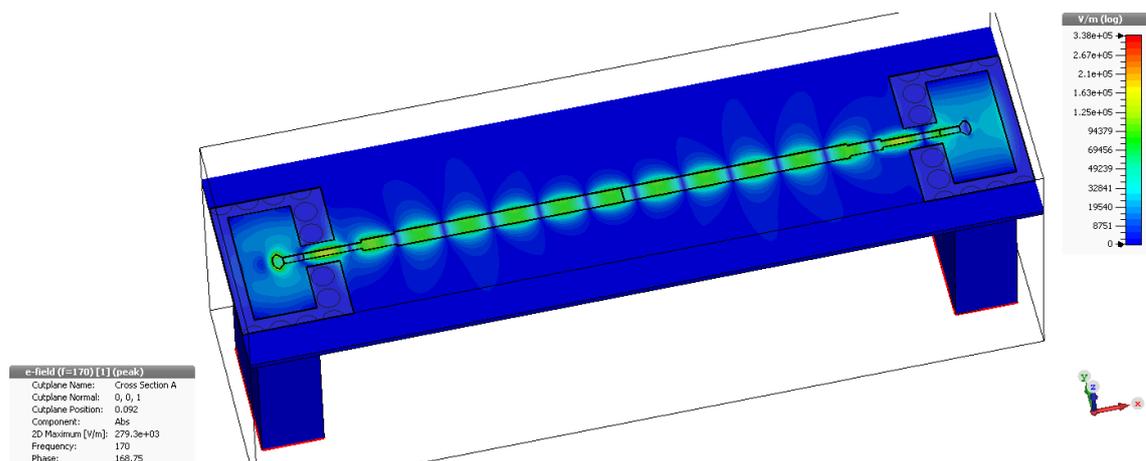
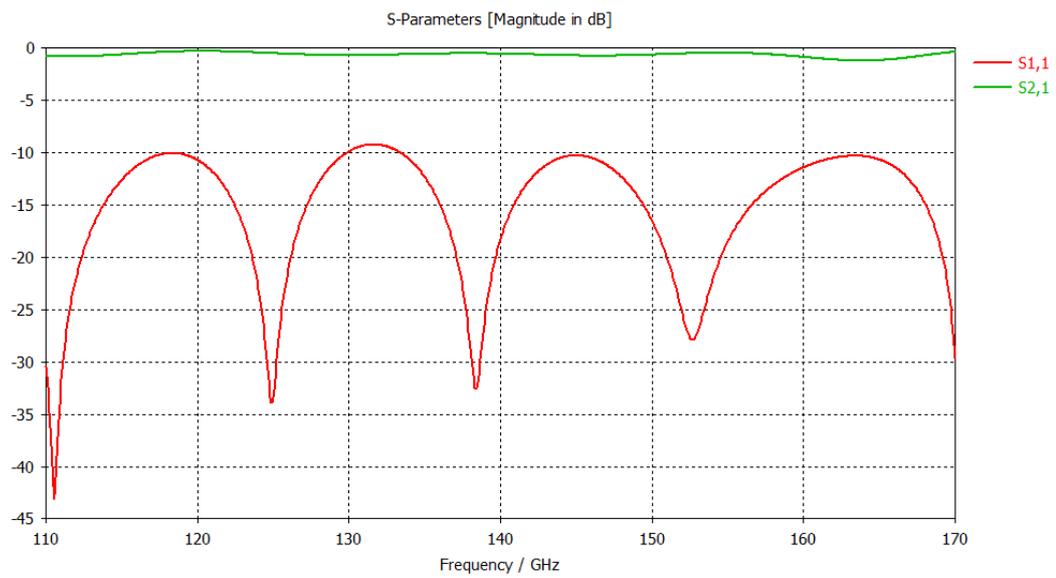


Abbildung 4-21 E-Feld bei 170 GHz

Hierbei ist zu beachten, dass zwei Übergänge verwendet werden und sich somit die Dämpfungen von zwei Übergängen aufsummieren. Die Reflexionsmessung weist in der Abbildung 4-22 einige Resonanzfrequenzen auf, die unterdrückt werden müssen.

Abbildung 4-22  $|S|$ -Parameter von zwei Übergängen

## 2. Variante des Streifenleiter-Hohlleiter Übergangs

Die Streifenleiter und die konkrete Form der radialen Sonde entsprechen präzisen Anforderungen. Um eine Alternative zum vorherigen Übergang zu erstellen, werden lediglich eine Leitung und eine rechteckige Sonde verwendet. Dabei ist zu erwähnen, dass die Leitung auf  $65 \Omega$  angepasst ist. Zuvor wurde bei den Simulationen eine Anpassleitung zum Übergang in den Hohlleiter erstellt, worauf bei diesen Simulationen vorerst verzichtet wird, siehe Abbildung 4-23.

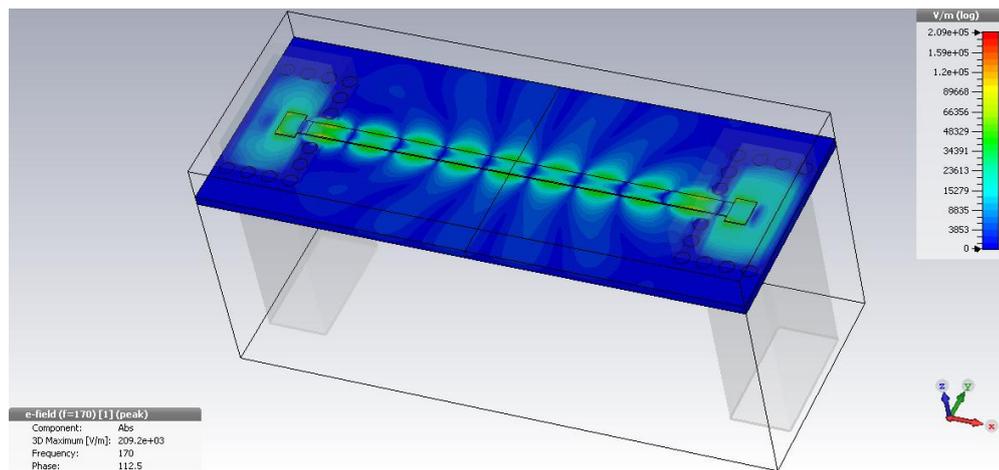


Abbildung 4-23 Neues Modell vom MST-WG Übergang

Das System weist ohne Anpassleitung gute Ergebnisse über einen großen Frequenzbereich auf, siehe Abbildung 4-24 und 4-25.

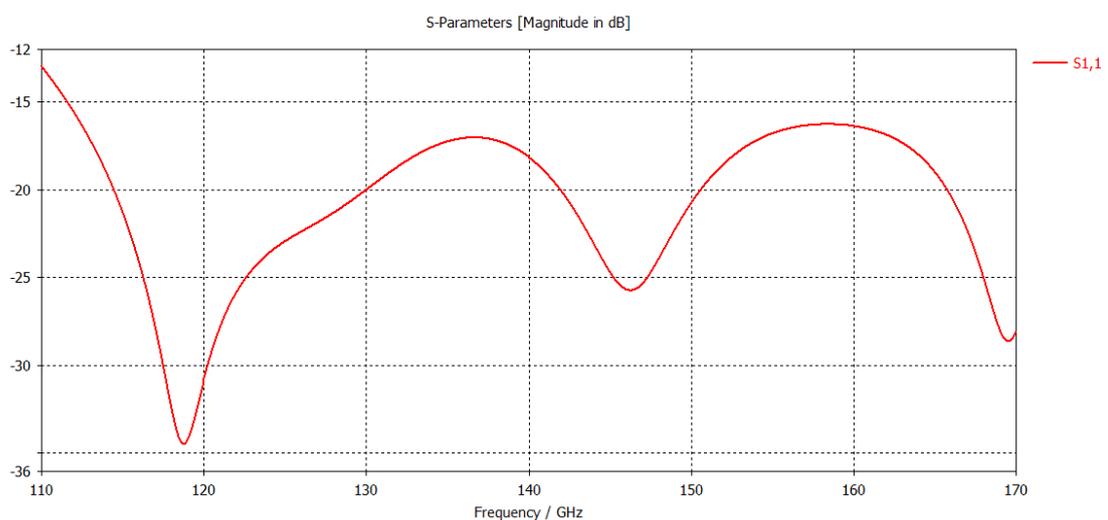
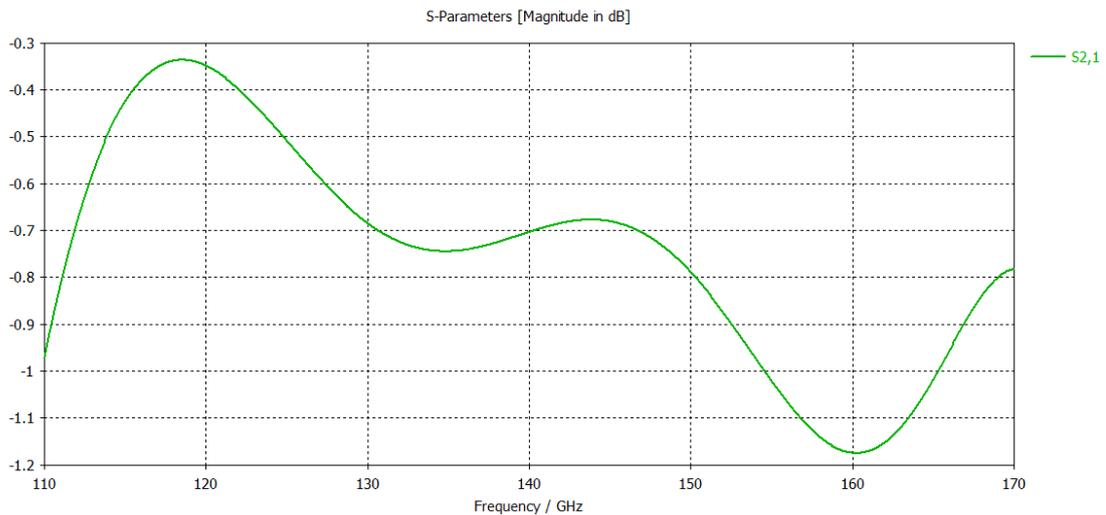
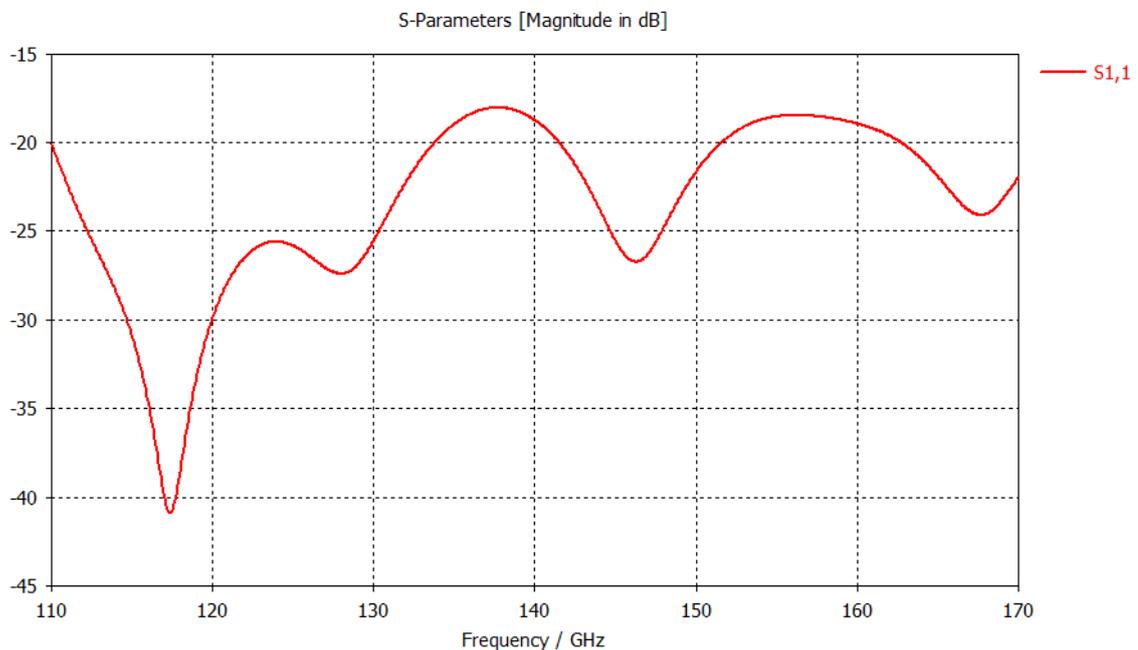


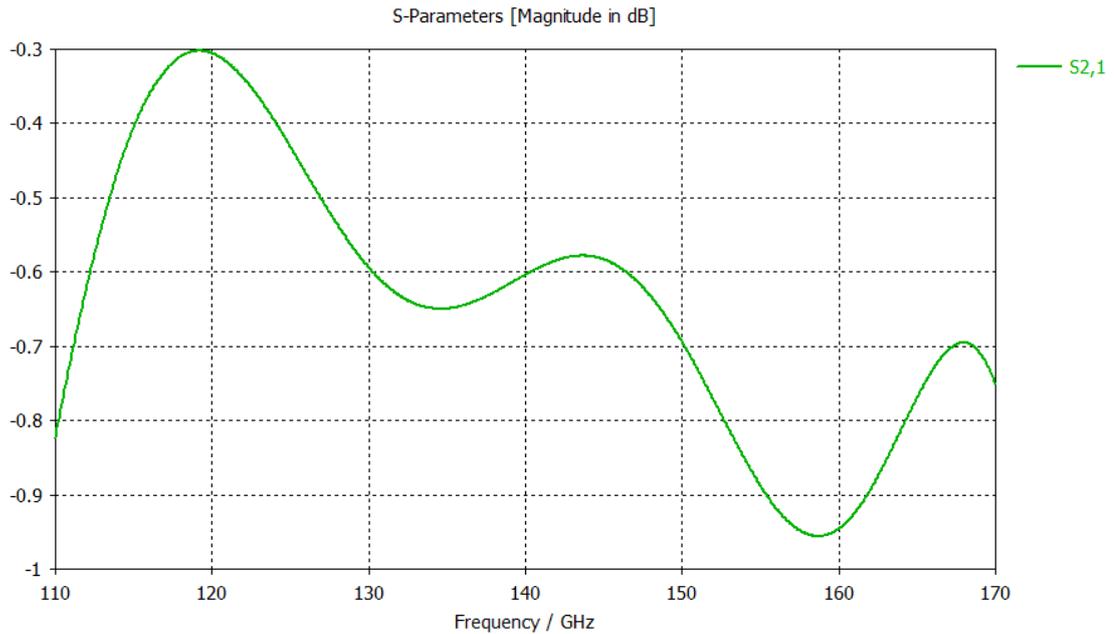
Abbildung 4-24 CST, |S1,1|-Reflexionsmessung

Abbildung 4-25 CST,  $|S_{21}|$ -Transmission

Das Programm CST wird durch ein Optimierungstool unterstützt, dass ein Modell anhand der Zielvorgaben verbessert. Nachdem das Grundkonzept erstellt wurde, kann der „Optimizer“ verwendet werden, der nur kleine Änderungen an den Parametern vornimmt und an die gewünschten Zielvorgaben anpasst.

In der Grafik 4-26 und 4-27 wird die verbesserte Version simuliert.

Abbildung 4-26 CST,  $|S_{11}|$  nach der Optimierung

Abbildung 4-27 CST,  $|S_{21}|$  nach der Optimierung

In der Tabelle 2 sind die Parameter des Übergangs dargestellt.

<b>Parameter: Streifenleiter-Hohlleiterübergang</b>			
<b>Hohlleiterdicke</b>	0.1 mm	<b>Dicke des Substrats</b>	0.127 mm
<b>Seite a vom HI</b>	1.651 mm	<b>Breite vom Substrat</b>	3 mm
<b>Seite b vom HI</b>	0.826 mm	<b>Leiterlänge L100</b>	0.77 mm
<b>Backshort-Höhe</b>	0.372 mm	<b>Leiterlänge L50</b>	1.6 mm
<b>Hohlleiteröffnung</b>	0.483 mm	<b>Leiterlänge L75</b>	0.485 mm
<b>Backshort-Dicke</b>	0.251 mm	<b>Leiterdicke</b>	0.017 mm
<b>Abstand MST-Sonde</b>	0.138 mm	<b>Leiterbreite</b>	0.228 mm
<b>Sondenlänge</b>	0.273 mm	<b>Epsilon</b>	2.2
<b>Sondenbreite</b>	0.408 mm	<b>Via Radius</b>	0.15 mm
<b>Länge vom Substrat</b>	3.781 mm	<b>Hohlleiter Länge</b>	3 mm

Tabelle 2 CST, Parameterliste

Damit die Mikrostreifenleitung geätzt werden kann, muss zuvor ein Board in Eagle (CadSoft) erstellt werden. Mit der Software Eagle ist es möglich Layouts von Leiterkarten und Platinen zu kreieren. In der Abbildung 4-28 ist die Leiterplatte mit den dazugehörigen Komponenten abgebildet. Die Via's (grün) werden an den Rändern der Platine und um den Übergang selbst gesetzt (Abbildung 4-29). Um die Substratmoden weiterhin vorzubeugen, werden bevorzugt mehr Via's eingesetzt, als zu wenig. Dadurch wird lediglich die Fertigungsdauer der Leiterkarte etwas erhöht.

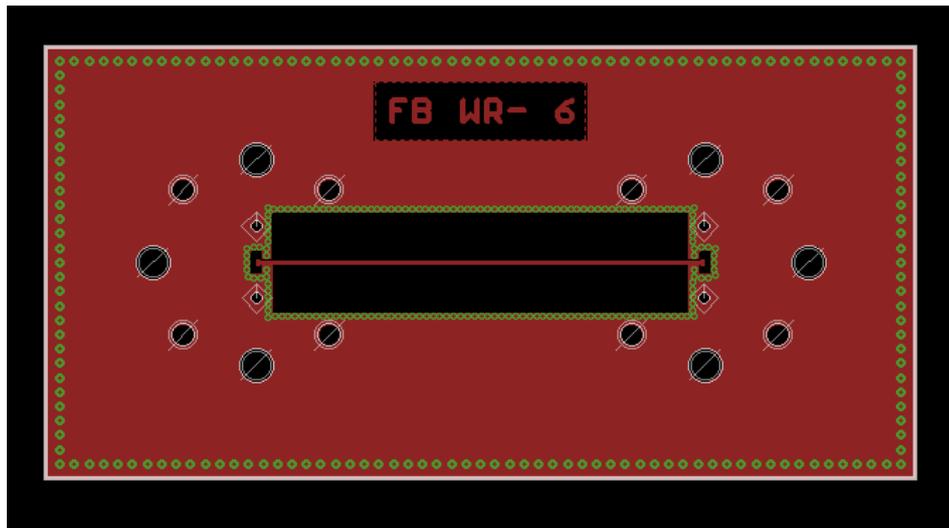


Abbildung 4-28 EAGLE-Layout von der Leiterplatte

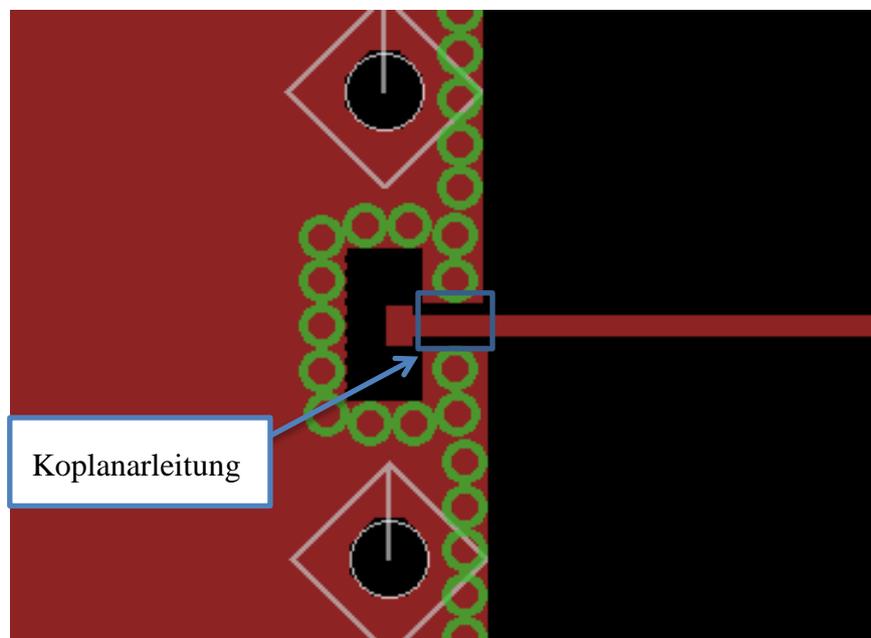


Abbildung 4-29 EAGLE-Übergang zum Waveguide

Die Impedanz von der Mikrostreifenleitung kann mit LineCalc von ADS berechnet werden, wodurch sich eine Impedanz von  $67 \Omega$  ergibt. Wenn LineCalc nicht zur Verfügung steht, kann die Formel [2-9] angewendet werden.

Die Anordnung des Streifenleiters entspricht beim Übergang einer Koplanarleitung, weil der Streifenleiter von zwei Masseflächen umgeben ist (Abbildung 4-29). Diese Impedanz kann ebenso mit LineCalc berechnet werden. Es ergibt sich eine Impedanz von  $65,87 \Omega$ .

Mit der Anordnung der zwei Übergänge können die  $|S|$ -Parameter gemessen werden. Wenn ein einzelner Mikrostreifen-Hohlleiter Übergang verwendet werden soll, muss die MST erneut auf  $50 \Omega$  angepasst werden.

### 3. Variante des Streifenleiter-Hohlleiter Übergangs

Nachdem der Übergang Grundlegend analysiert und die  $|S|$ -Parameter angepasst wurden, ist eine Anpassleitung auf  $50 \Omega$  notwendig, siehe Abbildung 4-30. Die Reflexionssimulation ist in der Abbildung 4-31 dargestellt.

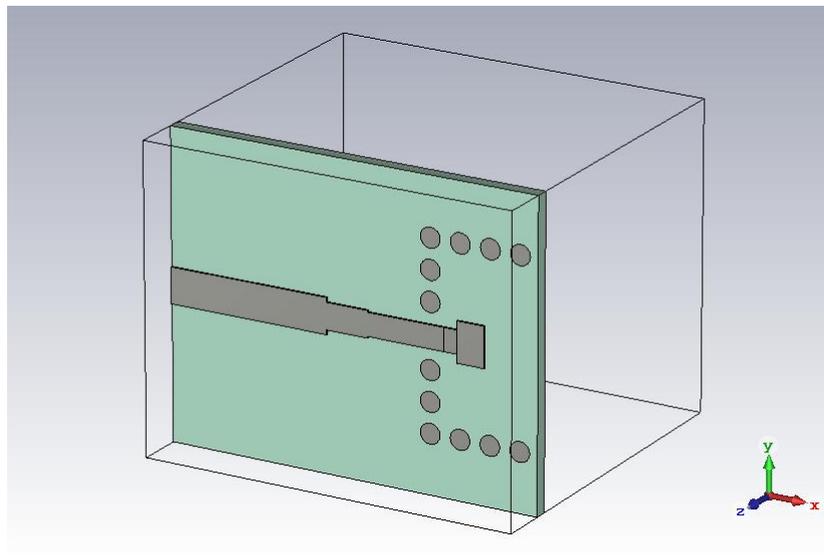


Abbildung 4-30 Übergang mit Transformationsleitung

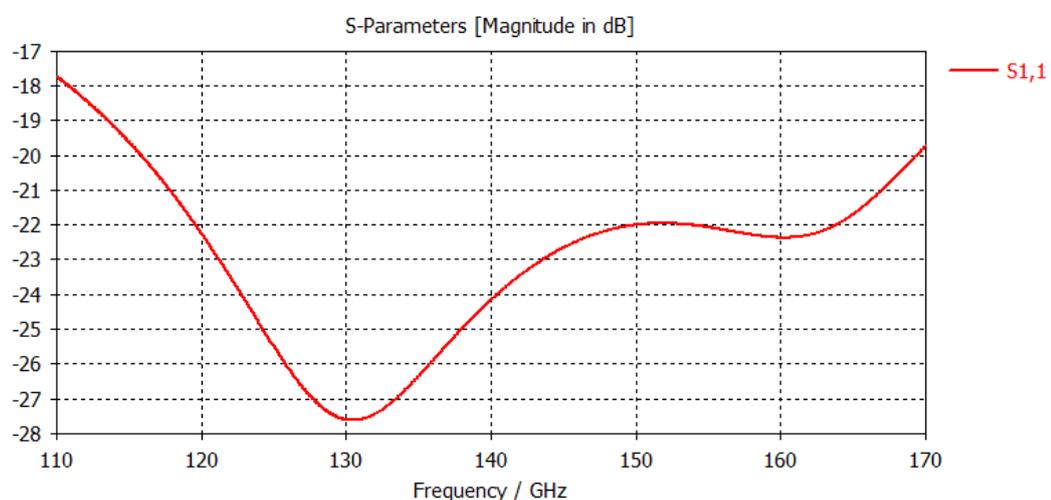


Abbildung 4-31  $|S_{11}|$ -Parameter

Die aktualisierte Parameterliste befindet sich in der Tabelle 3.

<b>Parameter: Streifenleiter-Hohlleiterübergang</b>			
<b>Hohlleiterdicke</b>	0.1 mm	<b>Dicke des Substrats</b>	0.127 mm
<b>Seite a vom HI</b>	1.651 mm	<b>Breite vom Substrat</b>	3 mm
<b>Seite b vom HI</b>	0.826 mm	<b>Leiterlänge L50</b>	1.6 mm
<b>Backshort-Höhe</b>	0.361 mm	<b>Leiterlänge L75</b>	0.42 mm
<b>Hohlleiteröffnung</b>	0.437 mm	<b>Leiterlänge L100</b>	0.77 mm
<b>Backshort-Dicke</b>	0.272 mm	<b>Leiterdicke</b>	0.017 mm
<b>Länge der MST im HL</b>	0.124 mm	<b>Leiterbreite W50</b>	0.35 mm
<b>Epsilon</b>	2.2	<b>Leiterbreite W75</b>	0.26 mm
<b>Sondenlänge</b>	0.277 mm	<b>Leiterbreite W100</b>	0.228
<b>Sondenbreite</b>	0.397 mm	<b>Via Radius</b>	0.15 mm
<b>Länge vom Substrat</b>	3.716 mm	<b>Hohlleiter Länge</b>	3 mm

Tabelle 3 CST, Parameterliste

## 5 Simulation einer Patchantenne in CST

In diesem Kapitel ist es das Ziel, eine breitbandige Antenne zu simulieren, die in Form einer Streifenleitung dargestellt werden soll. Die Antenne soll sich im Frequenzbereich 110 GHz bis 170 GHz befinden.

Durch die Einschränkung des ISM-Bandes wird die Patchantenne im Bereich zwischen 122 GHz bis 123 GHz optimiert.

Mit der Software CST werden elektromagnetische Modelle und Analysen erstellt, die mit der Finiten-Integrationsmethode gelöst werden. Vorteilhaft ist, dass vorgefertigte Templates, welche mit der Software Antenna Magnus erstellt werden, einfach in das Programm CST importiert werden können.

In diesem konkreten Fall wird eine rechteckige Patchantenne mit einer nach Innen versetzten Speisung verwendet. Die Speisung in der Nähe der Mitte hat einen besonderen Zweck, denn der verschobene Speisepunkt bewirkt eine Anpassung der Impedanz. Diese Speisungsmethode wird „inset feed“ genannt.

Im Programm Antenna Magus können die Antennen nur bis zu einem Frequenzbereich von 60 GHz gewählt werden. Aus diesem Grund wird das bereits beschriebene Skalierungsprinzip von Antennen genutzt (Kapitel 2.1). Das Template einer Patchantenne wird bei einer Frequenz von 12,25 GHz erstellt. Dieses Modell wird in CST importiert und die Parameter werden um den Faktor 10 angepasst. Dementsprechend werden die Abmessungen um den Faktor dividiert und die Frequenz um den Wert multipliziert.

Zur weiteren Optimierung wird der Optimizer verwendet, bei dem bestimmte Vorgaben zur Optimierung eingegeben werden müssen:

- Frequenzbereich 122 GHz bis 123 GHz → dB-Zahl < Minimum (priorisiert)
- Frequenzbereich 110 GHz bis 170 GHz → dB-Zahl < Minimum.

Dadurch kann ein Eingangsreflexionsfaktor im Frequenzbereich von 122 GHz bis 123 GHz von unter -35 dB erzielt werden, siehe Abbildung 5-1 und 5-2. Die Länge der Antenne beträgt 1,3 mm und die Breite 1,66 mm. Für die Simulationen wird ein Dielektrikum mit einer Dicke von 0,292 mm und einem  $\epsilon_r = 2,2$  verwendet.

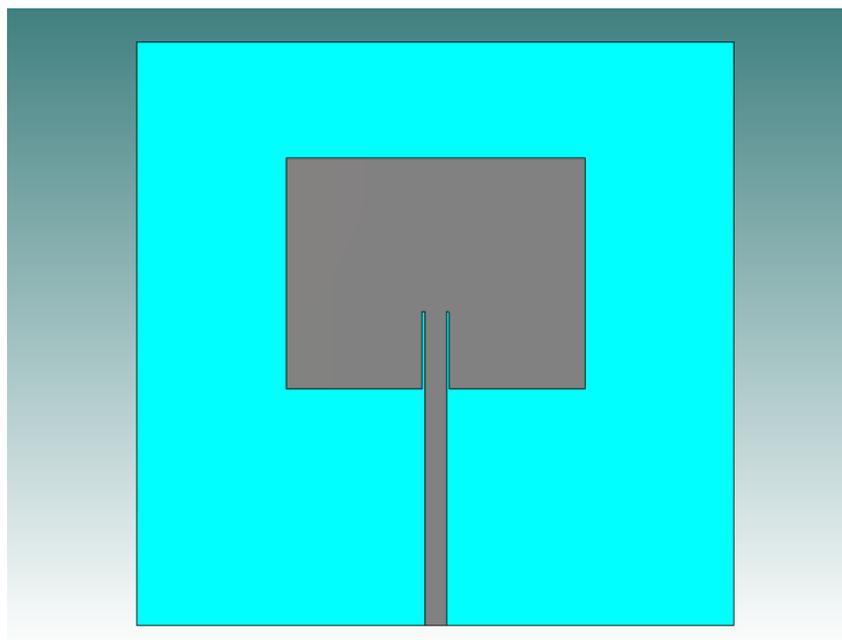


Abbildung 5-1 CST, Patchantenne Ansicht von oben

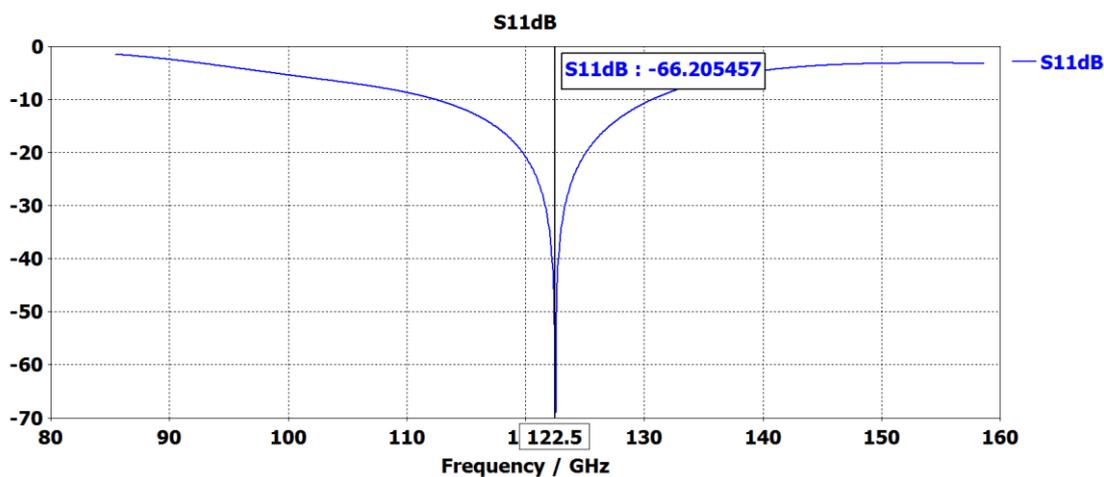


Abbildung 5-2 CST, |S11|-Parameter der Patchantenne

Mit der Patchantenne ergibt sich um den Frequenzbereich von 122,5 GHz eine sehr schmale Bandbreite mit einem Antennengewinn von 7,17 dBi (Abbildung 5-3). Die geringen Dämpfungsverluste, der gute Antennengewinn und die akzeptable Antennencharakteristik veranschaulichen eine hervorragende Anpassung im Millimeterbereich.

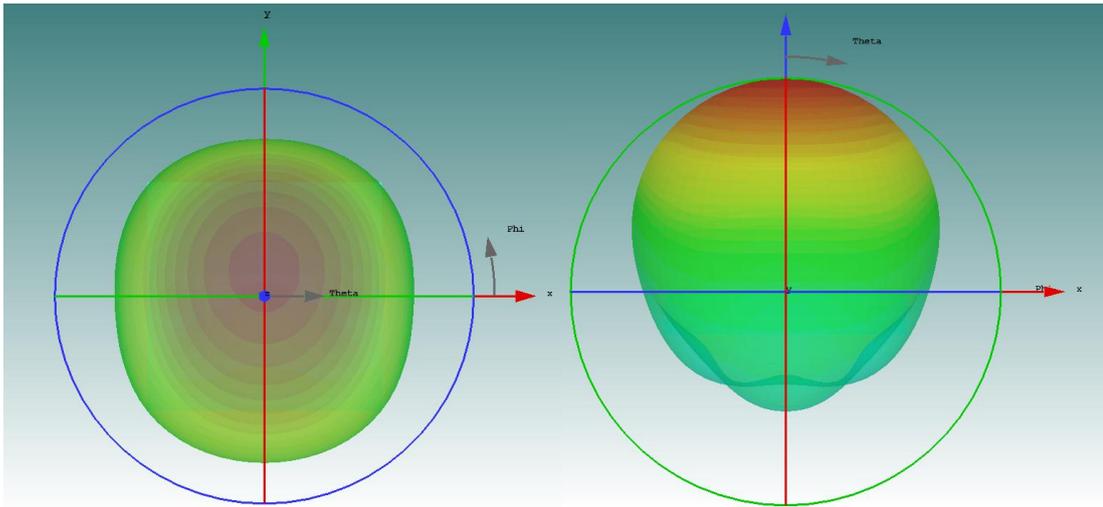


Abbildung 5-3 CST, die Farfield-3D Simulation zeigt die Richtcharakteristik von oben (linkes Bild) und von der Seite (rechtes Bild)

Um eine Verbesserung der Antenne zu erzielen, kann ein Antennenarray aufgebaut werden, indem mehrere Antennen zusammen geschaltet werden. Mit einem Antennenarray kann der Antennengewinn erhöht und die Hauptkeule schmäler gewählt werden. Wenn sich die abgestrahlten Felder der einzelnen Antennen überlagern und sich in Phase befinden, bildet sich ein gemeinsames Antennendiagramm, siehe Abbildung 5-4.

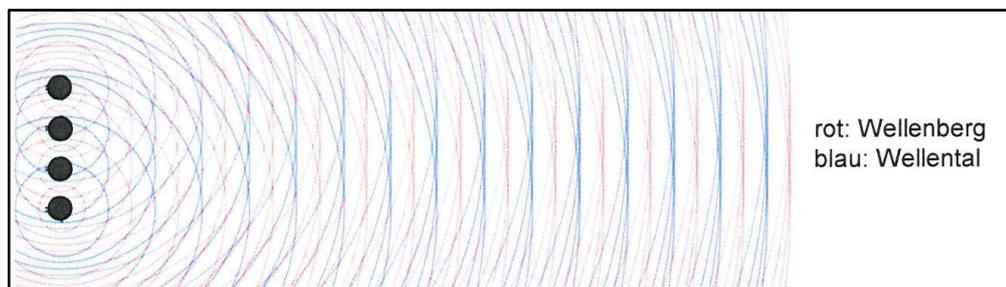


Abbildung 5-4 Prinzip eines Antennenarrays, konstruktive Überlagerung in horizontaler Richtung

(Hantscher, Hf-Technik, Funkübertragung, Antennentechnik, elektromagnetische Wellen, 2015)

Bei einem Antennenarray werden einzelne Antennen der gleichen Charakteristik matrixförmig angeordnet und zu einem „Mehrfach-Antennensystem“ zusammen geführt. Das Antennenarray ist eine sinnvolle Weiterentwicklung, jedoch kann das Array im zeitlichen Rahmen der Arbeit nicht weiter untersucht werden.

In der Tabelle 4 werden alle Parameter der Patchantenne aufgelistet.

<b>Parameter mit Größenordnung vom finalen Übergang</b>		
<b>Name</b>	<b>Größenordnung</b>	<b>Beschreibung</b>
<b>c</b>	$300.000.000 \frac{m}{s}$	Lichtgeschwindigkeit
<b>feed_inset</b>	0,218 mm	Länge von der Speiseleitung in den Patch
<b>feed_line_length</b>	0,88 mm	Länge der Speiseleitung
<b>feed_line_width</b>	0,06 mm	Breite Speiseleitung
<b>frequency_centre</b>	122,5 GHz	Mittenfrequenz
<b>metal_thickness</b>	0,005 mm	Dicke vom Kupfer
<b>patch_feed_spacing</b>	0,007 mm	Spaltbreite zwischen Speiseleitung und Patch
<b>patch_length</b>	0,65 mm	Länge vom Patch
<b>patch_width</b>	0,833 mm	Breite vom Patch
<b>relative_permittivity</b>	2,2	Dielektrizitätsfaktor
<b>substrate_feed_extension</b>	0,337 mm	zusätzliche Länge vom Substrat
<b>substrate_height</b>	0,292 mm	Dicke vom Substrat
<b>substrate_length</b>	1,3 mm	Länge vom Substrat
<b>substrate_width</b>	1,66 mm	Breite vom Substrat
<b>tan_delta</b>	0	Verlustfaktor
<b>wavelength_centre</b>	2,44 mm	Freiraumwellenlänge

Tabelle 4 Parameter der Patchantenne

## 6 Aufbau eines Antennenmessplatzes

### 6.1 Grundlagen

In diesem Kapitel geht es um die Planung und um die Konstruktion eines Antennenmessplatzes für das D-Band. Der Antennenmessplatz stellt die Grundlage dar, um diverse HF-Systeme anhand ihrer Abstrahlcharakteristik zu testen.

Der von Antennen unmittelbar umgebene Raum wird als Nahfeld bezeichnet. Dieser unterteilt sich in das reaktive Nahfeld und das Strahlungs-Nahfeld, das auch Fresnel-Zone genannt wird. Zudem gibt es das Fernfeld, bei dem sich die Wellenfronten erst bei einer bestimmten Distanz überlagern und eindeutige Messergebnisse liefern (siehe Abbildung 6-1). Daher muss sich die Empfangsantenne im Fernfeld befinden.

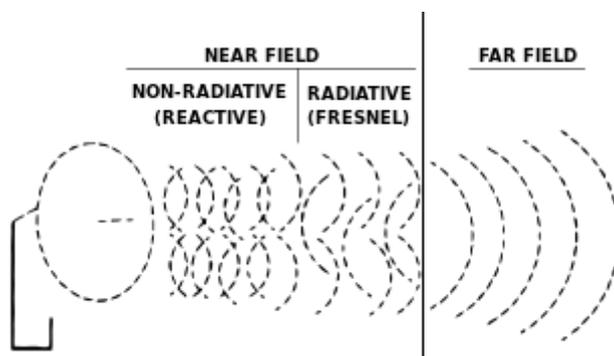


Abbildung 6-1 Nah- und Fernfeld (Djuknic, 2003)

Beim Messaufbau (Abbildung 6-2) stehen sich zwei Antennen in Hauptstrahlrichtung gegenüber. Eine Antenne dient als Sendepunkt und die andere Antenne als Empfangspunkt, bei denen eine Mindestentfernung  $r_{Fern}$  vorliegen muss.

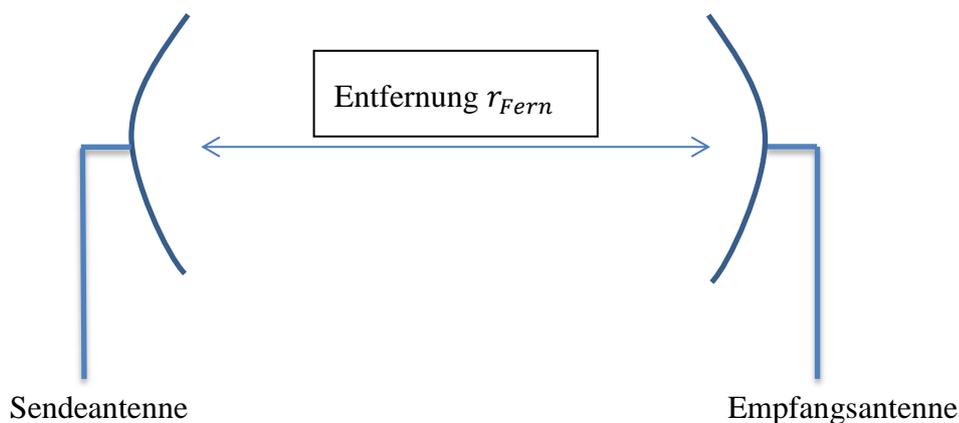


Abbildung 6-2 Aufbau Sende-, Empfangsantenne

Ein weiterer Parameter in der Antennenmesstechnik ist die größte geometrische Ausdehnung der Antenne  $L$ . Bei größeren Antennen mit der Bedingung  $\lambda < L$  wird die Formel [6-1] verwendet.

$$r_{Fern} \geq \frac{2 \cdot L^2}{\lambda} \quad [6-1]$$

(Hantscher, Hf-Technik, Funkübertragung, Antennentechnik, elektromagnetische Wellen, 2015)

Unter den gegebenen Bedingungen, dass der Messplatz im Frequenzbereich zwischen 100 GHz und 300 GHz genutzt wird und die Referenzantenne eine maximale Ausdehnung von  $L = 1 \cdot 10^{-2} \text{ m}$  besitzt, ergibt sich für  $r_{Fern}$  ein Mindestabstand von:

$$r_{Fern,100GHz} \geq \frac{2 \cdot (1 \cdot 10^{-2} \text{ m})^2}{\frac{3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}}{100 \cdot 10^9 \frac{1}{\text{s}}}}$$

$$r_{Fern,100GHz} \geq 0,066 \text{ m} = 66 \text{ mm}$$

Nach der Fernfeldbedingung muss die Entfernung bei 100 GHz mindestens 66 mm betragen. Diese Bedingung beinhaltet eine Fehlertoleranz, wodurch eine weitaus größere Distanz empfohlen wird. Bei 300 GHz würde die Entfernung 200 mm betragen.

### 6.1.1 Messverfahren

Für die Ermittlung des Antennengewinns  $G_{AUT}$  gibt es verschiedene Varianten, die je nach Anwendungsfall eingesetzt werden können. Der Anwendungsbereich des Antennenmessstisches ist flexibel ausgelegt, um Antennen in einem kurzen Zeitraum zu charakterisieren.

Der Antennengewinn  $G$  setzt sich aus dem Wirkungsgrad  $\eta$  und dem Richtfaktor  $D$  der Antenne zusammen (Formel [6-2]). Bei jeder Antenne treten Verluste auf, die durch den Wirkungsgrad  $\eta$  beschrieben werden. Der Wirkungsgrad bildet das Verhältnis von abgestrahlter Leistung  $P_{ab}$  zu zugeführter Leistung  $P_{zu}$ , siehe Formel [6-3].

$$G = \eta \cdot D \quad [6-2]$$

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}} \quad [6-3]$$

Das Verhältnis von einem isotropen Kugelstrahler  $P_{Iso}$  und der Richtantenne  $P_{Ant}$  beschreibt den Richtfaktor, siehe Formel [6-4].

$$D = \frac{P_{Ant}}{P_{Iso}} \quad [6-4]$$

#### Methode 1 (Abbildung 6-3):

Bei der ersten Messmethode ist der Gewinn der Sendeantenne  $G_S$ , die Entfernung zwischen den Antennen  $r_{Fern}$  und Lambda  $\lambda$  gegeben. Auf der linken Seite befindet sich die Sendeantenne  $G_S$ , mit einer Sendeleistung  $P_S$  und auf der rechten Seite die Empfangsantenne  $G_{AUT}$ , mit einer Empfangsleistung  $P_E$ . Die Empfangsantenne  $G_{AUT}$  ist in diesem Fall unbekannt und soll ermittelt werden.

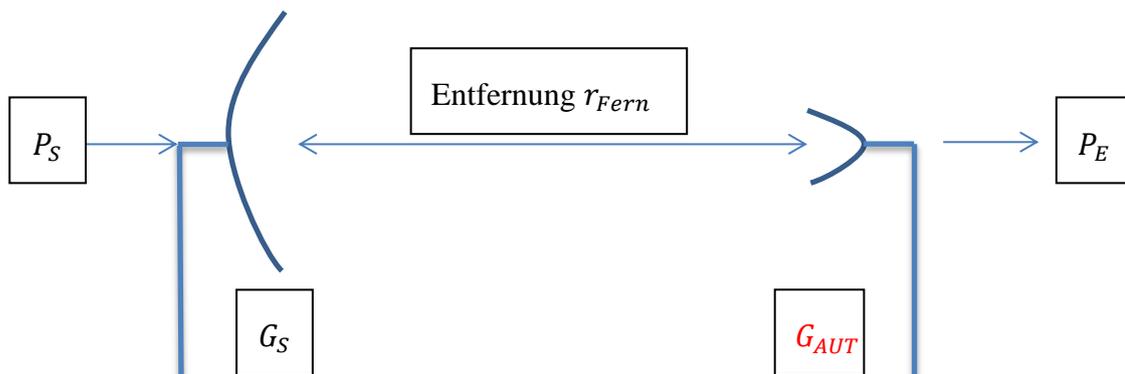


Abbildung 6-3 Antennenmessmethode 1

Anhand des Antennenaufbaus ergibt sich die Formel [6-5], wobei  $\left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}\right)^2$  für die Freiraumdämpfung steht.

$$\frac{P_E}{P_S} = G_S \cdot \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}\right)^2 \cdot G_{AUT} \quad [6-5]$$

Durch umstellen der Formel [6-5] nach  $G_{AUT}$  ergibt sich Formel [6-6]

$$G_{AUT} = \frac{P_E}{P_S} \cdot \frac{1}{G_S} \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right)^2 \quad [6-6]$$

In dB lautet die Formel folgendermaßen [6-7]:

$$\frac{G_{AUT}}{dBi} = 10 \cdot \lg \frac{P_E}{P_S} - \frac{G_S}{dBi} + 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right) = \frac{S_{21}}{dB} - \frac{G_S}{dBi} + 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right) \quad [6-7]$$

Methode 2 (Abbildung 6-4):

Bei zwei gleichen Antennen lässt sich die Formel [6-8] vereinfachen, da sowohl die Sende-, als auch die Empfangsantenne den identischen Antennengewinn besitzen, der ermittelt werden soll.

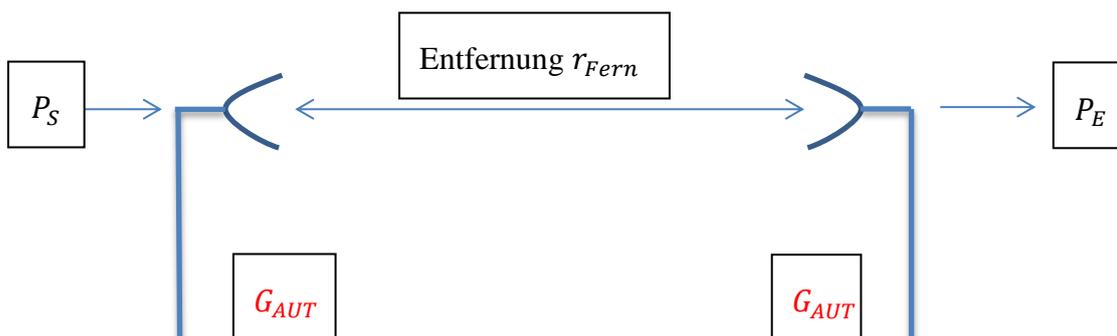


Abbildung 6-4 Antennenmessmethode 2, zwei identische Antennen

$$\frac{P_E}{P_S} = \left(\frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}\right)^2 \cdot G_{AUT}^2 \rightarrow G_{AUT} = \sqrt{\frac{P_E}{P_S} \cdot \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right)^2} \quad [6-8]$$

Die Formel kann ebenso in dB dargestellt werden [6-9].

$$\frac{G_{AUT}}{dBi} = \frac{1}{2} \cdot \left( 10 \cdot \lg \frac{P_E}{P_S} + 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right) \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{S_{21}}{dB} + 20 \cdot \lg \left(\frac{4 \cdot \pi \cdot r_{Fern}}{\lambda}\right) \right) \quad [6-9]$$

Methode 3 (Abbildung 6-5 und 6-6):

Bei der dritten Methode handelt es sich um eine Vergleichsmethode. Dabei wird eine Referenzantenne verwendet, deren Gewinn  $G_{Ref}$  bekannt ist. Der Gewinn der Sendeantenne ist irrelevant und die Information nicht benötigt wird, siehe Formel [6-10].

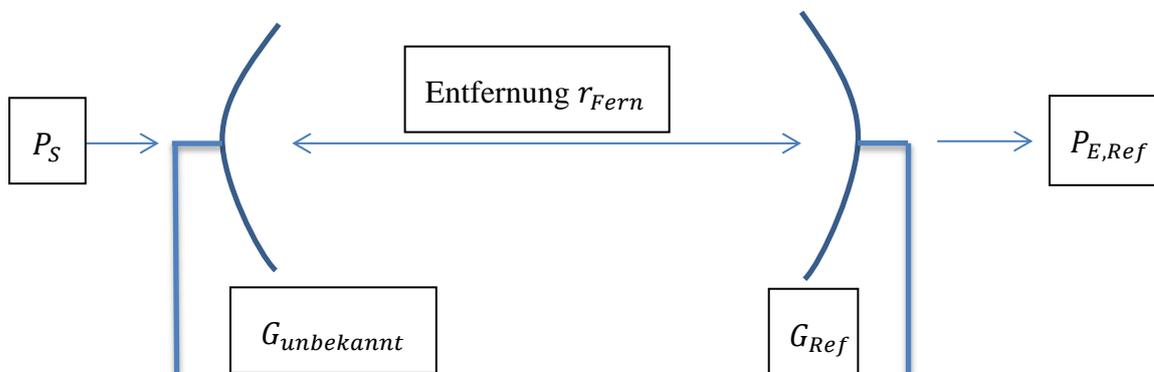


Abbildung 6-5 Antennenmessmethode 3, mit Referenzantenne

$$\frac{G_{AUT}}{dBi} = 10 \cdot \lg \frac{P_{E,AUT}}{P_{E,Ref}} + \frac{G_{Ref}}{dB} \quad [6-10]$$

Demnach wird zuerst eine Messung mit der Referenzantenne und anschließend eine Messung mit der Antenne  $G_{AUT}$  durchgeführt.

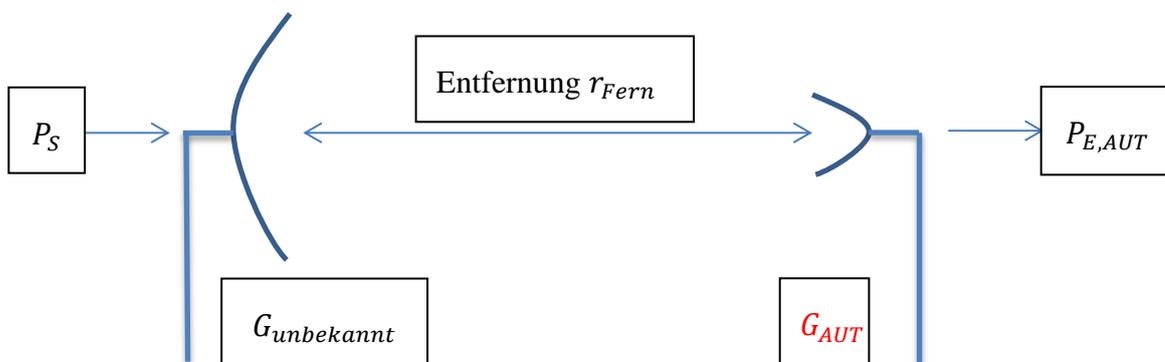


Abbildung 6-6 Antennenmessmethode 3, Vermessung mit der Antenne  $G_{AUT}$

(Hantscher, Hf-Technik, Funkübertragung, Antennentechnik, elektromagnetische Wellen, 2015)

### 6.1.2 Absorbertechnik

Hinter der Empfangsantenne ist eine Wand mit Absorbermaterial ausgestattet, um bei Messungen Mehrwegausbreitung zu vermeiden. Somit können nicht nur Schallwellen, wie es in der Akustik bekannt ist, sondern auch elektromagnetische Wellen absorbiert werden. Bei der Konstruktion der Messplatte wurde darauf geachtet, dass die Metallschrauben nicht aus der Holzplatte ragen, damit keine elektromagnetischen Wellen reflektiert werden. Im Idealfall wird eine vollständige Absorberkammer oder Halle verwendet, in der alle angrenzenden Flächen mit HF-Absorberelementen ausgestattet sind. Die Größe der Kammer ist abhängig vom Frequenzbereich.

In Abhängigkeit von der Frequenz und Leistung werden unterschiedliche Anforderungen an die Absorberelemente gestellt. Diese Anforderungen können z.B. der Abstand, die Dicke, die Strukturform oder das Material der Absorberspitzen sein.

Damit der optimale Absorber für den Frequenzbereich gewählt wird, muss die zurückstrahlende Energie vom Material gemessen werden. Die Energie, die absorbiert wird, wandelt sich in Wärme um. Dabei wird eine Antenne senkrecht auf das Absorbermaterial gerichtet und anhand der rücklaufenden Welle kann die Leistung bestimmt werden, die beim monostatischen Radar eintrifft.

Der Absorberschaum wird in der Abbildung 6-7 mit einer monostatischen Antenne (122 GHz bis 170 GHz) vermessen. Dabei werden verschiedene Messreihen bei einer Entfernung von 0,46 m bis 0,52 m gestartet, damit ein Referenzwert zu den anderen Objekten zur Verfügung steht. Unter anderem werden der Absorberschaum, eine Metallfläche (Aluminium), eine Kokosmatte und ein 3D-Cornerreflektor vermessen.

Die Anfangsreflexionen bis etwa 0,35 m sind auf die internen Kopplungen zurückzuführen, wie z.B. das Übersprechen. Die Effekte sind besonders stark bei einer mono-statischen oder einer bi-statitischen Antenne. Bei letzterem liegen beide Antennen räumlich dicht beieinander. In Radarsystemen kann sich der Sende- und Empfangschip auf einer Platine befinden, bei der das Übersprechen stark hervorgehen kann.

Die Effekte können minimiert werden, durch:

- Sende- und Empfangschip auf verschiedene Platinen setzen oder die bessere Variante, Sende- und Empfangsantenne räumlich voneinander trennen
- Abschirmungen für Kabel/ Leitungen verwenden
- Übergänge möglichst bis zu -20 dB anpassen (1% Verluste)
- Lange parallele Leitungen vermeiden.

Zusätzlich stehen Signalverarbeitern einige Möglichkeiten zur Verfügung, um eine eindeutige Signalerkennung zu gewährleisten. Eine häufig angewandte Methode ist die „background subtraction“, bei der mit Hilfe einer Leermessung das Übersprechen durch

Subtraktion zweier Signale entfernt wird. Bei diesem Vorgang wird der SNR (Signal-Rausch-Verhältnis) nicht erhöht.

Diese Besonderheiten vom Aufbau veranschaulichen, wie bedeutend eine korrekte Anordnung und Auswahl der geeigneten Materialien ist, um einen hohen SNR-Abstand zu erhalten.

Das Rauschsignal liegt bei etwa -95 dBm und das Nutzsignal bei einer Entfernung von 0,52 m mit -67 dBm, siehe Abbildung 6-7. Die Absorberplatte reflektiert wie erwartet kaum Leistung und erweist sich für den Messaufbau als annehmbar.

Sensor 1: 0.526330132 m (-67 dB)

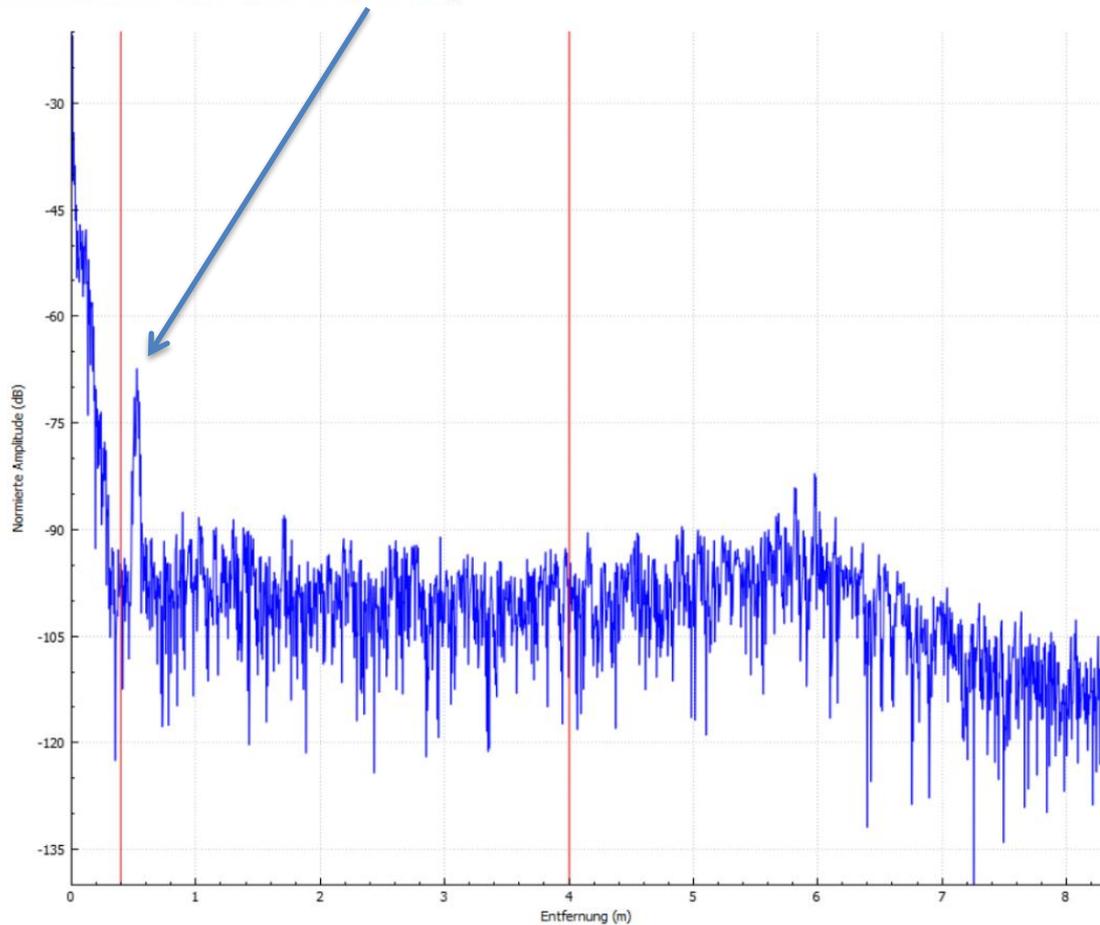


Abbildung 6-7 Vermessung der Absorberplatte

Bei der Vermessung der Kokosmatte in der Abbildung 6-8 werden etwas größere Reflexionen von -61 dBm gemessen, dieser Wert entspricht an reflektierte Leistung 8 nW. Bei kleineren Entfernungen wird der SNR ebenso kleiner, weil es zu Mehrfachreflexionen zwischen dem Objekt und der Antenne, bzw Antennenhalterung kommt.

Sensor 1: 0.501482920 m (-61 dB)

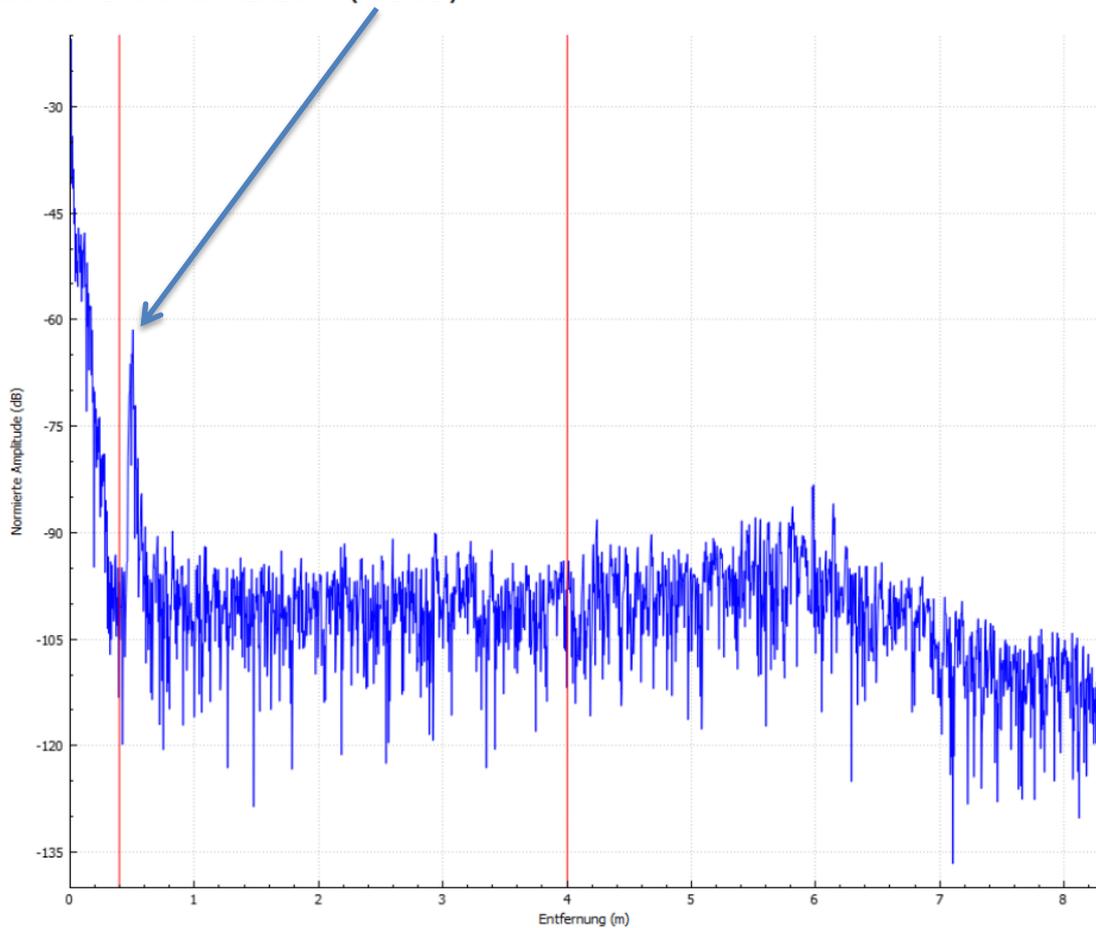


Abbildung 6-8 Vermessung der Kokosmatte

Es muss darauf geachtet werden, dass die Länge der Kokosfasern nicht länger als  $\frac{\lambda}{2}$  ist, da ansonsten Reflexionen auftreten würden.

Die Grafiken 6-9 und 6-10 weisen ähnliche Messergebnisse vor, bei denen ein höherer Leistungspegel erkennbar ist. Bei der Metallplatte (-32 dBm) sind die Mehrfachreflexionen leicht und bei dem 3D-Cornerreflektor (einen idealen Reflektor) (-27 dBm) sind die Wiederholungen der Reflexionen deutlich zu erkennen. Dieses Phänomen muss vermieden werden und verbildlicht, wieso ein gut abgeschirmter Antennenmessplatz essentiell ist.

Sensor 1: 0.467649558 m (-32 dB)

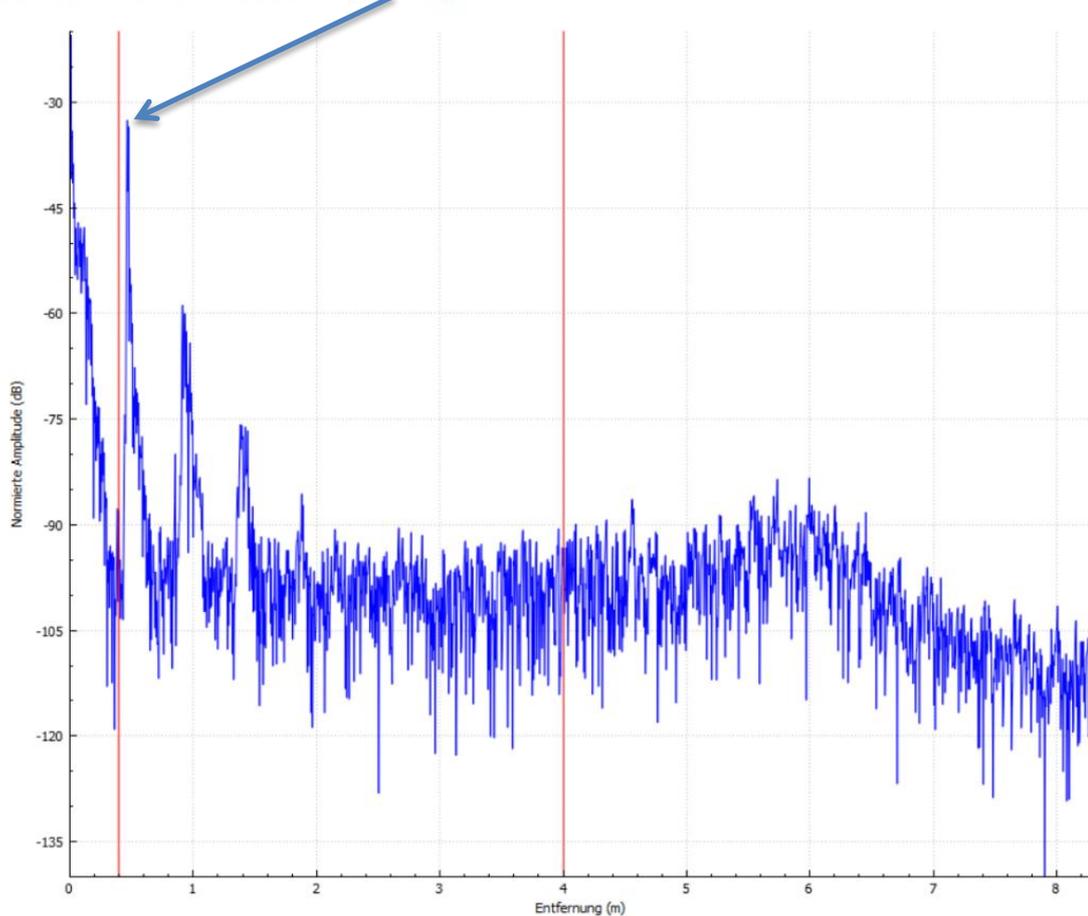


Abbildung 6-9 Vermessung: Metallplatte

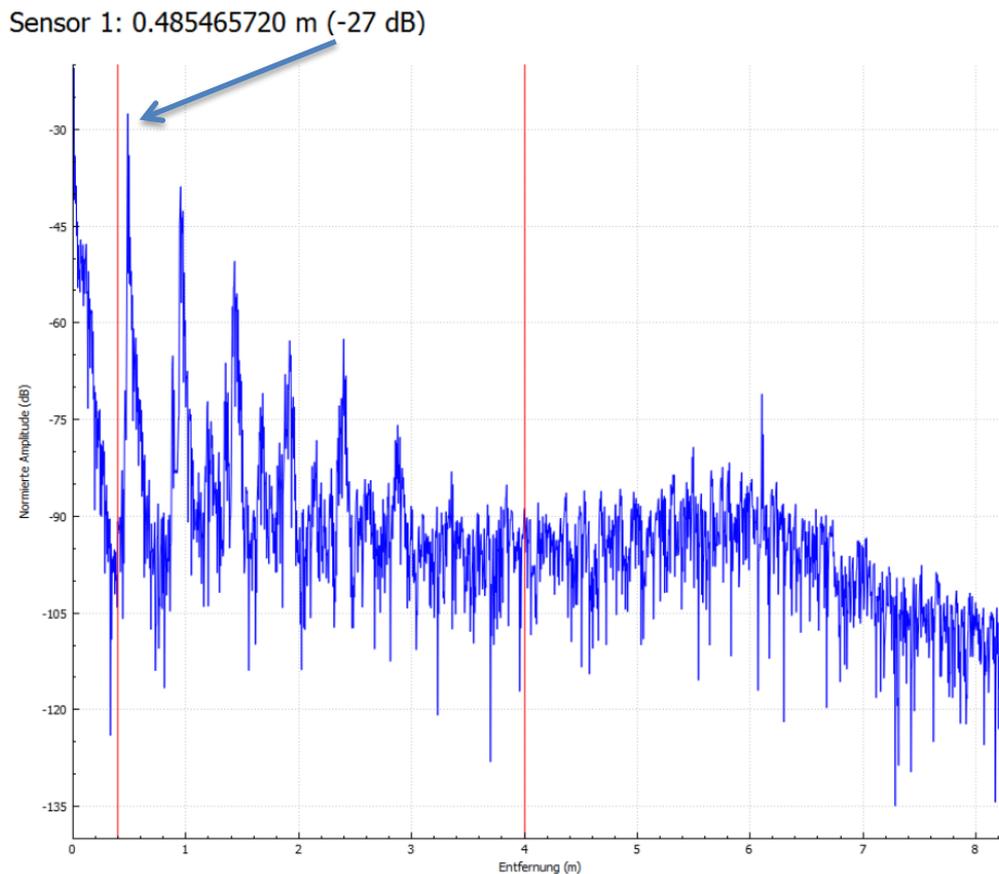


Abbildung 6-10 Vermessung 3D-Cornerreflektor

Die Aluminiumplatte und der 3D-Cornerreflektor verdeutlichen die maximal möglichen Reflexionswerte. Es ergibt sich zwischen dem 3D-Cornerreflektor und dem Absorberschaum ein Dynamikbereich von  $|-67 \text{ dBm} - (-27 \text{ dBm})| = \underline{40 \text{ dBm}}$ .

$$\text{3D-Cornerreflektor: } 10^{-\frac{27 \text{ dBm}}{10}} = 2 \mu\text{W}$$

$$\text{Absorberschaum: } 10^{-\frac{67 \text{ dBm}}{10}} = 0,2 \text{ nW}$$

Dies entspricht einen Faktorunterschied von  $40 \text{ dBm} = 10000$ . Um geringere Reflexionen zu erhalten, kann der Abstand zusätzlich vergrößert und weitere Metallflächen mit Absorberschaum verkleidet werden. Die Absorberplatte zeigt somit eine gute Absorption der elektromagnetischen Wellen.

Eine günstige Alternative ist die Kokosmatte, die nahezu gleiche Ergebnisse aufweisen konnte, wie die Absorberplatte. Die Kokosfasern haften auf der Rückseite an einem Kunststoff, der stärker reflektiert, als die Fasern selbst. Mit einer Kokosmatte, die diesen Kunststoff nicht besitzt und etwas längere Kokosfasern hat, kann der Dynamikbereich voraussichtlich weiter erhöht werden. Diese Variante konnte im zeitlichen Rahmen der Arbeit nicht getestet werden, stellt aber eine Option für weitere Verbesserungen dar.

## 6.2 Planung und Aufbau des Messtisches

Bei der Messfläche handelt es sich um einen sehr präzisen x-y-z-Verfahrtisch, der dreidimensional beweglich ist, damit unterschiedlichste HF-Sonden vermessen werden können, siehe Abbildung 6.11.

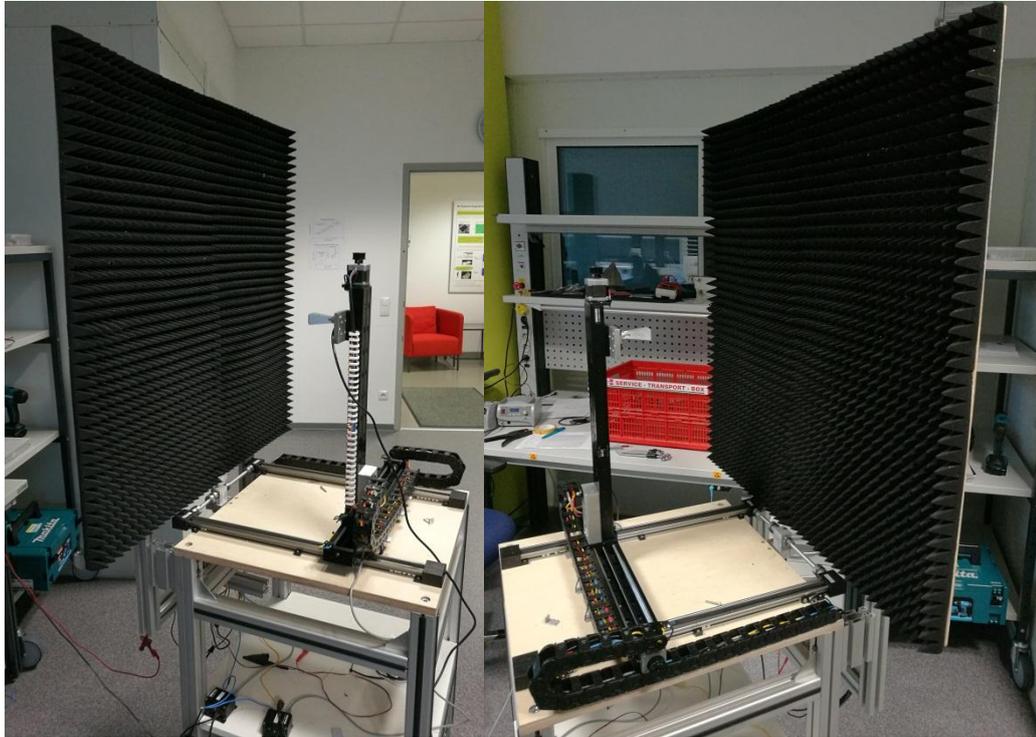


Abbildung 6-11 Antennenmessstand aufgebaut

Die Achsen werden mit Motoren angesteuert, die für die Positionsverschiebung der Sendeantenne vorgesehen sind. Die Sende- und Empfangsantenne können in ihren Positionen getauscht werden, sodass die Empfangsantenne mit den Schienen beweglich sein kann. Die Schienen der x- und z-Achse sind von der Firma Zaber und die Schiene der y-Achse ist von der Firma IGUS. Die Ansteuerung der Zaber-Achsen erfolgt durch die Programmierung eines Source Codes in MATLAB. Durch die genaue Auswertung des Drehmoments vom Achsenursprung kann in MATLAB die aktuelle Position angegeben werden. Dabei werden mit der Steuersoftware gezielt definierte Positionen in einem Raster angefahren. Mit diesen Rasterpositionen kann die Richtcharakteristik von n-beliebigen Messungen erstellt werden.

Die Maße für den Messtisch wurden auf (55 x 55 x 50) cm (Höhe, Breite, Tiefe) festgelegt. Dabei ist es notwendig, dass eine hohe mechanische Stabilität des Tisches vorhanden ist, damit keine Vibrationen zu Messfehlern führen. (Weinzierl, 2003)

Nachdem die ersten Tests mit der horizontalen Achse durchgeführt wurden, wurde die Schiene mit 0,4 kg belastet. Dabei erfolgte die Abwärtsbewegung problemlos, jedoch kann der Motor nicht genügend Energie aufbringen, um eine Aufwärtsbewegung zu

vollziehen. Der Vorgang führt zu einem „Ruckeln“ der Führungsschiene und der Schlitten rutscht langsam herab. Daraufhin werden zuerst der Motor und die Schiene genauer untersucht, um zu prüfen, ob ein überspringen des Gewindes stattfindet. Da dies nicht der Fall war, wird nach einer anderen Fehlerquelle gesucht.

Bei der Bewegung gegen die Schwerkraft fällt auf, dass der Motor selbst bei Höchstbelastung nur 0,2 A nutzt, welcher zu gering ist, um zusätzliche Lasten zu transportieren. Der Maximalstrom kann softwaretechnisch mit MATLAB angepasst werden, um höhere Leistungen zu erzielen. Einerseits wird der Haltestrom („Hold Current“), der fließt, wenn die Schiene still steht auf 0,2 A erhöht. Andererseits wird auch der Bewegungsstrom („Running Current“) auf 0,6 A gesetzt, damit sich die Schiene in der Horizontalen ohne Komplikationen bewegen kann. Bei größeren Lasten  $> 0,4$  kg muss der Maximalstrom erneut erhöht werden, jedoch darf es dabei nicht zu einer Überbelastung des Motors führen. Die Motoren werden mit einer konstanten Spannung von 24 V betrieben. Dafür wird ein Transformator verwendet, der die Netzspannung von 230 V auf 24 V reguliert. Der Transformator kann einen maximalen Strom von 3,5 A liefern, der auf drei Motoren aufgeteilt wird. Das entspricht einen maximal möglichen Laststrom von 1,16 A je Motor (28 W). Somit sind Energiereserven vorhanden.

### 6.3 Messvorbereitung

Für die Messungen werden folgende Geräte verwendet:

- Laptop/ PC
- HP 8565E (Spektrumanalysator)
- ZVT 20 R&S (Netzwerkanalysator)
- T-LSQ Zaber-Achsen
- Igus-Achse mit DC-Bürstenloser Servomotor
- KUSB-488 Keithley-Adapter
- harmonischer Mischer im Bereich von 75 GHz bis 110 GHz
- Powermeter Erickson PM5

Mit einem Adapter von Keithley kann über ein GPIB-Protokoll eine Verbindung vom Rechner zum Spektrumanalysator (ESA) hergestellt werden. Für die Erkennung des Spektrumanalysators ist der Treiber des Keithley-Adapters zu installieren. Es ist anzumerken, dass der GPIB-USB Treiber nur mit einer 32-Bit MATLAB-Version kompatibel ist.

Der Mischer ist für den Bereich von 75 GHz bis 110 GHz konzipiert, dennoch dieser auch bei höheren Frequenzen, auf Kosten von größeren Konversionsverlusten, arbeiten. Dieser wird mit einer Spannung von 7 V und 0,16 A betrieben.

Das monostatische Radar (110 GHz bis 170 GHz) wird über MATLAB gesteuert, mit dem ein kontinuierliches Signal bei 140,5 GHz ausgesendet wird.

An dem Spektrumanalysator soll das empfangene Signal dargestellt werden, jedoch besitzt der Analysator nur einen Darstellungsbereich bis zu 50 GHz.

Aus diesem Grund muss der Frequenzbereich erweitert werden. Mit Ausnutzung der Oberwellen vom Netzwerkanalysator kann der Frequenzbereich, auf Kosten der Leistung, vergrößert werden. Demzufolge weisen die Oberwellen eine geringere Leistung auf, als die Grundwelle. Umso höhere n-te Oberschwingungen verstärkt werden, umso größer sind die Konversionsverluste. Aus diesem Grund sollte nur ein geringes Vielfaches von der Grundschwingung verwendet werden. Demnach ist ein Kompromiss zu finden, weil der Netzwerkanalysator nur ein Ausgangssignal bis zu 20 GHz verstärken kann (Tabelle 5). Das bedeutet, dass die Lokaloszillatorfrequenz von 20,0714 GHz nicht verstärkt werden kann.

Sendefrequenz in GHz (Radar)	n-te Oberschwingung	Lokaloszillatorfrequenz in GHz
140,5	7	20,0714
<b>140,5</b>	<b>8</b>	<b>17,5625</b>
140,5	9	15,6111

Tabelle 5 Ausgangssignal vom Netzwerkanalysator

Von dieser Frequenz  $f = 17,5625$  GHz wird im Netzwerkanalysator die 8. Oberwelle (Oberschwingung) verstärkt, um ein Ausgangssignal von 138,952 GHz zu erzielen.

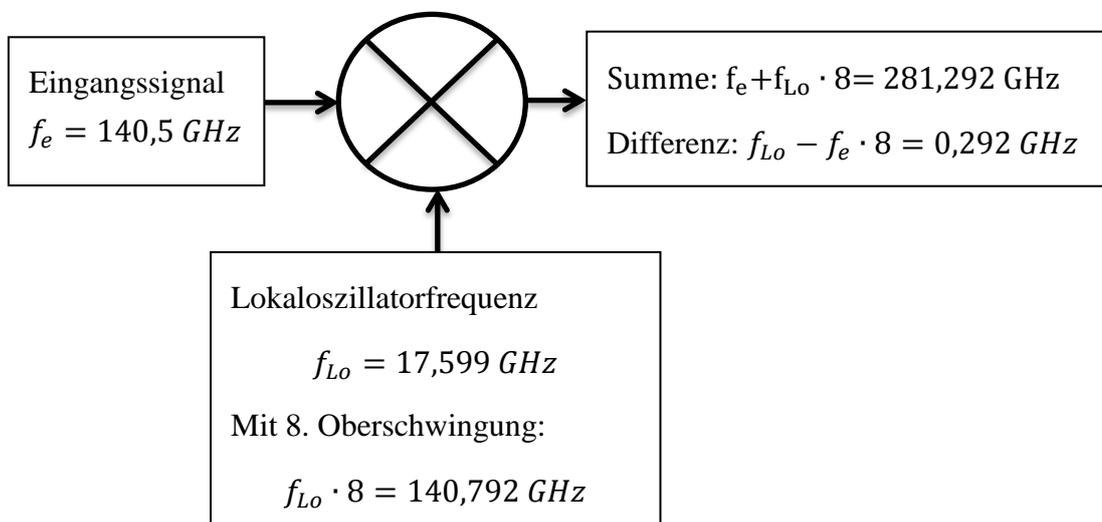
Zusätzlich kann durch Veränderung der LO-Frequenz eine höhere Ausgangsleistung bestimmt werden. Die Messungen werden auf der Ausgangsseite mit einem Gleichrichter und einem Spannungsmessgerät durchgeführt (Tabelle 6).

Lokoszillatorfrequenz in GHz	$f_e$ in GHz	Ausgangsleistung in mV
<b>17,599</b>	<b>140,5</b>	<b>14,1</b>
17,5625	140,5	2,14
17,5	140,5	8,14
17,4	140,5	10,52
17,37	140,5	13,52
17,369	140,5	13,8
17,365	140,5	12,5
17,35	140,5	12,4

Tabelle 6 Optimierung der Ausgangsfrequenz

Der Netzwerkanalysator sendet eine Lokoszillatorfrequenz von 17,599 GHz aus. Die Frequenz wird aufgrund der höchsten Ausgangsleistung ausgewählt.

Unter Verwendung eines harmonischen Mischers ergibt sich aus den Frequenzen 140,5 GHz und 140,792 GHz eine Differenzfrequenz von 0,292 GHz, die am Spektrumanalysator dargestellt werden soll. Die Summenfrequenz wird innerhalb des Mischers kaum übertragen, weil die Übertragungsverluste des Mischers bei 281,29 GHz zu groß sind und im Mischer an den einzelnen Übergängen starke Reflexionen auftreten.



## 6.4 Messung der Richtcharakteristik

In diesem Kapitel wird die Richtcharakteristik einer Antenne mit verschiedenen Messreihen und die Möglichkeiten zur Verbesserung des Systems dargelegt. Alle Messungen werden mit einer Hornantenne durchgeführt, um die direkten Verbesserungen zu analysieren. Die Entfernung beträgt dabei konstant 52 cm, weswegen die z-Achse bei den Vermessungen vernachlässigt werden kann. Ein exemplarisches Beispiel zur Route der Schiene wird in der Abbildung 6-12 dargestellt.



Abbildung 6-12 Route schematisch dargestellt

Die Route vom Rasterverfahren wird analytisch in einem Flussdiagramm zusammengefasst und kurz beschrieben (Abbildung 6-13). Zum Anfang werden die Parameter der seriellen Ports, des GPIB-Ports und der Achsen festgelegt. Die äußere Schleife (y-Achse) besteht aus einer for-Anweisung, die solange durchlaufen wird, bis  $N_y$  (Anzahl der Messpunkte in y-Richtung) erreicht ist. Danach folgt die innere Schleife (x-Achse), die aus zwei Bedingungen besteht und mit einer while-Schleife verknüpft ist. Die erste Bedingung ist, dass die Variable  $jX \geq 0$  ist und die zweite, dass  $jX \leq N_x$  ist.  $jX$  ist eine Laufvariable, die zu Beginn den Wert null zugewiesen bekommt. Dadurch werden alle einzelnen Messpunkte  $N_x$  in der x-Koordinate vorgenommen. Bei der Verschiebung der x- und y-Achsen ist ein Halteglied eingebaut, sodass der nächste Befehl nicht erteilt werden kann, solange die gewünschte Position nicht erreicht wurde. Dieses Vorgehen ermöglicht eine Messung, bei dem sich der Antennenmessstand kurzweilig im Ruhezustand befindet und eindeutige Ergebnisse liefert. Am Ende der inneren Schleife wird  $jX$  um eins erhöht und der Wert  $inc = 1$  erhält ein Vorzeichenwechsel. Durch diesen Befehl verfährt die Achse von  $N_x$  zum Nullpunkt. Dieses Szenario wird solange durchgeführt, bis  $N_y$ -Messpunkte vollständig vermessen wurden. Am Ende der Route wird ein Plot von der Richtcharakteristik erstellt.

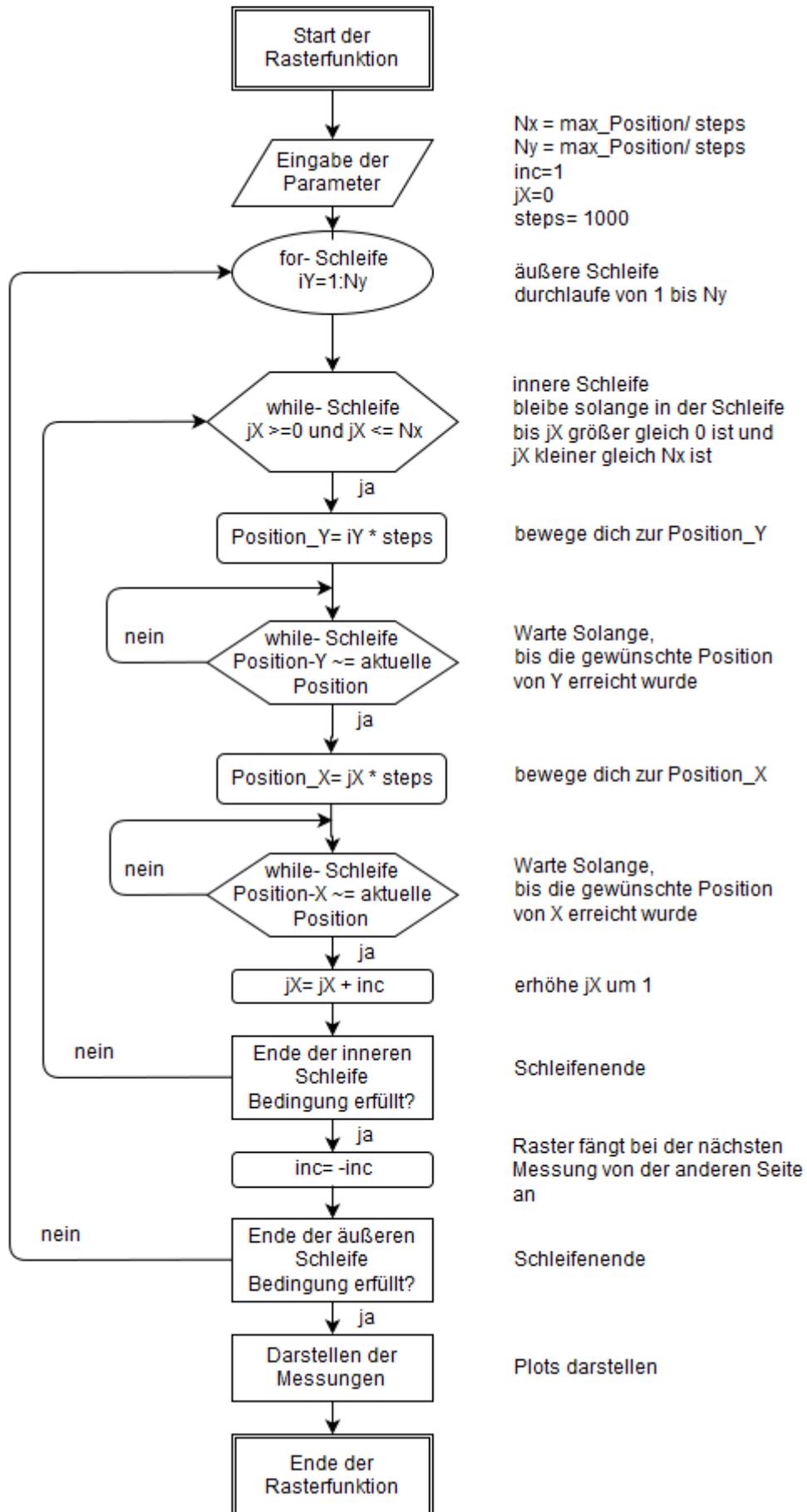


Abbildung 6-13 Flussdiagramm vom Verfahrensweg

In der Abbildung 6-14 ist die Richtcharakteristik einer Hornantenne dargestellt. Die Sende- und Empfangsantenne besitzen die gleichen Abmessungen. Der ESA besitzt ein internes Dämpfungsglied, um die Eingangsleistung zu reduzieren. Dieses Dämpfungsglied kann manuell eingestellt werden, um den Eingang vor zu hohen Leistungen zu schützen. In der ersten Messung ist das Dämpfungsglied auf 10 dB konfiguriert und daher ist ein Dynamikbereich von ca. 18 dB vorhanden.

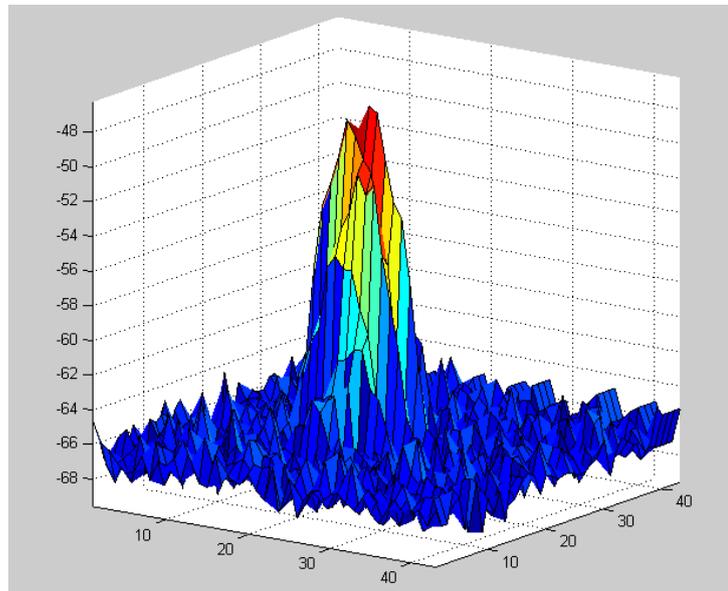


Abbildung 6-14 Richtcharakteristik in einem Dynamikbereich von ca. 18 dB mit 1849 Messpunkten

Das Signal kann beim ESA mit der Auflösungsbandbreite (RBW) und der Videobandbreite (VBW) deutlicher dargestellt werden. Dadurch ist eine eindeutige Signalerkennung in einem größeren Dynamikbereich möglich.

$$\text{RBW} = 300 \text{ kHz}$$

$$\text{VBW} = 30 \text{ kHz}$$

Bei der bisherigen Messung reichen die Genauigkeit und der Dynamikbereich des Systems nicht aus, um die Nebenkeulen der Antenne eindeutig festzustellen. Um eine größere Genauigkeit zu erhalten, wird die Anzahl der Messpunkte von  $43 \cdot 43 = 1849$  auf  $87 \cdot 87 = 7569$  erhöht.

Die Messdauer beträgt bei 7569 Messpunkten ca. zwei Stunden und zur verbesserten Darstellung werden die Resultate interpoliert, siehe Abbildung 6-15. Interpolation bezeichnet, dass zu gegebenen diskreten Daten eine stetige Funktion gefunden wird. (Wikipedia, 2016) Hinzukommend wird das interne Dämpfungsglied deaktiviert, um einen höheren Dynamikbereich zu erhalten.

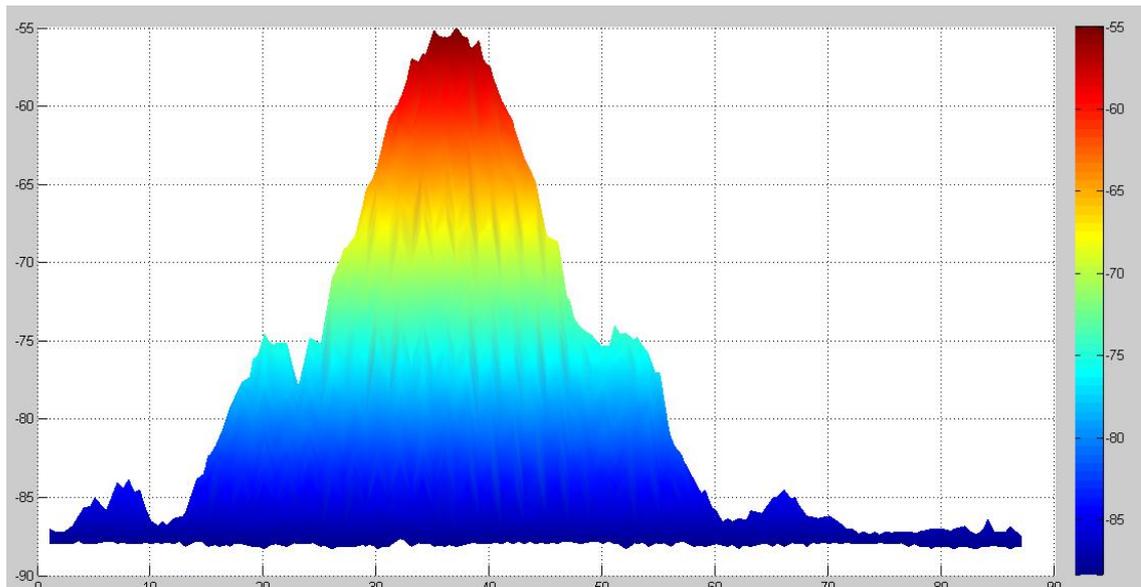


Abbildung 6-15 interpolierte Richtcharakteristik mit 7569 Messpunkten

Bei der Bestimmung der Richtcharakteristik von der Hornantenne mit 48400 Messpunkten haben sich fehlerhafte Datensätze eingeschlichen. Diese Daten werden in der Abbildung 6-16 mit einem Median2-Filter korrigiert. Der Filter kann nur eingesetzt werden, wenn die fehlerhaften Daten nur einen geringen Anteil ausmachen. Die Median2-Filterfunktion ist nicht mit der Mittelwertberechnung gleichzusetzen.

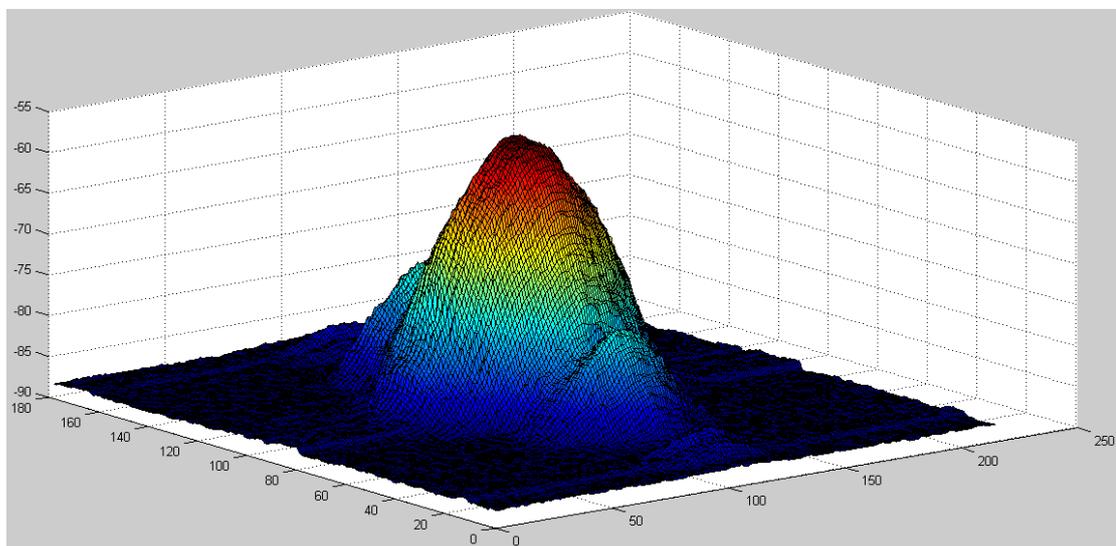


Abbildung 6-16 Richtcharakteristik mit Median2-Filter von 48400 Messpunkten

Weitere Ansichten der Charakteristik der Antenne sind in der Abbildung 6-17 und 6-18 dargestellt.

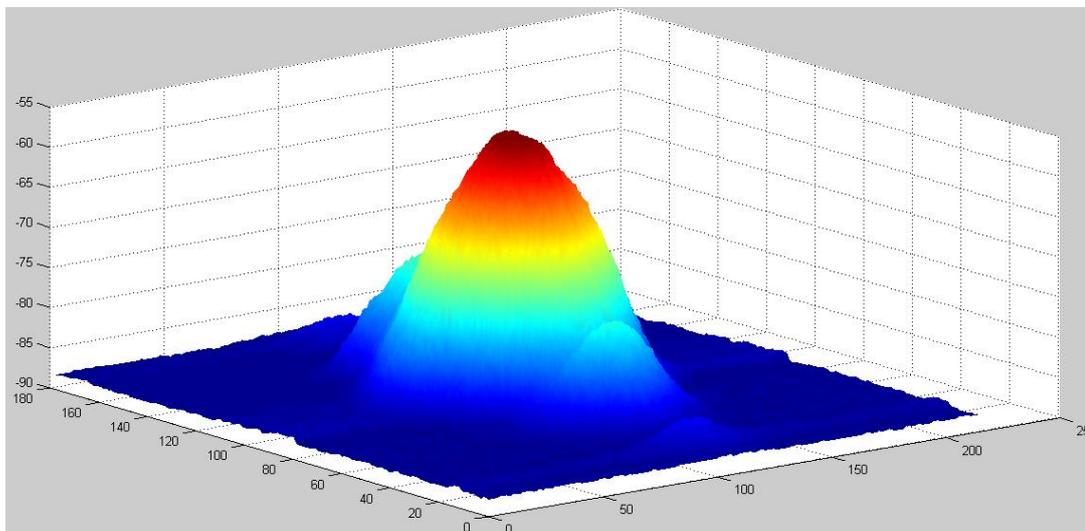


Abbildung 6-17 Richtcharakteristik, Ansicht schräg oben (48400 Messpunkte)

In der Abbildung 6-18 sind die Nebenkeulen deutlich erkennbar. Diese befinden sich im akzeptablen Bereich bei -20 dB unter der Hauptkeule.

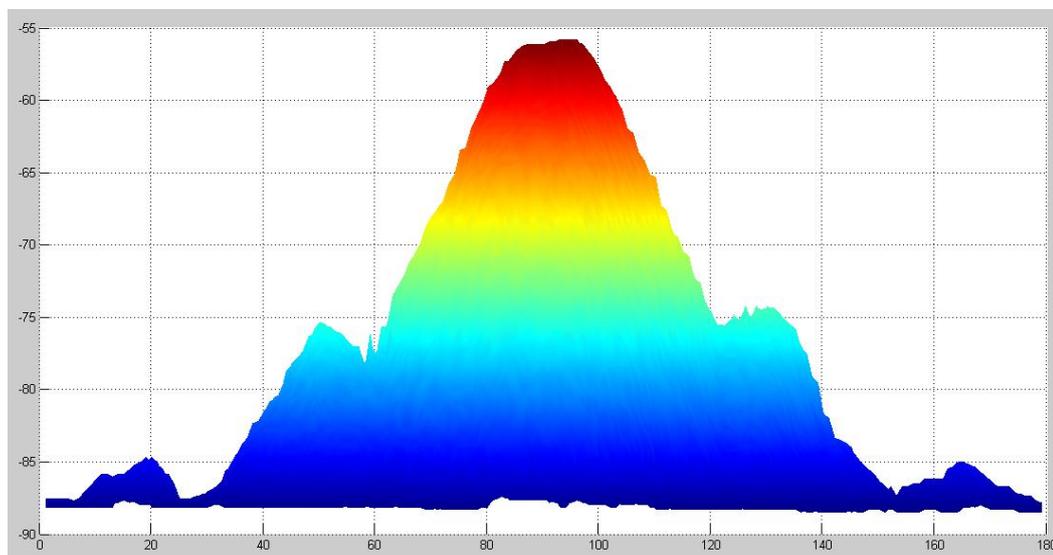


Abbildung 6-18 Richtcharakteristik mit Nebenkeulen (48400 Messpunkte)

Eine Erweiterung des Systems ist möglich, indem der Gain der Antenne mit der Formel [6-8] bestimmt wird.

Der nächste Schritt nach der Richtcharakteristik, ist die Bestimmung des Antennengewinns mit der Formel [6-8]. Dafür muss die Sendequelle exakt auf ihre Leistung bestimmt werden  $P_s$ . Mit dem Powermeter Erickson PM5 kann die Sendeleistung  $P_s = 0,04$  mW gemessen werden. Die Problematik liegt bei der Messung

der Empfangsleistung  $P_E$ . Die zu übertragene Leistung wird durch Kabeldämpfung, Hohlleiterdämpfung, Konversionsverluste des Mischers und anderen Störfaktoren beeinflusst. Um eine genaue Bestimmung des Antennengewinns zu machen, müssen alle Faktoren genau bekannt sein. Da diese Berechnungen nicht mehr in den zeitlichen Rahmen der Masterarbeit absolviert werden kann, wird die Bestimmung des Gains ebenfalls als Ausblick betrachtet.

## 7 Fazit

In dieser Masterarbeit war es die Aufgabe, eine Patchantenne, mit einem Mikrostreifenleiter-Hohlleiter Übergang, in einem Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz zu simulieren und herzustellen. Dieser Aufbau soll mit einem selbst gebauten Antennenmessstand vermessen werden. Der Schwierigkeit bei der Umsetzung dieser Aufgaben liegt im hohen Frequenzbereich, bei dem gute Anpassungen, von bis zu -20 dB, nur schwer zu bewerkstelligen sind. Dabei diente, zur Einarbeitung in die Hohlleitertechnik, die Simulation und Fertigung eines Koaxialkabel-Hohlleiter Übergangs im Frequenzbereich von 18 GHz bis 26 GHz. Die Aufgabenstellung war für den vorgegebenen Zeitbereich zu umfangreich und konnte im Rahmen dieser Masterarbeit nicht vollständig erfüllt werden.

Der Koaxialkabel-Hohlleiter Übergang wurde erfolgreich simuliert und gefertigt. Die Simulationsergebnisse des Übergangs haben Reflexionswerte von ca. -20 dB aufgezeigt, jedoch hat der Übergang in der Praxis nur einen Eingangsreflexionswert von maximal -14 dB im Frequenzbereich von 17 GHz bis 25 GHz ergeben. Das entspricht einer akzeptablen reflektierten Leistung von 4%. Die Simulationen wurden im Kapitel 3 ausführlich beschrieben, besonders die Herangehensweise für Verbesserungen des Übergangs wurden betrachtet.

Im Kapitel 4 wurden drei Streifenleiter-Hohlleiter Übergänge für das Frequenzband D erstellt. Die erste Variante wurde mit EMPro und ADS simuliert und stellt mit einem  $|S_{11}|$ -Reflexionswert von -14 dB ein annehmbares Ergebnis dar. Die zweite Variante hat eine deutlich bessere Anpassung, da diese zusätzlich mit dem Programm CST optimiert wurde. Jedoch besitzt der Übergang im Gegensatz zu der ersten Variante keine Anpassleitung zwischen Hohlleitereingang und Mikrostreifenleitung, sondern wurde mit einem Streifenleiter direkt auf  $67 \Omega$  angepasst. Die zweite Version konnte in den Fertigungsprozess gegeben werden. Mit diesem Übergang können Transmissionsmessungen durchgeführt und das Verhalten in der Praxis getestet werden kann. Um den Übergang effektiv für andere Anwendungen zu nutzen, muss dieser auf  $50 \Omega$  optimiert werden. Bei der dritten Version wurde auch dieses Problem gelöst, indem die MST ebenfalls auf  $50 \Omega$  angepasst wurde. Die Simulation der  $|S_{11}|$ -Parameter hat im Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz Werte zwischen -18 dB und -28 dB ergeben. Die Fertigung der dritten Variante, mit den besten Charakteristiken, konnte aus Zeitgründen nicht realisiert werden.

Die Patchantenne konnte im Kapitel 5 bei einer Frequenz von 122 GHz, mit einem Antennengewinn von 7,17 dB, erfolgreich simuliert werden. Die Länge der Patchantenne beträgt 1,3 mm und die Breite 1,66 mm. Für die Simulationen wurde ein

Dielektrikum mit einer Dicke von 0,292 mm und einer relativen Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r = 2,2$  verwendet. Diese Antenne besitzt eine breite Richtcharakteristik. Die Hauptkeule der Antenne kann mit einem Antennen-Array schmäler gewählt und der Antennengewinn erhöht werden. Außerdem kann die Anpassung mit einem Antennenarray breitbandiger erzielt werden. Die Simulation des Antennenarrays, genauso wie die Fertigung und Vermessung der einzelnen Patchantenne ist das Ziel zukünftiger Projekte.

Im Kapitel 6 ist es gelungen, einen automatisierten Antennenmessstand aufzubauen, der nach einer kurzen Kalibrierphase eigenständig Antennen vermisst und zeitgleich auswertet. Damit ist es möglich, 2D- und 3D-Richtcharakteristiken von Antennen nach der Amplitude zu bestimmen. Dabei wurde sich für die Vermessung einer Hornantenne entschieden, weil die Patchantenne in diesen kurzen Zeitraum nicht gefertigt werden konnte. Der Verfahrtsch weist einen Dynamikbereich von (55 x 55 x 50) cm auf und kann universell für verschiedene Messungen eingesetzt werden. Die Genauigkeit der Zaber-Achsen und die vorgeschriebenen Skripte ermöglichen eine einfache und präzise Bedienung mit MATLAB.

Der Dynamikbereich des Antennenmessplatzes liegt derzeit bei ca. 32 dB und kann zusätzlich erhöht werden, mit:

- einem geeigneten Verstärker, an der Empfängerseite des Mischers, kann der Signal-Rausch-Pegel erhöht werden.
- einem Mischer für den Frequenzbereich von 110 GHz bis 170 GHz. In den bisherigen Messungen wurde ein Mischer für den Frequenzbereich von 75 GHz bis 110 GHz verwendet. Der Mischer konnte bis zur Frequenz 140,5 GHz arbeiten, jedoch unter sehr hohen Konversionsverlusten.
- der Auskleidung weiterer Reflexionselemente. Im Optimalfall wäre eine vollständige Messkammer aufzubauen, in der von außen kein Einfluss auf die Antennen genommen werden kann.

Eine weitere Erweiterungsmöglichkeit des Antennenmesstisches ist die Charakterisierung der Antennen nach Amplitude und Phase. In der Arbeit wurde bisher nur die Ermittlung der Amplituden von Antennen beschrieben. Eine weitere Option ist die Charakterisierung der Antenne nach der Phasenänderung. Dazu muss das Antennensystem durch einen Referenzpfad erweitert werden, indem das Ausgangssignal vom Radar ausgekoppelt werden kann.

In Zukunft werden weiterhin immer höhere Frequenzbänder gewählt, um sich die höheren Datenraten und größeren Kapazitäten nutzbar zu machen. Die Simulation und Optimierung von HF-Elementen hat sich in den Frequenzen von 110 GHz bis 170 GHz als besonders anspruchsvoll erwiesen. Das liegt an der anspruchsvollen und präzisen Fertigung der kleinen Komponenten und die parasitären Effekte, die sich in hochfrequenten Bändern stärker auswirken. Daher ist es essentiell, dass einzelne HF-Elemente, wie die Patchantenne oder die Übergänge anhand ihrer Eigenschaften exakt

---

klassifiziert sind. Mit dem Antennenmesstand ist eine schnelle Charakterisierung von Antennen und Bestimmung des Verhaltens automatisiert durchführbar. Dadurch können Hochfrequenz-Komponenten exakt, schnell und komparabel beschrieben werden.

## Literaturverzeichnis

- Alhourri, D.-I. L. (2008). *Hybridintegrierte Patchantennen für kompakte*. Universität Ilmenau.
- Antenna-Theory. (kein Datum). *antenna-theory*. Abgerufen am 01. 02 2017 von Microstrip Antenna - Feeding Methods: <http://www.antenna-theory.com/antennas/patches/patch3.php>
- Bundesnetzagentur. (2007). *Prüfungsfragen im Prüfungsteil „Technische Kenntnisse“*. Bundesnetzagentur.
- Clemen, D. (WS 97/ 98). *Hs- Augsburg*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Quasioptische Ableitung der Felder der Hohlleiterwellen: [http://www.hs-augsburg.de/~clemen/lehre/Skript\\_Wellen/8Hohlleiter.PDF](http://www.hs-augsburg.de/~clemen/lehre/Skript_Wellen/8Hohlleiter.PDF)
- Contag. (1. 12 2008). *Contag*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Hole Plugging: [http://www.contag.de/leiterplatten.php?leiterplatten\\_technologien\\_holeplugging.html](http://www.contag.de/leiterplatten.php?leiterplatten_technologien_holeplugging.html)
- Djuknic, G. M. (02. 12 2003). *Wikipedia*. Abgerufen am 12. 15 2016 von Far and Near Fields: <https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:FarNearFields-USP-4998112-1.svg>
- ETHW. (17. 09 2015). *Engineering and Technology History Wiki*. Abgerufen am 12. 12 2016 von Engineering and Technology History Wiki: [http://ethw.org/Millimeter\\_Waves](http://ethw.org/Millimeter_Waves)
- Frenzel, L. (06. 03 2013). *Electronic Design*. Abgerufen am 13. 12 2016 von electronic design: [electronicdesign.com/communications/millimeter-waves-will-expand-wireless-future](http://electronicdesign.com/communications/millimeter-waves-will-expand-wireless-future)
- H.H. Meinke, F. G. (08.10.1992). *Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*. Springer.
- Hantscher, P. D. (2015). *HF-Schaltungstechnik*. Magdeburg: HS- Magdeburg- Stendal.
- Hantscher, P. D. (25. 06 2015). *Hf-Technik, Funkübertragung, Antennentechnik, elektromagnetische Wellen*. Hochschule Magdeburg- Stendal.
- Henri J. Maramis, K. C. (1988). *Planar Analysis and Optimization of Microstrip Discontinuities*. University of Colorado: Boulder, CO 80309-0425.
- Hesselbarth, J. (24. 09 2014). *Hochfrequenztechnologie Begriffsdefinition und Grundlagen*. Universität Stuttgart: Hesselbarth, Jan.
- HF-Praxis. (3 2013). *HF-Praxis. Wellenausbreitung im Mikrowellenbereich, S. 2.*

- Lipinski, K. (2007). *ITWissen*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Mikrowellentechnik:  
[http://www.itwissen.info/fileadmin/user\\_upload/EBOOKS/2007\\_10b\\_Mikrowellentechnik.pdf](http://www.itwissen.info/fileadmin/user_upload/EBOOKS/2007_10b_Mikrowellentechnik.pdf)
- Mathiak, F. U. (2010). *Die Methode der finiten Elemente (FEM)*.
- Microwave Journal. (07 2012). Comparing Microstrip and CPW Performance. S. 1-6.
- Microwave Journal. (01. 05 2015). *Microwave Journal*. Abgerufen am 30. 01 2017 von Comparing Microstrip and Grounded Coplanar Waveguide:  
<http://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/24374-comparing-microstrip-and-grounded-coplanar-waveguide>
- Microwaves. (kein Datum). *Microwaves101*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Why Fifty Ohms?: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/why-fifty-ohms>
- Paolo Baldonero, R. F. (2011). *UWB Multifunction Antennas*. book edited by Mohammad Matin, ISBN 978-953-307-452-8.
- Pauli, M. (2011). *Dekontaminierung verseuchter Böden durch Mikrowellenheizung*. Karlsruhe: Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Thomas Zwick, Band 64, S. 70.
- Petermann, P. D.-I. (2012). *Einführung in die optische Nachrichtentechnik*. TU Berlin.
- ROHDE & SCHWARZ. (kein Datum). *rohde-schwarz.com*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Frequenzvervielfacher- Familie bis 110 GHz mit eingebautem Pegelstellglied:  
[https://cdn.rohdeschwarz.com/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_news\\_from\\_rs/204/NEWS\\_204\\_german\\_SMZ.pdf](https://cdn.rohdeschwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_news_from_rs/204/NEWS_204_german_SMZ.pdf)
- Thüringer, P. D. (13. 11 2005). *Aufbau und Verbindungstechnik (AVT)*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Signalleitungen auf Leiterplatten mit kontrollierter Impedanz:  
[https://homepages.thm.de/~hg7313/lehre/avt/skript/avt\\_highspeed\\_bg\\_kap3.pdf](https://homepages.thm.de/~hg7313/lehre/avt/skript/avt_highspeed_bg_kap3.pdf)
- TU Berlin. (kein Datum). *Tu Berlin*. Abgerufen am 12. 11 2016 von Richtkoppler:  
<https://www.hft.tu-berlin.de/fileadmin/fg154/HFT/Labor/Richtkoppler.pdf>
- Weinzierl, J. (2003). *Vektorielle Feldmessung bei 150 GHz*. Erlangen.
- Wikipedia. (23. 09 2016). Abgerufen am 04. 01 2017 von Resonanzabsorption:  
<https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/71/Microwavattrp.png>
- Wikipedia. (23. 10 2016). Abgerufen am 09. 01 2017 von Freiraumdämpfung:  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Freiraumd%C3%A4mpfung>
- Wikipedia. (08. 12 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Wikipedia:  
[https://en.wikipedia.org/wiki/Extremely\\_high\\_frequency](https://en.wikipedia.org/wiki/Extremely_high_frequency)

- Wikipedia. (19. 11 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Permittivität:  
<https://de.wikipedia.org/wiki/Permittivit%C3%A4t>
- Wikipedia. (09. 10 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Streifenleitung:  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Streifenleitung#/media/File:Microstrip\\_Hairpin\\_Filter\\_And\\_Low\\_Pass\\_Stub\\_Filter.jpg](https://de.wikipedia.org/wiki/Streifenleitung#/media/File:Microstrip_Hairpin_Filter_And_Low_Pass_Stub_Filter.jpg)
- Wikipedia. (17. 07 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Kapazitive  
Kopplung:  
[https://de.wikipedia.org/wiki/Kapazitive\\_Kopplung#/media/File:Prinzip\\_Kapazitive\\_Kopplung.svg](https://de.wikipedia.org/wiki/Kapazitive_Kopplung#/media/File:Prinzip_Kapazitive_Kopplung.svg)
- Wikipedia. (03. 12 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 08. 02 2017 von Interpolation  
(Mathematik): [https://de.wikipedia.org/wiki/Interpolation\\_%28Mathematik%29](https://de.wikipedia.org/wiki/Interpolation_%28Mathematik%29)
- Wikipedia Koaxialkabel. (2. 12 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von  
Koaxialkabel: <https://de.wikipedia.org/wiki/Koaxialkabel>
- Wikipedia Patchantenne. (07. 09 2013). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von  
Patchantenne: <https://de.wikipedia.org/wiki/Patchantenne>
- Wikipedia Streifenleiter. (09. 10 2016). *Wikipedia*. Abgerufen am 13. 12 2016 von  
Streifenleiter: <https://de.wikipedia.org/wiki/Streifenleitung>
- Wolff, C. (kein Datum). *Radartutorial*. Abgerufen am 13. 12 2016 von Hohlleiter:  
<http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/pic/wandstrom.print.jpg>
- Wolff, C. (kein Datum). *Radartutorial*. Abgerufen am 13. 12 2016 von  
Hohlleiterspeisung: <http://www.radartutorial.eu/03.linetheory/tl11.de.html>