

BACHELORTHESES

Torben Rumpf

Entwicklung eines Freifeld- Messaufbaus zur Bestimmung der S-Parameter von ebenen Materialien

FAKULTÄT TECHNIK UND INFORMATIK

Department Informations- und Elektrotechnik

Faculty of Engineering and Computer Science

Department of Information and Electrical Engineering

Torben Rumpf

Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus zur Bestimmung der S-Parameter von ebenen Materialien

Bachelorarbeit eingereicht im Rahmen der Bachelorprüfung
im Studiengang *Bachelor of Science Elektro- und Informationstechnik*
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuer Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Ralf Wendel
Zweitgutachterin: Prof. Dr. Heike Neumann

Eingereicht am: 3. September 2024

Torben Rumpf

Thema der Arbeit

Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus zur Bestimmung der S-Parameter von ebenen Materialien

Stichworte

S-Parameter, Freifeld-Messaufbau, Transmission-/Reflection-Methode, GRL-Kalibrierung, relative Permittivität, relative Permeabilität, Microstrip-Antenne

Kurzzusammenfassung

Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus zur Bestimmung von Materialeigenschaften ebener Materialien. Zur Kalibrierung wurde die Gated-Reflect-Line-Methode von Keysight Technologies hergeleitet und die Herleitung mittels Simulationen erfolgreich validiert. Im Anschluss wurde ein Freifeld-Messaufbau mit zwei Microstrip-Antennen realisiert und Messungen durchgeführt. Die Messungen zeigten keine zufriedenstellenden Ergebnisse.

Torben Rumpf

Title of Thesis

Development of a free-space measurement setup for determining the S-parameters of flat materials

Keywords

S-parameters, free-space setup, transmission-/reflection-method, GRL-calibration, relative permittivity, relative permeability, microstrip-antenna

Abstract

The subject of this work is the development of a free-space measurement setup for determining the material properties of flat materials. The gated reflect line method from Keysight Technologies was derived for calibration and the derivation was successfully

validated using simulations. Subsequently, a free-field measurement setup with two microstrip antennas was realized and measurements were carried out. The measurements did not show satisfactory results.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	vi
Tabellenverzeichnis	ix
1 Einleitung	1
2 Theoretische Grundlagen	2
2.1 Freifeld-Messung	2
2.2 S-Parameter	3
2.3 Dielektrische und magnetische Eigenschaften von Materialien	5
2.4 Begriffe der Antennentheorie	7
2.4.1 Fernfeldnäherung	7
2.4.2 Richtdiagramm	8
2.4.3 Richtfaktor und Gewinn	9
2.5 Vector Network Analyzer	11
2.6 Fehlerquellen	12
2.7 Signal-Flow-Graph	14
3 Gated-Reflect-Line (GRL)	17
3.1 Herleitung	17
3.1.1 Reflect	18
3.1.2 Line	20
3.1.3 Gleichungssystem lösen	23
3.1.4 Fehlerkorrektur mit T-Parametern	26
3.2 Validierung	28
3.2.1 Nicolson-Ross-Weir-Methode	28
3.2.2 Entwicklung einer Anwendung zur Validierung der GRL-Herleitung	29
3.2.3 Simulation zur Validierung der GRL-Kalibrierung	36

4 Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus	44
4.1 Microstrip-Antenne	44
4.1.1 Konstruktion der Microstrip-Antenne	44
4.1.2 Simulation der Microstrip-Antenne	50
4.2 Messaufbau	54
4.3 Messverfahren	56
4.4 Messungen	58
5 Diskussion	61
6 Fazit und Ausblick	63
Literaturverzeichnis	64
A Anhang	67
A.1 Inhalte der CD	67
A.2 Verwendete Hilfsmittel	68
Selbstständigkeitserklärung	69

Abbildungsverzeichnis

2.1	Freifeld-Messaufbau mit zwei Antennen und der mittig dazwischenliegenden Sample-Halterung (Fixture) mit dem Material Under Test (MUT) [3, 195]	2
2.2	Abbildung eines Zweitors mit ein- und ausgehenden Wellen und S-Parametern [19, 7]	3
2.3	Frequenzabhängigkeit der relativen Permittivität [24]	7
2.4	Darstellung der Richtcharakteristik einer Antenne in kartesischer Form mit Hauptkeule, Halbwertsbreite (HPBW) sowie Nebenzipfeln (links) und in Polar-Koordinaten (rechts) [15, 262]	9
2.5	Darstellung der Strahlungsdichten einer realen Antenne und des isotropen Kugelstrahlers im Richtdiagramm [15, 263]	9
2.6	Schematischer Aufbau eines Vector Network Analyzers [12, 74]	11
2.7	Zweitor mit hinein- und hinauslaufender Welle (oben) und zugehöriger Signal-Flow-Graph (unten) [18, 195]	14
3.1	Signal-Flow-Graph des gesamten Systems mit den Error-Adaptoren O und T sowie den gesuchten S-Parametern S des MUTs	17
3.2	Interface der Anwendung zur GRL-Kalibrierung	30
3.3	Flussdiagramm des Programmablaufs	32
3.4	Simulationsaufbau mit MUT (Mitte, blau), zwei Obstacles (links und rechts, grau) und zwei Waveports (rot) als Quellen der TEM-Welle	36
3.5	Simulationsaufbau mit der elektrischen Boundary (grün), der magnetischen Boundary (blau) und Open (lila) mit der Funktion <i>Symmetry Planes</i>	37
3.6	Bestimmung des Reflexionszeitpunktes t_1 mithilfe der zeittransformierten S-Parameter und ihrer Impulsantwort für den Reflect-Standard	38
3.7	S-Parameter $ S_{11} $ und $ S_{21} $ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und einem Abstand von 50 mm	41

3.8	S-Parameter $ S_{11} $ und $ S_{21} $ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und einem Abstand von 200 mm	41
3.9	Vergleich der S-Parameter $ S_{21} $ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und unterschiedlichen Abständen 50 mm und 200 mm	42
3.10	Vergleich der relativen Permittivität (blaue Linie) mit der für FR-4 angegebenen relativen Permittivität (gestrichelte Linie) bei einer Distanz von 50 mm. Die Materialstärke beträgt 1,6 mm.	42
4.1	Aufbau einer Microstrip-Antenne in der (a) Draufsicht und (b) Seitenansicht. (c) Koordinatensystem eines strahlenden Slots. [8, 812]	45
4.2	Microstrip-Line mit Fringing-Fields [8, 817]	46
4.3	Ersatzschaltbild einer Microstrip-Antenne	47
4.4	Microstrip-Antenne mit „inset feed“ [8, 824]	49
4.5	Microstrip-Antenne in CST Studio Suite 2022 mit den Parametern aus Tabelle 4.2	51
4.6	Richtdiagramm der nicht-optimierten Antenne mit einem Richtfaktor von 6,45 dBi, einem HPBW-Öffnungswinkel von 94,9° und einem Abstrahlwinkel von 2°. Die Dämpfung der Nebenkeulen beträgt 8,8 dBi.	52
4.7	Richtdiagramm der optimierten Antenne mit einem Richtfaktor von 6,74 dBi, einem HPBW-Öffnungswinkel von 93,8° und einem Abstrahlwinkel von 0°. Die Dämpfung der Nebenkeulen beträgt 9,3 dBi.	53
4.8	Rahmenkonstruktion für die Freifeld-Messung bestehend aus einem äußeren Rahmen und den Antennenhalterungen (oben und unten) sowie dem Fixture (Mitte)	54
4.9	Schrittweise Beschreibung einer erfolgreichen Freifeld-Messung mit dem konstruierten Messaufbau und der GRL-Anwendung	57
4.10	Vergleich der S_{11} -Parameter in dB vom Reflect-Standard (oben) und Line-Standard (unten)	58
4.11	S_{11} -Parameter vom Reflect-Standard (oben) mit einer Sprungantwort im Zeitbereich und seinem gesuchten t_1 (Marker) sowie dem mit t_1 -gated S_{11} -Parameter (O_{11}) des Line-Standards (unten)	59
4.12	Fehlerhafte S-Parameter der Freifeld-Messung mit GFK/Epoxy als MUT .	60
4.13	Fehlerhafte Permittivität der Freifeld-Messung mit GFK/Epoxy als MUT	60

Tabellenverzeichnis

3.1	Ergebnisse der Simulation für FR-4 bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm	39
3.2	Ergebnisse der Simulation für PTFE bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm	39
3.3	Ergebnisse der Simulation für Rogers RO4350B bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm	40
4.1	Gegebene Parameter für die Dimensionierung einer Microstrip-Antenne mit einer Resonanzfrequenz $f_r = 2,45$ GHz und der gewünschten Referenzimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$	50
4.2	Berechnete Parameter für eine Microstrip-Antenne mit einer Resonanzfrequenz von $f_r = 2,45$ GHz - ohne Optimierung	50
4.3	Optimierte Parameter für eine Microstrip-Antenne für 2,45 GHz und $Z_0 = 50 \Omega$	51
A.1	Verwendete Hilfsmittel und Werkzeuge	68

1 Einleitung

Gegenstand dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus zur Bestimmung von Materialeigenschaften ebener Materialien. Die Materialeigenschaften Transmission und Reflexion sowie Permeabilität und Permittivität sollen mithilfe des Messsystems ermittelt werden können. Zu diesem Zweck wird ein Messaufbau mit zwei Antennen konstruiert. Die Messungen sollen mittels Vector Network Analyzer (VNA) vorgenommen werden.

Zentraler Bestandteil einer jeden Freifeld-Messung ist die Kalibrierung (Vector Error Correction), die systematische Fehler in den Messungen korrigiert. Die Kalibrierung in dieser Arbeit soll mithilfe der von der Firma Keysight Technologies entwickelten Gated-Reflect-Line-Methode (GRL) erfolgen. Da die mathematischen Grundlagen der GRL von Keysight Technologies der Öffentlichkeit nicht zur Verfügung gestellt werden, muss zunächst die mathematische Herleitung der GRL erarbeitet werden. Diese stellt das Kernstück dieser Arbeit dar.

Zur Validierung der ermittelten Herleitung sollen Messungen von Materialien mit bekannten Materialeigenschaften erfolgen und die Messergebnisse mit den bekannten Werten abgeglichen werden. Hierzu wird zunächst eine Anwendung entwickelt, die die GRL-Herleitung implementiert und als Ergebnis eine Korrekturmatrixt liefert. Die Messungen werden mittels Simulationen durchgeführt und die Rohmesswerte mithilfe der zuvor bestimmten GRL-Korrekturmatrixt korrigiert. Anschließend werden sie mit den bekannten Materialeigenschaften verglichen. Stimmen die Werte in etwa mit den Referenzwerten überein, ist davon auszugehen, dass die Herleitung der GRL-Kalibrierung korrekt ist.

Nach erfolgter Validierung soll die GRL-Herleitung auch in der Praxis Anwendung finden. Dazu soll, wie zu Beginn aufgeführt, ein Freifeld-Messaufbau konstruiert und praktisch realisiert werden, mit welchem ebenfalls Messungen von Materialien durchgeführt werden sollen.

2 Theoretische Grundlagen

2.1 Freifeld-Messung

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus. Die Freifeld-Messung stellt ein Messverfahren zur Bestimmung von Materialeigenschaften dar. Als mögliche Messmethoden können bei der Freifeld-Messung Transmission-, Transmission-/Reflection- und Resonant-Methoden zum Einsatz kommen. Diese Arbeit nutzt die Transmission-/Reflection-Methode im Freifeld. Sie ist durch einen simplen Aufbau gekennzeichnet: eine Sende- und eine Empfangs-Antenne mit identischen Eigenschaften bestrahlen das mittig zwischen ihnen in einem Fixture (Halterung) befestigte Material Under Test (MUT). Ge- messen wird mithilfe eines Vector Network Analyzers (VNA), der die S-Parameter (vgl. Kapitel 2.2) des zu vermessenden Materials bestimmt. Aus den S-Parametern können die Materialeigenschaften abgeleitet werden. [3, Kapitel 4]

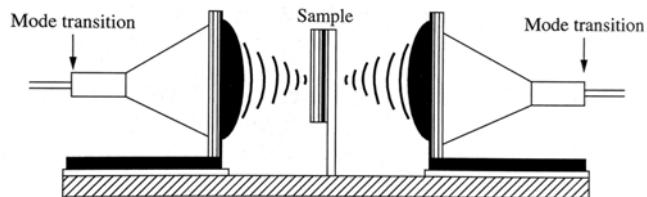


Abbildung 2.1: Freifeld-Messaufbau mit zwei Antennen und der mittig dazwischenliegenden Sample-Halterung (Fixture) mit dem Material Under Test (MUT) [3, 195]

2.2 S-Parameter

Der Messaufbau lässt sich als Hintereinanderschaltung dreier linearer Zweitore auffassen: Antenneneingang der Sendeantenne bis zum MUT — MUT — MUT bis zum Antennen-eingang der Empfangsantenne. Trifft eine Welle auf ein lineares Zweitör (siehe Abbildung 2.2), kommt es zu Reflexion und Transmission.

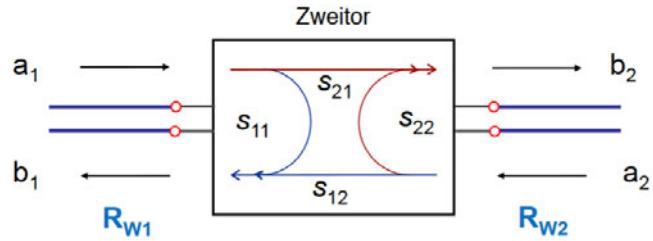


Abbildung 2.2: Abbildung eines Zweitors mit ein- und ausgehenden Wellen und S-Parametern [19, 7]

Die resultierenden ein- und ausgehenden Spannungswellen a_i und b_i lassen sich über die sogenannten S-Parameter, auch Streu- oder Scattering-Parameter genannt, miteinander verknüpfen [12, 7]:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Aus den Gleichungen (2.1) ist ersichtlich, dass vier unabhängige Parameter benötigt werden, um die eingehende mit der reflektierten Welle in Verbindung zu setzen. Da jedoch nur zwei Gleichungen zur Verfügung stehen, ist das Gleichungssystem unterbestimmt. Damit das Gleichungssystem trotzdem lösbar ist, muss die Annahme getroffen werden, dass ein Port reflexionsfrei abgeschlossen ist, d.h. $a_2 = 0$ bzw. $a_1 = 0$ gilt. Wir erhalten folgende vier S-Parameter [12, 7]:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned}$$

Ist Port 2 reflexionsfrei abgeschlossen, folgt somit: Die eingehende Welle a_1 ergibt multipliziert mit dem Reflexionsfaktor S_{11} die reflektierte Welle b_1 . Die eingehende Welle multipliziert mit dem Transmissionsfaktor S_{21} hingegen beschreibt die ausgehende Welle b_2 . Für den Zusammenhang von Reflexionsfaktor S_{11} und Transmissionsfaktor S_{21} gilt für verlustlose Netzwerke [12, 11]:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (2.2)$$

In der Praxis ist es nahezu unmöglich, die Bedingung eines reflexionsfreien Abschlusses ($a_i = 0$) zu erfüllen. Für diesen Fall wird der Reflexionsfaktor Γ eingeführt:

$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i} \quad (2.3)$$

Er lässt sich für ein einfaches Zweitor wie folgt berechnen:

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.4)$$

mit

Γ_L : Reflexionskoeffizient der Last

Γ_L entspricht dem Reflexionsfaktor der angeschlossenen Last und lässt sich wie folgt berechnen:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.5)$$

Für eine kompaktere Schreibweise lassen sich die S-Parameter eines Zweitors auch als 2x2-Streumatrix zusammenfassen [12, 7]:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.3 Dielektrische und magnetische Eigenschaften von Materialien

Die Reflexions- und Transmissionseigenschaften von Materialien werden durch die stoff-abhängigen dielektrischen und magnetischen Eigenschaften bestimmt. Zu diesen Eigenschaften zählen die Permittivität und die Permeabilität. Die Permittivität beschreibt die Interaktion eines Materials mit einem angelegten elektrischen Feld, die Permeabilität seine Interaktion mit einem magnetischen Feld. In beiden Fällen ist die Interaktion durch zwei wesentliche Effekte charakterisiert: die Speicherung sowie die Absorption von elektromagnetischer Energie durch das Material. [3, 9]

Permittivität

In jedem Material wird in Abhängigkeit seiner Materialeigenschaften durch Anlegen eines elektrischen Feldes eine elektrische Polarisierung induziert. Ein Maß für die Polarisationsfähigkeit eines Materials wird durch die Permittivität ϵ beschrieben. Sie ist in der Regel proportional zur angelegten Feldstärke. ϵ setzt sich aus der materialabhängigen relativen Permittivität und der Permittivität des Vakuums zusammen. Die Permittivität des Vakuums ist die elektrische Feldkonstante $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} F/m$. Setzt man die absolute Permittivität mit der Permittivität des Vakuums ins Verhältnis, erhält man die relative Permittivität ϵ_r eines Materials:

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (2.7)$$

ϵ_r wird auch als Permittivitätszahl bezeichnet und ist dimensionslos. [20, 1]

Für den Zusammenhang zwischen Feldstärke \vec{E} und elektrischer Flussdichte \vec{D} gilt [3, 7]:

$$\vec{E} = \frac{\vec{D}}{\epsilon} = \frac{\vec{D}}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} \quad (2.8)$$

Eine große relative Permittivität geht somit mit einer kleineren Feldstärke einher. Dieser Effekt ist mit der Polarisierung zu beschreiben, die bei angelegtem Feld im Material selbst ein Feld induziert, das dem externen Feld entgegenwirkt und es im Inneren des Materials schwächt.

Für zeitlich veränderliche elektrische Felder kann die relative Permittivität komplexwertig sein und wird wie folgt ausgedrückt:

$$\epsilon_r = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (2.9)$$

ϵ' ist der Realteil und wird häufig nur Permittivität genannt. [20, 2] Hierbei handelt es sich um ein Maß für die Fähigkeit eines Materials, bei angelegter externer Spannung Energie zu speichern. ϵ'' beschreibt hingegen den Imaginärteil und gibt Auskunft darüber, wie viel Energie des angelegten elektrischen Feldes im Material absorbiert oder gestreut wird. [3, 9] Nach der Schreibweise aus Formel (2.9) muss ϵ'' immer eine positive Zahl sein, da nach dem Energieerhaltungssatz ein passives Material keinen Gain verursachen - also keine Energie erzeugen - kann. Es gilt somit: $\epsilon'' > 0$. Setzt man Imaginär- und Realteil ins Verhältnis, erhält man den elektrischen Verlustfaktor (Loss Tangent):

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \quad (2.10)$$

Dieser gibt das Verhältnis von verlorener zu gespeicherter Energie wieder. [20, 2]

Permeabilität

Die Permeabilität μ ist ein Maß für die magnetische Leitfähigkeit von Materialien. Analog zur Proportionalität von ϵ zur elektrischen Feldkonstante ϵ_0 ist μ proportional zur magnetischen Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$. Der materialabhängige, dimensionslose Proportionalitätsfaktor wird mit μ_r beschrieben.

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \quad (2.11)$$

Bei oszillierenden magnetischen Feldern wird μ_r komplexwertig und kann analog zu Gleichung (2.9) ausgedrückt werden. [20, 4] Hierbei beschreibt μ'' die Fähigkeit des Materials, das magnetische Feld zu absorbieren, während μ' ein Maß für die Fähigkeit ist, die Energie zu speichern [3, 9]. Die meisten natürlichen Materialien reagieren nicht nennenswert auf magnetische Felder, weshalb in diesen Fällen die absolute Permeabilität gleich der Permeabilität μ_0 ist. Ausnahmen stellen ferromagnetische Stoffe wie Eisen dar. [20, 4]

Für viele Materialien, insbesondere künstlich hergestellte Materialien, sind Permittivität und/oder Permeabilität frequenzabhängig. Dieser Effekt wird Dispersion genannt. [20, 5]

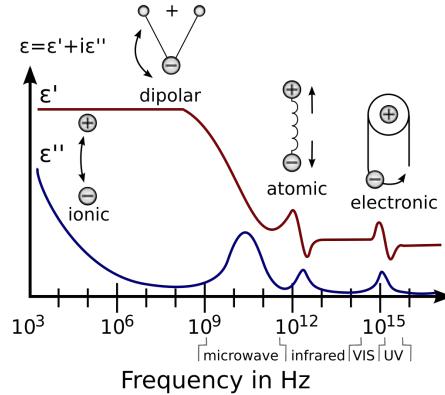


Abbildung 2.3: Frequenzabhängigkeit der relativen Permittivität [24]

Die Permittivität und Permeabilität lassen sich aus den S-Parametern herleiten. Dazu kann die Nicolson-Ross-Weir-Methode genutzt werden (siehe Kapitel 3.2.1).

2.4 Begriffe der Antennentheorie

Bei der Freifeld-Messung kommen Antennen zum Einsatz. Bei einer Antenne handelt es sich um eine technische Vorrichtung zum Senden und Empfangen von elektromagnetischen Wellen. Es gibt zahlreiche Konstruktionsmöglichkeiten für Antennen. Die Antennenbauform sowie verschiedene Antennenparameter können variiert werden, um eine Antenne mit für ihr Einsatzgebiet passender Strahlungscharakteristik zu konstruieren.

2.4.1 Fernfeldnäherung

Die Eigenschaften einer Antenne lassen sich am besten im Fernfeld bestimmen. Das Fernfeld wird über die Distanz zur Quelle r definiert und wird mit einer Distanz $r \gg \lambda$ erreicht. Hier sind die Felder distanzunabhängig, phasengleich und transversal zur Ausbreitungsrichtung. Erreicht wird das Fernfeld für elektrisch kurze Antennen ($L < \lambda$) ab $r \geq 2\lambda$ und für elektrisch lange Antennen ($L > \lambda$) ab $r \leq 2L^2/\lambda \leq 2\lambda$. [15, 348]

2.4.2 Richtdiagramm

Um die Strahlungscharakteristik einer Antenne zu beschreiben, können durch Messungen oder Simulationen Antennendiagramme erstellt werden. Ein Antennendiagramm ist eine grafische Darstellung der im Fernfeld vorherrschenden Strahlungseigenschaften einer Antenne als Funktion der Raumkoordinaten v und φ . Das Diagramm kann zweidimensional oder dreidimensional sein und liefert eine gebündelte Auskunft über das Verhalten der Antenne. [8, 27]

Die Winkelabhängigkeit der Strahlung einer Antenne wird in größerem Abstand r entfernungsunabhängig. Im Fernfeld sind die Feldstärken \vec{E} und \vec{H} daher nur noch von den Winkeln v und φ abhängig. Die entfernungsunabhängige Richtcharakteristik einer Antenne erhält man durch die Normierung der Feldstärken:

$$C(v, \varphi) = \frac{\|\underline{H}(v, \varphi)\|}{\|\underline{H}(v, \varphi)\|_{max}} = \frac{\|\underline{E}(v, \varphi)\|}{\|\underline{E}(v, \varphi)\|_{max}} \quad (2.12)$$

Die Richtcharakteristik beschreibt damit die winkelabhängige Verteilung des elektrischen Feldes bezüglich des Maximalwerts in Hauptstrahlungsrichtung. Sie liefert eine dreidimensionale Darstellung der Strahlungsverteilung. Statt $C(v, \varphi)$ abzubilden, werden häufig nur Schnitte der Richtungscharakteristik betrachtet, sogenannte Richtdiagramme. Bevorzugt kommen hierbei Ebenen durch den Antennenmittelpunkt und das Strahlungsmaximum zur Darstellung. [15, 259-261] Richtdiagramme sind charakterisiert durch eine Hauptkeule, die in die Richtung der maximalen Strahlungsintensität der Antenne zeigt, und ggfs. mehrere Nebenzipfel (vgl. Abbildung 2.4). Die Breite der Hauptkeule beschreibt den Grad der Energiebündelung. Sie wird definiert durch die vertikale und horizontale Half Power Beam Width (HPBW) Δv bzw. $\Delta\varphi$, auch Halbwertsbreite genannt. Diese beschreibt den Winkelbereich, in dem die Strahlungsdichte um nicht mehr als die Hälfte ($\cong 3$ dB) ihres Maximums absinkt. Abbildung 2.4 zeigt beispielhaft ein Richtdiagramm einer Antenne mit Hauptkeule und HPBW. [15, 258-262]

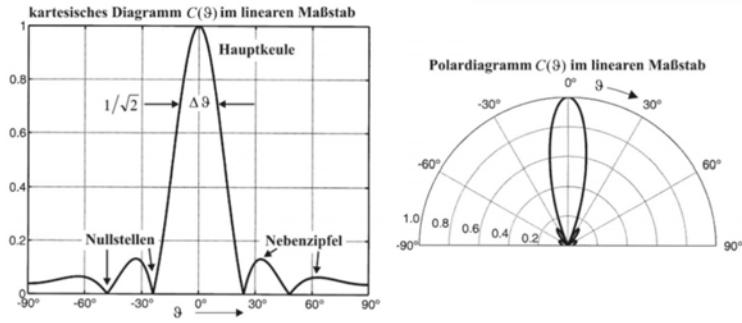


Abbildung 2.4: Darstellung der Richtcharakteristik einer Antenne in kartesischer Form mit Hauptkeule, Halbwertsbreite (HPBW) sowie Nebenzipfeln (links) und in Polar-Koordinaten (rechts) [15, 262]

2.4.3 Richtfaktor und Gewinn

In der Praxis ist es nicht möglich, eine Antenne zu konstruieren, die gleichermaßen in alle Raumrichtungen abstrahlt. Nur in der Theorie existiert ein solcher idealer Rundstrahler, der isotrope Kugelstrahler. Alle praktisch realisierbaren Antennen weisen in ihrer Strahlungsintensität hingegen eine Abhängigkeit von der Raumrichtung (ν, φ) auf. Die Richtwirkung einer Antenne kann durch den Richtfaktor D beschrieben werden:

$$D = \frac{S_r(\nu, \varphi)_{max}}{\langle S_r(\nu, \varphi) \rangle} \quad (2.13)$$

$S_r(\nu, \varphi)_{max}$ ist die maximale Strahlungsdichte der Antenne. $\langle S_r(\nu, \varphi) \rangle$ ist die mittlere Strahlungsdichte und ist durch den Betrag des Poynting-Vektors gegeben. [15, 263]

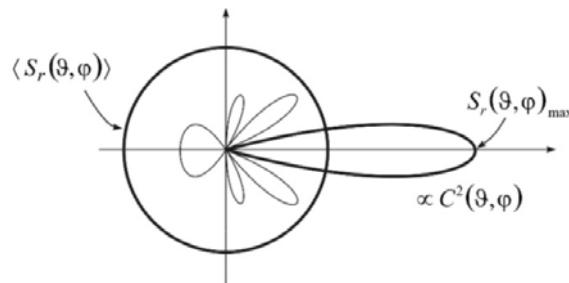


Abbildung 2.5: Darstellung der Strahlungsdichten einer realen Antenne und des isotropen Kugelstrahlers im Richtdiagramm [15, 263]

Die mittlere Strahlungsdichte ist gleich der abgestrahlten Leistung geteilt durch 4π und entspricht damit der abgestrahlten Strahlungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers bei gleicher Generator-Leistung. Bei einem isotropen Kugelstrahler handelt es sich um eine verlustlose Antenne, die in allen Richtungen gleichermaßen empfängt wie sendet. Als Sendeantenne generiert sie eine Kugelwelle mit sphärischer Phasenfront und wird häufig bei relativen Größen als Referenz genutzt. Da die mittlere Strahlungsdichte der Strahlungsdichte eines isotropen Strahlers gleich ist, kann sie wie folgt beschrieben werden:

$$\langle S_r(v, \varphi) \rangle = \frac{P_S}{4\pi r^2} \quad (2.14)$$

P_S entspricht hierbei der abgestrahlten Leistung. Somit ist der Richtfaktor ein Maß dafür, wie viel stärker eine Antenne in die Hauptstrahlungsrichtung abstrahlt verglichen mit einem Kugelstrahler bei gleicher Strahlungsleistung P_S . Die abgestrahlte Leistung errechnet sich aus der Generatorleistung P_G und der Verlustleistung P_V . [15, 256-263]

$$P_S = P_G - P_V \quad (2.15)$$

Bei exakter Anpassung sollte im Idealfall die der Antenne zugeführte Leistung vollständig abgestrahlt werden. Doch dieser Idealfall wird nie erreicht: Ein Teil der zugeführten Energie wird als Verlustleistung in Wärme umgewandelt. Das Verhältnis von tatsächlich abgestrahlter Leistung zu zugeführter Gesamtleistung wird als Wirkungsgrad η einer Antenne bezeichnet.

$$\eta = \frac{P_S}{P_G} = \frac{P_S}{P_S + P_V} \leq 1 \quad (2.16)$$

Multiplizieren wir den Wirkungsgrad mit dem Richtfaktor der Antenne, erhalten wir den Gewinn (Gain) G . Somit vergleicht der Gain die maximale Strahlungsdichte mit der maximalen Strahlungsdichte eines Kugelstrahlers bei gleicher Generatorleistung P_G . [15, 263-264]

$$G = \eta D = 4\pi r^2 \cdot \frac{S_r(v, \phi)_{max}}{P_G} \quad (2.17)$$

Im Idealfall einer verlustfreien Antenne gleicht der Gewinn dem Richtfaktor: $G = D$. Da sich der Gewinn auf den isotropen Strahler bezieht, wird G in dBi angegeben. [15, 264]

$$G_{dBi} = 10 \log_{10} G \quad (2.18)$$

2.5 Vector Network Analyzer

Der Vector Network Analyzer (VNA) ist fester Bestandteil der Analyse hochfrequenter Systeme und Schaltungen. Er ermöglicht das Messen von reflektierten sowie transmittierten Wellen und die Darstellung der daraus resultierenden S-Parameter (vgl. Kapitel 2.2).

Abbildung 2.6 zeigt den grundlegenden Aufbau eines Vector Network Analyzers. Am Anfang steht immer eine Quelle, die den jeweiligen Port anregt. Direkt dahinter kommt eine Verstärkerschaltung, gefolgt von einem Leistungsteiler bestehend aus zwei Widerständen. Der Teiler erzeugt ein Referenzsignal, das proportional zum Ausgangssignal ist und an der Empfängerschaltung $a1$ gemessen wird. Im Anschluss folgt ein Richtkoppler oder eine Brückenschaltung. Der Koppler ist ein Viertor, welches das Signal vom Signalpfad auf einen separaten Ausgang auskoppelt, aber nur eine begrenzte Bandbreite erlaubt. Für ein besseres Frequenzverhalten werden deshalb häufig abgewandelte Wheatstone-Brücken verwendet. Beide Schaltungen koppeln reflektierte Wellen auf die Empfängerschaltung $b1$ aus. [12, Kapitel 2] Koppler sowie Brückenschaltungen sind komplexe Themen und nicht Bestandteil dieser Arbeit. Vergleiche Buch [12] für weiterführende Informationen. Aufgrund der technischen Weiterentwicklung wird die beschriebene Architektur nur noch selten verwendet, nützt aber dennoch dem groben Verständnis.

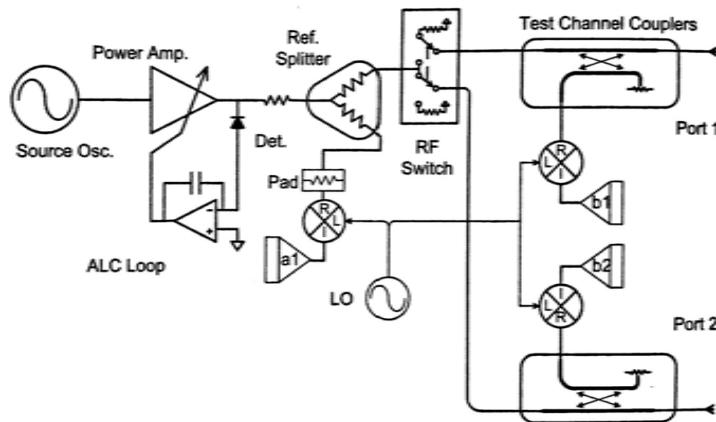


Abbildung 2.6: Schematischer Aufbau eines Vector Network Analyzers [12, 74]

Bestandteil einer jeden VNA-Messung ist die Fehlerkorrektur (Vector Error Correction), die sich in zwei Abschnitte untergliedert lässt:

1. Error Correction Aquisition: In diesem Abschnitt wird mit bekannten Standards wie Open, Short und Load gemessen, um die systematischen Fehler / Fehlerterme des Systems zu ermitteln.

2. Error Correction Application: Im zweiten Schritt wird der Fehlerkorrektur-Algorithmus auf die Rohmesswerte angewandt, um das um die systematischen Fehler korrigierte Ergebnis zu erhalten.

2.6 Fehlerquellen

Kalibrierungen werden nötig, da jedes System fehlerbehaftet ist. Diese Fehler zu finden und zu korrigieren ist Ziel der Kalibrierung. Die Fehlerquellen lassen sich in drei verschiedene Kategorien einteilen:

1. Systematische Fehler: Systematische Fehler werden durch Mängel im Testsystem und Testequipment verursacht. Zeitunabhängige systematische Fehler können durch Kalibrierungen charakterisiert und mathematisch entfernt werden. Systematische Fehler werden vor allem durch *Signal Leakage*, *Reflexionen* und den *Frequenzgang* verursacht. [21, 4] Es existieren sechs Typen von systematischen Fehlern:

- **Directivity Error (Ed):** Der Directivity Error wird durch eine unvollständige Trennung des einfallenden Signals vom reflektierten Signal durch den Richtkoppler im VNA verursacht. In diesem Fall gelangt ein Teil der Energie des Ausgangssignals in den Empfänger des reflektierten Signals. Directivity Errors hängen nicht von den Eigenschaften des Messobjekts ab und wirken sich in der Regel stärker auf die Reflexionsmessung als auf die Transmissionsmessung aus. [2]
- **Source Match Error (Es):** Der Source Match Error wird durch eine Fehlanpassung zwischen der Quelle und dem Eingang des Prüflings (auch: Device Under Test (DUT)) verursacht. In diesem Fall wird ein Teil des reflektierten Signals am Anschluss reflektiert und gelangt wieder in den Eingang des Prüflings. [2]
- **Load Match Error (El):** Der Load Match Error wird durch eine Fehlanpassung zwischen Empfänger und Prüfling verursacht. In diesem Fall wird ein Teil des durch den Prüfling übertragenen Signals am Empfängeranschluss reflektiert und kehrt zum Ausgang des Prüflings zurück. [2]

- **Reflection Tracking Error (Er):** Der Reflection Tracking Error wird durch Unterschiede im Frequenzgang zwischen dem Messempfänger und dem Referenzempfänger des Quellentors während der Reflexionsmessung erzeugt. [2]
- **Transmission Tracking Error (Et):** Der Transmission Tracking Error wird durch Unterschiede im Frequenzgang zwischen dem Testempfänger am Empfangsport und dem Referenzempfänger am Quellport während der Übertragungsmessung verursacht. [2]
- **Isolation Error (Ex):** Der Isolation Error wird durch Crosstalk des Signals vom Quellport zum Empfangsport verursacht, wobei der Prüfling umgangen wird. [2]

2. Zufällige Fehler: Zufällige Fehler variieren zufällig in Abhängigkeit von der Zeit. Da sie nicht vorhersehbar sind, können sie nicht durch Kalibrierung beseitigt werden. [21, 5]

3. Driftfehler: Driftfehler treten auf, wenn sich die Leistung eines Prüfsystems nach einer durchgeführten Kalibrierung ändert. Sie werden hauptsächlich durch Temperaturschwankungen verursacht und können durch eine zusätzliche Kalibrierung beseitigt werden. Die Driftgeschwindigkeit bestimmt, wie häufig zusätzliche Kalibrierungen erforderlich sind. Durch den Aufbau einer Testumgebung mit stabiler Umgebungstemperatur können Driftfehler jedoch in der Regel minimiert werden. [21, 5]

2.7 Signal-Flow-Graph

Der *Signal-Flow-Graph* (SFG) ist eine nützliche Methode zur Analyse von Mikrowellen-Netzwerken und setzt sich aus Knoten und Zweigen zusammen. Am einfachsten kann ein SFG mithilfe eines Zweitors beschrieben werden. Ein Zweitor besteht aus vier Anschlüssen, von denen gegengleiche Anschlüsse (Knoten) zu einem Tor zusammengefasst werden können. [18, 194]

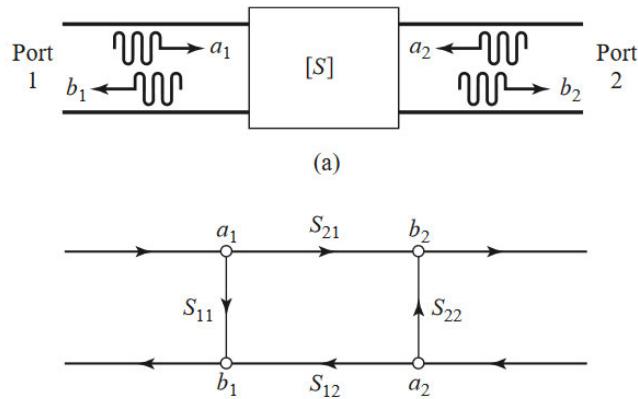


Abbildung 2.7: Zweitor mit hinein- und hinauslaufender Welle (oben) und zugehöriger Signal-Flow-Graph (unten) [18, 195]

Innerhalb eines Ports werden gegengleiche Knoten mit a_i (hineinlaufend) und b_i (hinauslaufend) gekennzeichnet. Der Index i beschreibt den zugehörigen Port. Zwischen den Knoten befinden sich Zweige, die den Signalfluss zwischen den Knoten beschreiben und mit S-Parametern und Reflexionskoeffizienten assoziiert sind. [18, 194]

Der Signal-Flow-Graph kann mithilfe der folgenden vier Regeln analysiert werden:

Regel 1: Serienschaltung

Die Serienschaltung beschreibt zwei oder mehr hintereinander geschaltete Zweige. Sie kann zusammengefasst werden, indem das Produkt aller Zweige gebildet wird [18, 195]:



Mathematisch lässt sich die Regel wie folgt beschreiben:

$$\begin{aligned} a_3 &= S_{32} \cdot a_2 \\ &= S_{21} \cdot S_{32} \cdot a_1 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Regel 2: Parallelschaltung

Zwei Zweige, die einen gemeinsamen Ursprung haben und im gleichen Knoten enden (parallele Zweige), können zu einem einzigen Zweig zusammengefasst werden, dessen Koeffizient die Summe der Koeffizienten der ursprünglichen Zweige ist [18, 196]:



Der mathematische Hintergrund ist in folgender Gleichung gegeben:

$$\begin{aligned} a_2 &= S_{21B} \cdot a_1 + S_{21A} \cdot a_1 \\ &= (S_{21B} + S_{21A}) \cdot a_1 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Regel 3: Self-Loop

Wenn ein Knoten einen Self-Loop (Schleife) mit einem Koeffizienten S besitzt, kann die Schleife eliminiert werden, indem die Koeffizienten der Zweige, die diesen Knoten speisen, mit $1/(1 - S)$ multipliziert werden [18, 196].

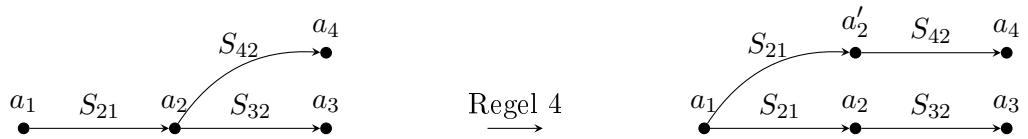


Mathematisch lässt sich der Fall wie folgt darstellen:

$$\begin{aligned} a_2 &= S_{21} \cdot a_1 + S_{22} \cdot a_2 \\ a_3 &= S_{32} \cdot a_2 \\ &= \frac{S_{32} S_{21}}{1 - S_{22}} \cdot a_1 \end{aligned} \quad (2.21)$$

Regel 4: Splitting

Ein Knoten darf in zwei separate Knoten aufgeteilt werden, sofern der resultierende SFG jede Kombination von getrennten Eingangs- und Ausgangsverzweigungen (keine Self-Loops), die mit dem ursprünglichen Knoten verbunden sind, genau einmal enthält [18, 197].



Die Regel lässt sich mathematisch schreiben als

$$\begin{aligned}
 a_4 &= S_{42} \cdot a_2 \\
 &= S_{21} \cdot S_{42} \cdot a_1
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

3 Gated-Reflect-Line (GRL)

Gated-Reflect-Line (GRL) ist neben *Through-Reflect-Line* (TRL) und *Through-Open-Short-Match* (TOSM) eine von vielen möglichen Kalibriermethoden und wurde von Keysight Technologies insbesondere für die Freifeld-Messung entwickelt [22]. Die Besonderheit der GRL-Kalibrierung ist, dass sie nur zwei Standards benötigt, während andere Kalibrierungsverfahren in der Regel drei oder vier nutzen. Neben den Standards *Reflect* und *Line* werden Teile der gesuchten Fehler-Parameter durch das Time-Domain-Gating-Verfahren ermittelt, das die Kalibrierung im praktischen Sinne erheblich vereinfacht. Keysight Technologies stellt zwar hauseigene Software zur Kalibrierung mittels GRL zur Verfügung, gibt jedoch keine Auskunft über die genauen mathematischen Hintergründe. Kernstück dieser Arbeit ist daher die mathematische Herleitung der GRL-Kalibermethode, welche in diesem Kapitel dargelegt wird.

3.1 Herleitung

Die GRL-Kalibrierung lässt sich anhand eines Signal-Flow-Graphen beschreiben. Die Abbildung 3.1 zeigt den Signal-Flow-Graphen mit den zwei Error-Adaptoren **O** und **T**, die den Fehler des Systems beschreiben, und dem dazwischenliegenden Zweitor des MUTs **S**.

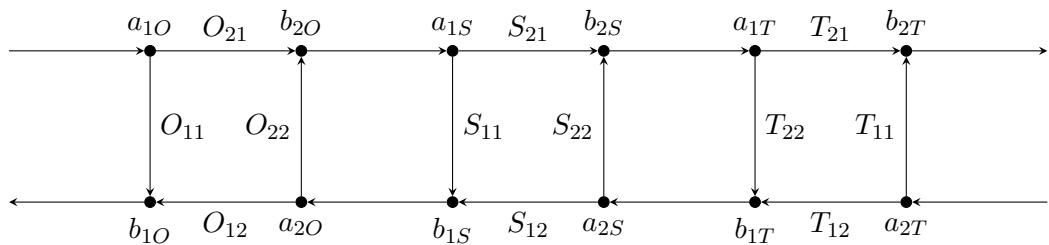
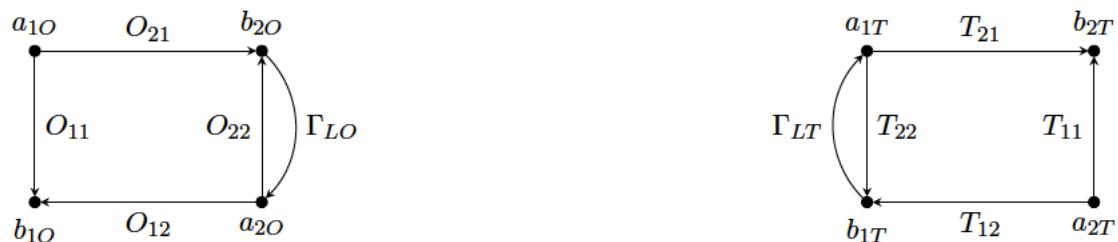


Abbildung 3.1: Signal-Flow-Graph des gesamten Systems mit den Error-Adaptoren **O** und **T** sowie den gesuchten S-Parametern **S** des MUTs

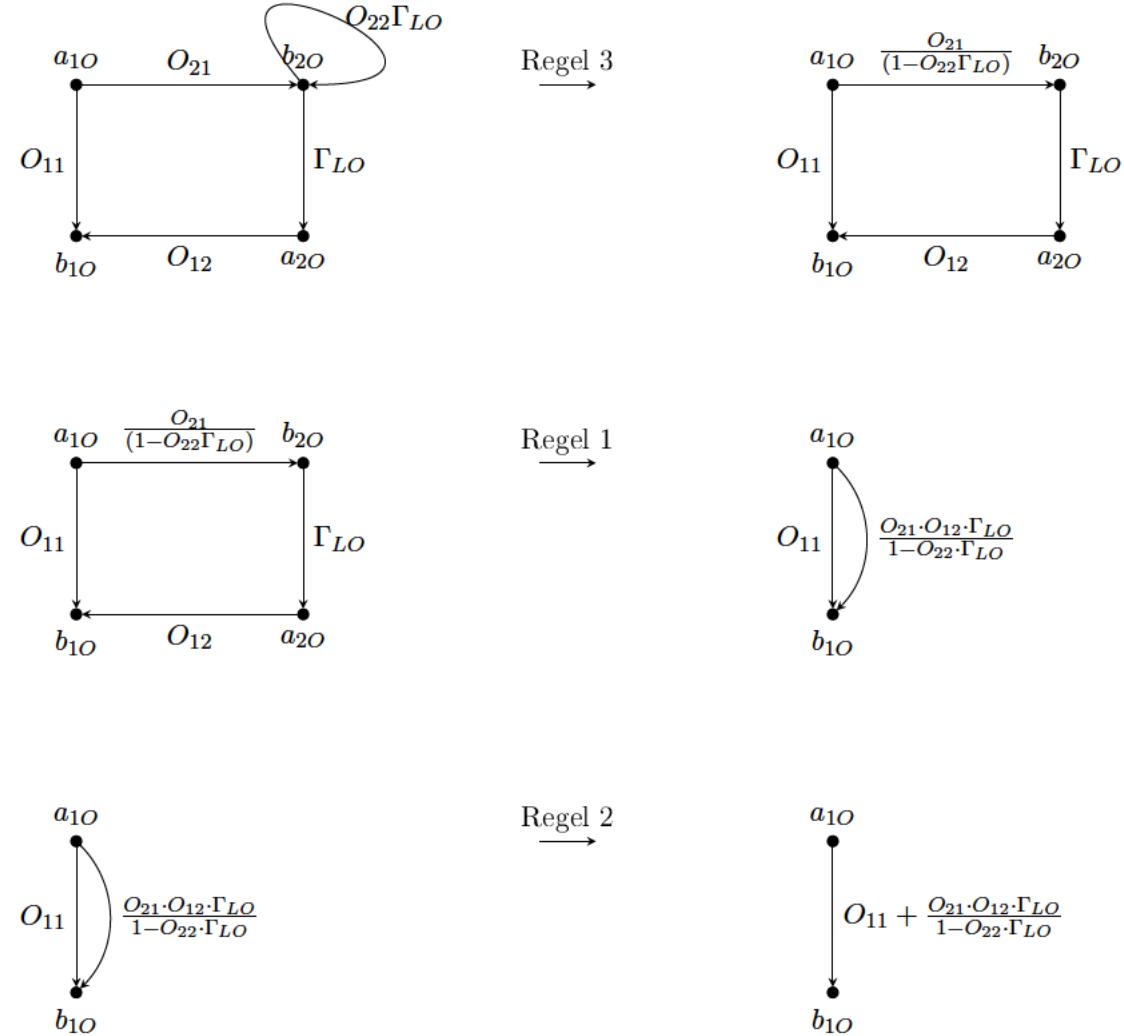
Ziel der Herleitung ist die Ermittlung der S-Parameter des MUTs. Die vier im Kapitel 2.7 dargelegten Regeln für die Analyse von Signal-Flow-Graphen dienen hierbei als Grundlage. Die Herleitung besteht aus zwei wesentlichen Teilen: der Analyse des Systems mit einem *Reflect*-Standard und der Analyse des *Line*-Standards. Jeder Standard liefert zwei Gleichungen, die ineinander eingesetzt und nach den einzelnen Fehlern der Error-Adapter **O** und **T** aufgelöst werden.

3.1.1 Reflect

Für den Reflect-Standard wird anstelle des MUTs ein Material eingesetzt, das die abgestrahlte Welle nahezu perfekt reflektiert ($\Gamma = -1$). In der Freifeld-Messung wird als Reflect-Material häufig eine legierte Metallplatte wie Aluminium verwendet. Durch die vollständige Reflexion werden die Error-Adapter **O** und **T** voneinander separiert, womit sich das Netzwerk aus Abbildung 3.1 wie folgt darstellt:



Es wird davon ausgegangen, dass die Error-Adapter **O** und **T** identisch sind. Aus diesem Grund ist es ausreichend, nur eine Seite zu analysieren. Durch Anwendung der Regel 1 auf den Error-Adapter **O** lässt sich ein Self-Loop erzeugen, auf den wiederum Regel 3 angewandt werden kann. Es wird erneut Regel 1 genutzt, wodurch zwei parallele Zweige erzeugt werden, die anschließend mit Regel 2 zusammengefasst werden können.



Der finale Zweig von a_{1O} zu b_{1O} beschreibt den Koeffizienten, mit dem die eingehende Welle multipliziert wird, um die Reflexion des Systems zu erhalten.

$$b_{1O} = a_{1O} \cdot \left(O_{11} + \frac{O_{12} \cdot O_{21} \cdot \Gamma_{LO}}{1 - O_{22} \cdot \Gamma_{LO}} \right) \quad (3.1)$$

Der Reflexionsfaktor Γ_{OR} ergibt sich dann aus dem Verhältnis von b_{1O} zu a_{1O} .

$$\Gamma_{OR} = O_{11} + \frac{O_{12} \cdot O_{21} \cdot \Gamma_{LO}}{1 - O_{22} \cdot \Gamma_{LO}} \quad (3.2)$$

Es wird angenommen, dass O_{21} und O_{12} reziprok sind und somit $O_{12} = O_{21}$ gilt. Außerdem wird für Γ_{LO} die perfekte Reflexion $\Gamma_{LO} = -1$ eingesetzt.

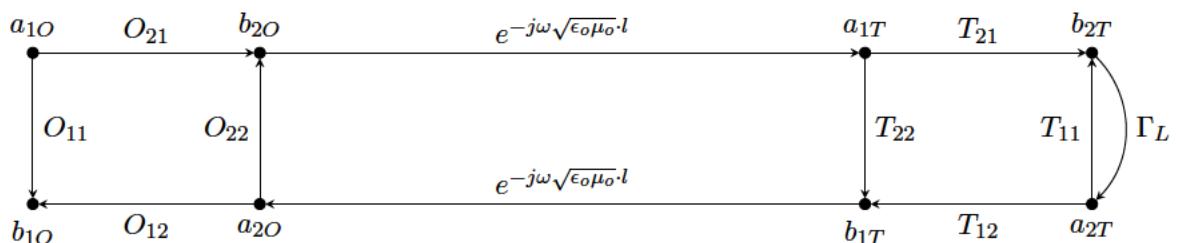
$$\Gamma_{OR} = O_{11} - \frac{O_{21}^2}{1 + O_{22}} \quad (3.3)$$

Die Reflexion am anderen Error-Adapter kann durch Ersetzen der Terme O_{ij} durch T_{ij} erlangt werden:

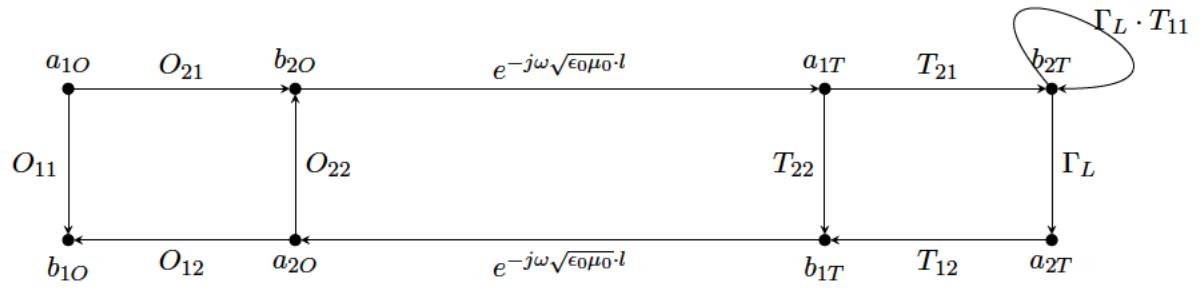
$$\Gamma_{TR} = T_{11} - \frac{T_{21}^2}{1 + T_{22}} \quad (3.4)$$

3.1.2 Line

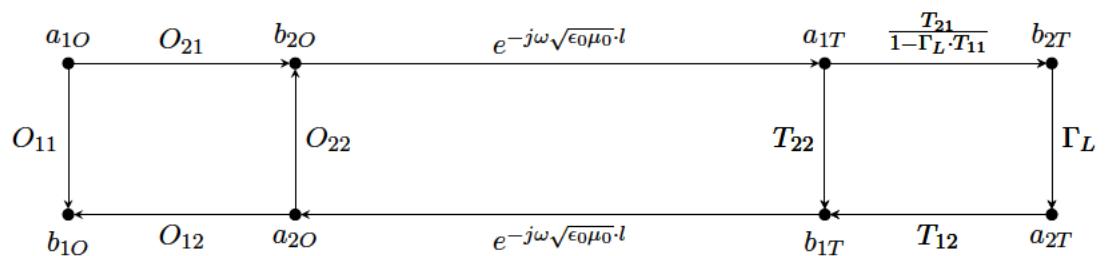
Beim Line-Standard werden die S-Parameter gemessen, während das Sample-Fixture, also die Haltevorrichtung für das MUT, leer bleibt. Die „Leermessung“ ohne Sample liefert die Korrekturmatrixt für die Luftleitung, die anstelle des MUTs entsteht. Beschrieben wird die Luftleitung durch die Phasenänderung für eine ebene Welle (im Vakuum) wie folgt: $e^{-j\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}l}$ [18, 30]. Zusätzlich wird der Error-Adapter \mathbf{T} reflexionsfrei, $\Gamma_L = 0$, abgeschlossen. Der Signal-Flow-Graph des Systems stellt sich nun wie folgt dar:



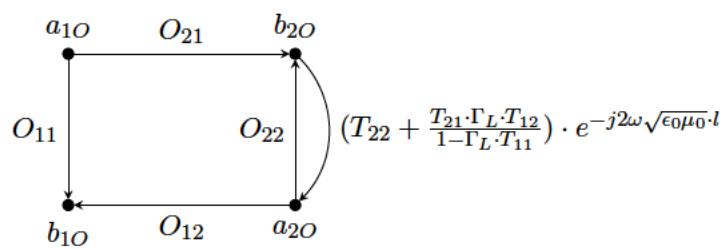
Wie zuvor werden die Regeln aus Kapitel 2.7 verwendet, um den Reflexionsfaktor am Eingang zu bestimmen. Als erstes wird wieder Regel 1 verwendet, um einen Self-Loop zu erzeugen, auf den direkt im Anschluss die Regel 3 angewandt wird. Nun wird Regel 1 verwendet, um eine Parallelschaltung zu erzeugen. Diese wird mittels Regel 2 umgeformt, sodass der Error-Adapter **T** zu einem einzigen Zweig zusammengefasst wird. Durch erneutes Anwenden von Regel 1 erhalten wir die Reflexion am Ausgang von Error-Adapter **O**.



↓ Regel 3



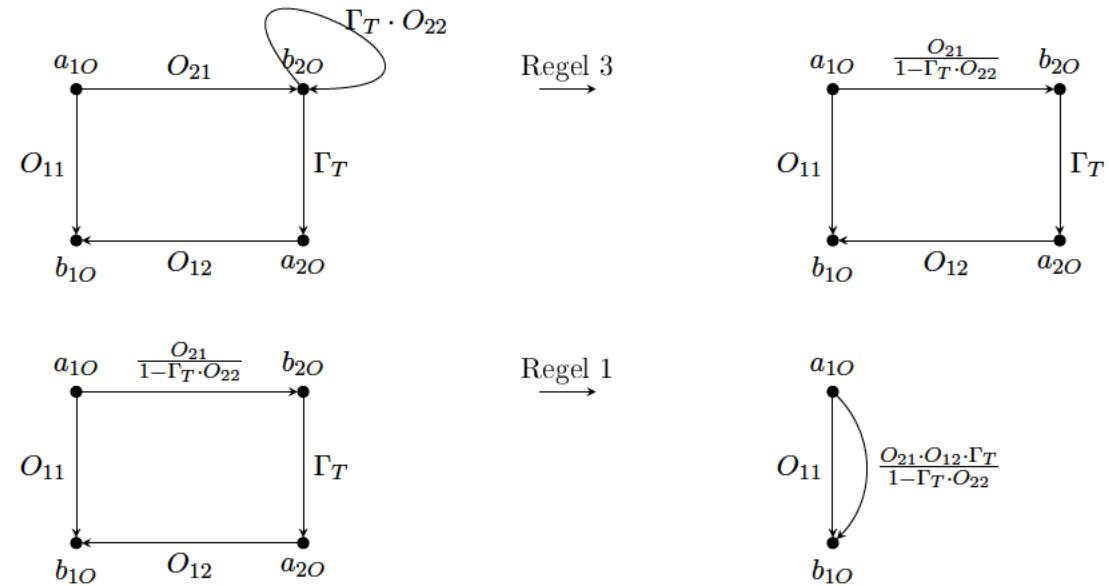
↓ Regel 1 und 2



Zur besseren Lesbarkeit wird die Reflexion am Ausgang von Error-Adapter **O** wie folgt definiert:

$$\Gamma_T = (T_{22} + \frac{T_{21}^2 \cdot \Gamma_L}{1 - \Gamma_L \cdot T_{11}}) \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}l} \quad (3.5)$$

Nach Regel 1 bildet O_{22} mit Γ_T einen Self-Loop, weshalb Regel 3 verwendet werden kann. Anschließend kommt Regel 1 erneut zur Anwendung, wodurch eine Parallelschaltung erzeugt werden kann. In einem letzten Schritt wird mit Regel 2 die Parallelschaltung zu einem einzigen Zweig zusammengefasst.



Wir erhalten den Reflexionsfaktor Γ_{OL} für den Error-Adapter **O**.

$$\begin{aligned} b_{1O} &= a_{1O} \cdot \left(O_{11} + \frac{O_{21} \cdot O_{12} \cdot \Gamma_T}{1 - \Gamma_T \cdot O_{22}} \right) \\ \Leftrightarrow b_{1O}/a_{1O} &= O_{11} + \frac{O_{21} \cdot O_{12} \cdot \Gamma_T}{1 - \Gamma_T \cdot O_{22}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\Gamma_{OL} = O_{11} + \frac{O_{21}^2 \cdot \Gamma_T}{1 - \Gamma_T \cdot O_{22}} \quad (3.7)$$

Gleichung (3.5) kann nun eingesetzt werden:

$$\Gamma_{OL} = O_{11} + \frac{O_{21}^2 \cdot (T_{22} + \frac{T_{21}^2 \cdot \Gamma_L}{1 - \Gamma_L \cdot T_{11}}) \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}}{1 - (T_{22} + \frac{T_{21}^2 \cdot \Gamma_L}{1 - \Gamma_L \cdot T_{11}}) \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} \cdot O_{22}} \quad (3.8)$$

Da Γ_{OL} reflexionsfrei abgeschlossen ist ($\Gamma_L = 0$), bleibt folgende Gleichung übrig:

$$\Gamma_{OL} = O_{11} + \frac{O_{21}^2 \cdot T_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}}{1 - T_{22} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \quad (3.9)$$

Analog dazu wird Error-Adapter **O** reflexionsfrei abgeschlossen, um den Reflexionsfaktor Γ_{TL} in umgekehrter Signalfussrichtung zu erhalten.

$$\Gamma_{TL} = T_{11} + \frac{T_{21}^2 \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}}{1 - T_{22} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \quad (3.10)$$

3.1.3 Gleichungssystem lösen

In diesem Abschnitt wird das Gleichungssystem bestehend aus den vier ermittelten Gleichungen (3.3), (3.4), (3.9) und (3.10) gelöst.

O_{11} respektive T_{11} sind die Eingangsreflexionen, die durch den Mismatch der Antenne verursacht werden. Sie werden messtechnisch mit dem Time-Domain-Gating-Verfahren ermittelt und aus den vier genannten Gleichungen entfernt. Die Referenzebene wird durch Entfernen von O_{11} und T_{11} hinter die vom Mismatch verursachte Antennen-Eingangsreflexion verschoben:

$$\tilde{\Gamma}_{OR} = \Gamma_{OR} - O_{11} = -\frac{O_{21}^2}{1 + O_{22}} \quad (3.11)$$

$$\tilde{\Gamma}_{TR} = \Gamma_{TR} - T_{11} = -\frac{T_{21}^2}{1 + T_{22}} \quad (3.12)$$

$$\tilde{\Gamma}_{OL} = \Gamma_{OL} - O_{11} = \frac{O_{21}^2 \cdot T_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l}}{1 - T_{22} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l}} \quad (3.13)$$

$$\tilde{\Gamma}_{TL} = \Gamma_{TL} - T_{11} = \frac{T_{21}^2 \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l}}{1 - T_{22} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l}} \quad (3.14)$$

Im Folgenden wird die Tilde zur Identifizierung von Γ ohne Eingangsreflexion zur Vereinfachung weggelassen ($\tilde{\Gamma} = \Gamma$).

Somit stehen vier Gleichungen zur Verfügung, die nach den gesuchten Parametern der Error-Adapter aufgelöst werden können. Im ersten Schritt werden dafür zunächst die Gleichungen (3.11) und (3.12) nach O_{21}^2 und T_{21}^2 aufgelöst:

$$O_{21}^2 = -\Gamma_{OR} \cdot (1 + O_{22}) \quad (3.15)$$

$$T_{21}^2 = -\Gamma_{TR} \cdot (1 + T_{22}) \quad (3.16)$$

Gleichung (3.15) wird in (3.13) eingesetzt und die Gleichung nach Null aufgelöst:

$$\Gamma_{OR} \cdot T_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l} + T_{22} \cdot O_{22} \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l} + \Gamma_{OL} = 0 \quad (3.17)$$

Ebenso wird (3.16) in (3.14) eingesetzt und nach Null aufgelöst:

$$\Gamma_{TR} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l} + T_{22} \cdot O_{22} \cdot (\Gamma_{TR} - \Gamma_{TL}) \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l} + \Gamma_{TL} = 0 \quad (3.18)$$

Um an O_{22} zu gelangen, wird Gleichung (3.17) nach T_{22} umgestellt

$$T_{22} = \frac{-\Gamma_{OL}}{[\Gamma_{OR} + O_{22} \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL})] \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\cdot l}} \quad (3.19)$$

und in Gleichung (3.18) eingesetzt.

$$\begin{aligned} \Gamma_{TR} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \left(\frac{-\Gamma_{OL}}{[\Gamma_{OR} + O_{22}(\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL})]e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \right) \cdot \\ O_{22} \cdot \left(\Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} - \Gamma_{TL} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} \right) + \Gamma_{TL} = 0 \end{aligned} \quad (3.20)$$

Durch das Ausmultiplizieren des mittleren Terms und Kürzen der Exponentialfunktionen lässt sich die Formel wie folgt darstellen:

$$\Gamma_{TR} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \frac{-\Gamma_{OL} \cdot O_{22} \cdot (\Gamma_{TR} - \Gamma_{TL})}{[\Gamma_{OR} + O_{22} \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL})]} + \Gamma_{TL} = 0 \quad (3.21)$$

Durch Eliminierung des Nenners folgt:

$$\begin{aligned} \Gamma_{TR} \cdot O_{22} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} [\Gamma_{OR} + O_{22} \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL})] - \Gamma_{OL} \cdot O_{22} \cdot (\Gamma_{TR} - \Gamma_{TL}) + \\ \Gamma_{TL} \cdot [\Gamma_{OR} + O_{22} \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL})] = 0 \end{aligned} \quad (3.22)$$

Durch weitere Umformungen gelangt man zu einer quadratischen Gleichung die mithilfe der pq-Formel gelöst werden kann:

$$\begin{aligned} (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} \cdot O_{22}^2 + \\ \left(\Gamma_{TR} \cdot \Gamma_{OR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR} - \Gamma_{OL} \cdot \Gamma_{TR} \right) \cdot O_{22} + \\ \Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR} = 0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

Mit

$$p = \frac{\Gamma_{TR} \cdot \Gamma_{OR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR} - \Gamma_{OL} \cdot \Gamma_{TR}}{(\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \quad (3.24)$$

und

$$q = \frac{\Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR}}{(\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \quad (3.25)$$

ergibt sich für O_{22} folgende Formel:

$$O_{22} = - \frac{\Gamma_{TR} \cdot \Gamma_{OR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR} - \Gamma_{OL} \cdot \Gamma_{TR}}{2 \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \\ \pm \sqrt{\left(\frac{\Gamma_{TR} \cdot \Gamma_{OR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l} + \Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR} - \Gamma_{OL} \cdot \Gamma_{TR}}{2 \cdot (\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \right)^2 - \left(\frac{\Gamma_{TL} \cdot \Gamma_{OR}}{(\Gamma_{OR} - \Gamma_{OL}) \cdot \Gamma_{TR} \cdot e^{-j2\omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \cdot l}} \right)} \quad (3.26)$$

Für O_{22} gibt es nach der obigen Formel zwei mögliche Lösungen. Der gesuchte Wert ist diejenige Lösung, die $|O_{22}| \leq 1$ erfüllt. Ist O_{22} ermittelt, können T_{22} , O_{21} und T_{21} bestimmt werden.

3.1.4 Fehlerkorrektur mit T-Parametern

Die im vorherigen Kapitel hergeleiteten Parameter der Error-Adapter **O** und **T** bilden die Grundlage der Fehlerkorrektur. Damit das System bestehend aus den Error-Adapttern und dem MUT als Multiplikation von Matrizen beschrieben werden kann, müssen die Parameter zunächst in T-Parameterform umgewandelt werden. Mithilfe von T-Parametern lassen sich die ein- und auslaufenden Wellen eines Ports als Funktion des anderen Ports darstellen. [17, 9]

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ a_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_2 \\ b_2 \end{pmatrix}$$

Die Transformation von S- zu T-Parametern ist durch folgende Formeln gegeben:

$$T_{11} = \frac{-\det(S)}{S_{21}} \quad (3.27)$$

mit

$$\det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

$$T_{12} = \frac{S_{11}}{S_{21}} \quad (3.28)$$

$$T_{21} = \frac{-S_{22}}{S_{21}} \quad (3.29)$$

$$T_{22} = \frac{1}{S_{21}} \quad (3.30)$$

Die Fehlermatrizen in T-Parameterform werden mit einem Index T symbolisiert, O_T , T_T und S_T . Das gesamte System lässt sich in T-Parameterform wie folgt beschreiben:

$$M_T = O_T \cdot S_T \cdot T_T \quad (3.31)$$

Die gesuchten S-Parameter lassen sich damit durch folgende Umformung ermitteln:

$$S_T = O_T^{-1} \cdot M_T \cdot T_T^{-1} \quad (3.32)$$

Es folgt die Rücktransformation mit

$$S_{11} = \frac{T_{12}}{T_{22}} \quad (3.33)$$

$$S_{12} = \frac{\det(T)}{T_{22}} = T_{11} - \frac{T_{21}T_{12}}{T_{22}} \quad (3.34)$$

$$S_{21} = \frac{1}{T_{22}} \quad (3.35)$$

$$S_{22} = \frac{-T_{21}}{T_{22}} \quad (3.36)$$

mit der die korrigierte S-Matrix für das MUT gegeben ist.

3.2 Validierung

In den vorherigen Kapiteln wurde der mathematische Hintergrund der GRL-Kalibrierung hergeleitet. Dass das ermittelte Ergebnis korrekt ist, gilt nicht als selbstverständlich und muss daher zunächst validiert werden. Hierzu wird eine Anwendung entworfen, die die hergeleitete GRL implementiert. Anschließend werden Messungen simuliert und mittels der in der Anwendung ermittelten Error-Adapter korrigiert. Aus den korrigierten Messwerten werden dann mithilfe der Nicolson-Ross-Weir-Methode die Materialeigenschaften bestimmt und mit Referenzwerten abgeglichen. Hierfür eignen sich die Materialeigenschaften relative Permittivität ϵ_r und relative Permeabilität μ_r , welche häufig in den Datenblättern der Materialhersteller angegeben werden und deshalb hervorragend als Referenz verwendet werden können.

3.2.1 Nicolson-Ross-Weir-Methode

Die Nicolson-Ross-Weir-Methode (NRW) beschreibt ein bekanntes Verfahren zur Evaluation elektrischer und magnetischer Eigenschaften eines Materials [16]. Hierbei werden die S-Parameter genutzt, um den Transmissions- und Reflexionsfaktor zu beschreiben und mit ihnen die relative Permittivität und Permeabilität zu erhalten.

Mit den S-Parametern eines Zweitors lässt sich ein quadratischer Ausdruck für den Eingangs-Reflexionsfaktor herleiten [23]:

$$\Gamma = \chi \pm \sqrt{\chi^2 - 1} \quad (3.37)$$

mit

$$\chi = \frac{S_{11}^2 - S_{21}^2 + 1}{2S_{11}}$$

Dieser ermöglicht es, den Transmissionskoeffizienten T mithilfe von Γ , S_{21} und S_{12} zu beschreiben:

$$T = \frac{S_{11} + S_{21} - \Gamma}{1 - (S_{11} + S_{21})\Gamma}$$

Mit einer weiteren Variablendefinition

$$\frac{1}{\Lambda^2} = - \left(\frac{1}{2\pi t} \ln(T) \right)^2 \quad (3.38)$$

können schlussendlich μ_r und ϵ_r berechnet werden:

$$\mu_r = \frac{2\pi}{\Lambda k_0} \left(\frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \right) \quad (3.39)$$

$$\epsilon_r = \frac{1}{\mu_r k_0^2} \left(\frac{4\pi^2}{\Lambda^2} \right) \quad (3.40)$$

mit

$$k_0 : \text{Wellenzahl } \frac{2\pi}{\lambda}$$

Es gilt jedoch zu beachten, dass durch die 2π -Phasenperiodizität von T eine Instabilität auftritt, wenn im Material ein n -Faches der halben Wellenlänge erreicht wird. Diese Instabilität entsteht vor allem durch die große Phasenunsicherheit und wird durch verlustarme Materialien verstärkt. Es wurde jedoch festgestellt, dass die Phasenunsicherheit insbesondere durch die Berechnung des Faktors $\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$ verursacht wird und somit für Dielektrika, die eine Permeabilität von $\mu_r = 1$ aufweisen, übergegangen werden kann. [20, 49-50] Für Materialien, für deren Dicke $d < \frac{\lambda}{2}$ gilt, kann der Phasenfehler vernachlässigt werden und die Methode ohne Phasenanpassung implementiert werden [23].

3.2.2 Entwicklung einer Anwendung zur Validierung der GRL-Herleitung

In diesem Kapitel soll eine Anwendung entwickelt werden, die auf Basis der hergeleiteten Formeln die gesuchten S-Parameter eines MUTs extrahiert und mittels NRW-Method die relative Permittivität und Permeabilität berechnet. Als Entwicklungsumgebung wird der *MATLAB App Designer* [5] gewählt. Dieser bietet eine einfache Umgebung für grafische Elemente und kombiniert diese mit der MATLAB-Syntax.

Anforderungsprofil

Für die Anwendung wird das Anforderungsprofil in zwei Bereiche unterteilt: GRL- Kalibrierung und Materialcharakterisierung. Für die GRL-Kalibrierung werden die gemessenen S-Parameter für das MUT, den Reflect- und Line-Standard sowie für O_{11} und T_{11} benötigt. MUT entspricht der Messung mit MUT ohne Kalibrierung. O_{11} und T_{11} sind die mittels Time-Domain-Gating ermittelten Eingangsreflexionen der Error-Adapter.

Die Materialcharakterisierung benötigt die korrigierten Messungen, eine Schaltfläche für die Extraktion sowie ein Eingabefeld für die Materialstärke. Zudem sollen die errechneten Parameter dargestellt werden können.

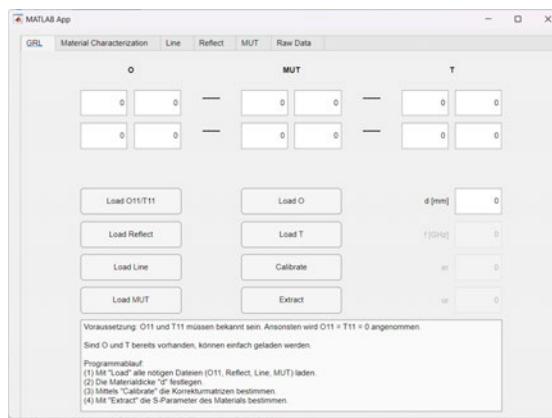


Abbildung 3.2: Interface der Anwendung zur GRL-Kalibrierung

Programmablauf und Struktur

Zum Zweck der Nutzerfreundlichkeit ist die Anwendung im Programmablauf simpel gehalten. Abbildung 3.3 zeigt schematisch die Bedienschritte.

Im Normalfall wird die Anwendung im GRL-Tab geöffnet (vgl. 3.2). Welche Funktion genutzt wird, bleibt dem Anwender überlassen: Sind die kalibrierten S-Parameter bereits vorhanden, bleibt es dem Anwender frei, nur die Materialcharakterisierungsfunktion zu nutzen. Alternativ ist es möglich, nur die Kalibrierung der Anwendung zu verwenden. Das Programm verlangt die Bereitstellung aller nötigen Parameter inklusive der Eingangsreflexionen O_{11} und T_{11} , die vor Beginn der Analyse bestimmt werden müssen. Sollten O_{11} und T_{11} nicht zur Verfügung stehen, wird die Eingangsreflexion als Null angenommen.

Neben dem Import der Daten muss zusätzlich die Materialdicke angegeben werden. Hier ist eine möglichst genaue Angabe nötig, da kleine Abweichungen schon zu großen Phasenfehlern und somit zu falschen Werten führen können. Phasenfehler werden nicht korrigiert, weshalb beim GRL-Verfahren auf identische Abmessungen beim MUT und Reflect-Standard geachtet werden muss. Mit *Calibrate* werden die Error-Adapter **O** und **T** berechnet. *Extract* ermittelt dann mit den zur Verfügung gestellten Materialabmessungen die S-Parameter des Materials.

Die Ergebnisse werden als Plots dargestellt und als Textdatei extrahiert. Im „Material Characterization“-Tab werden die relative Permittivität und Permeabilität berechnet. Ähnlich wie im „GRL“-Tab gibt es eine *Load*- und eine *Extract*-Funktion (vgl. Abbildung 3.3), die grün erscheinen, sobald die Dateien geladen sind. Zusätzlich muss die Dicke des Materials erneut angegeben werden.

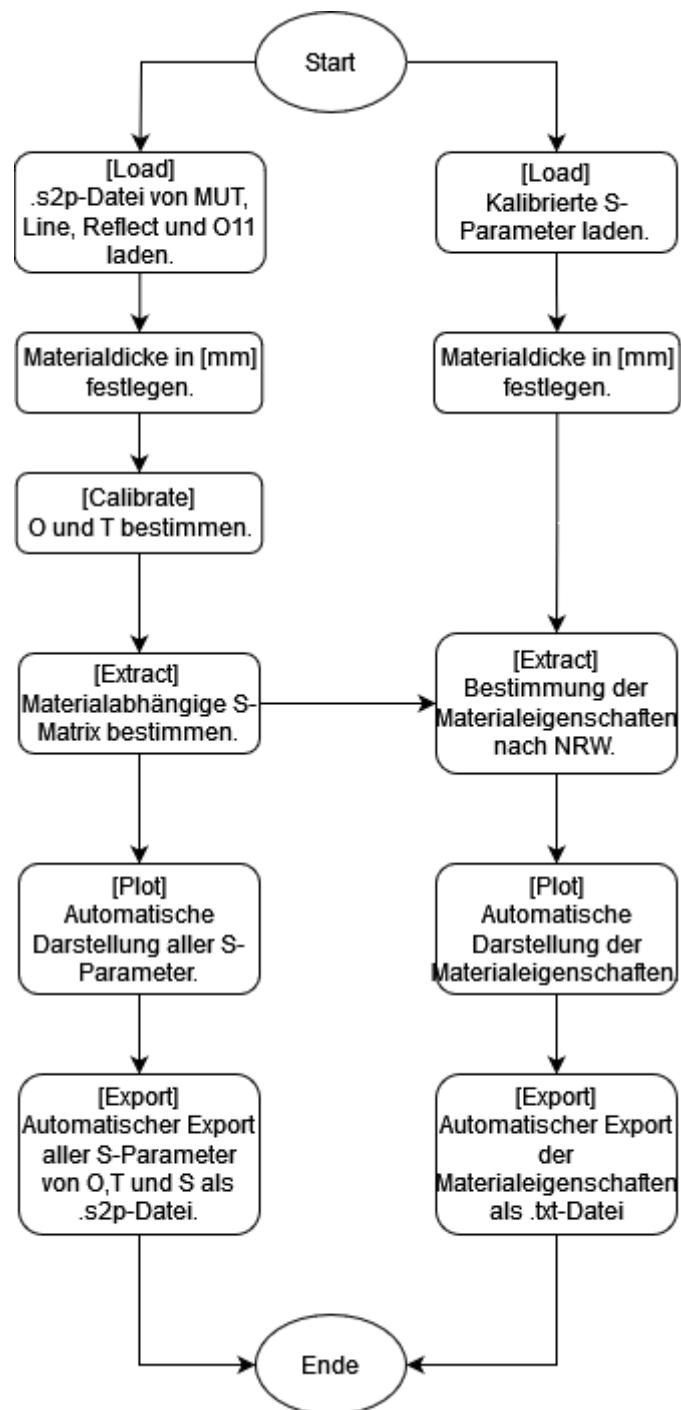


Abbildung 3.3: Flussdiagramm des Programmablaufs

GRL-Implementierung

Die Implementierung gliedert sich in drei wesentliche Punkte: zu Beginn wird O_{22} bestimmt. Es folgen die Berechnungen von T_{22} , T_{21} und O_{21} . Im letzten Abschnitt werden die gesuchten S-Parameter ermittelt.

Die GRL-Implementierung beginnt zunächst mit der Implementierung von p und q aus den Formeln (3.24) und (3.25). Der erste Term (vgl. Formel 3.26) sowie der Radikand des Wurzelausdrucks vom zweiten Term werden separat berechnet und in den Variablen x und y gespeichert. Das Ergebnis sind zwei mögliche Lösungen, die in $O22_1$ und $O22_2$ geschrieben und anschließend auf die Bedingung $|O_{22}| \leq 1$ getestet werden.

Codeblock 3.1: GRL-Kalibrierung: Berechnung von O_{22}

```

1  p = (G_m1.*G_m2.* (A12.*A21)-G_a1.*G_m2+G_a2.*G_m1)
2  ./ (G_m2.* (A12.*A21).* (G_m1-G_a1));
3  q = (G_a2.*G_m1)./ (G_m2.* (A12.*A21).* (G_m1-G_a1));
4
5  x = (p./2);
6  y = (p./2).^2-q;
7  z = sqrt(y);
8
9  % Berechnung der beiden moeglichen Loesungen
10 O22_1 = -x+z;
11 O22_2 = -x-z;
12
13 % Such nach abs(O22) <= 1
14 O22 = [];
15 for i = 1:length(O22_1)
16     if abs(O22_1(i)) <= 1
17         O22 = [O22;O22_1(i)];
18     else
19         %O22 = [O22;O22_2(i)];
20         O22 = [O22;min(O22_1(i), O22_2(i))];
21     end
22 end

```

Abschnitt 2 berechnet mithilfe der Formeln (3.19), (3.16) und (3.15) die Parameter der Error-Adapter T_{11} , T_{21} und O_{21} . O_{21} und O_{12} sowie T_{21} und T_{12} sind reziprok, weshalb aus den Formeln (3.17) und (3.18) die Wurzel gezogen werden muss, um an den gesuchten Parameter zu gelangen.

Codeblock 3.2: GRL-Kalibrierung: Berechnung von T_{22} , T_{21} , T_{12} , O_{21} und O_{12}

```

1 T22 = (-G_a1)./(O22.* (G_m1.*A12.*A21-G_a1.*A12.*A21)+G_m1.*A12.*A21);
2 T21 = sqrt(-G_m2.* (1+T22));
3 O21 = sqrt(-G_m1.* (1+O22));
4 O12 = O21;
5 T12 = T21;

```

Im letzten Abschnitt erfolgt die Fehlerkorrektur mit den zuvor berechneten Error-Adaptoren **O** und **T** in einer *for*-Schleife für jeden Frequenzpunkt. Die S-Parameter werden in T-Parameter umgewandelt, die Inversen von **O** und **T** bestimmt, die gesuchte T-Matrix des MUTs extrahiert und zurück in S-Parameter transformiert.

Codeblock 3.3: GRL-Kalibrierung: Vector-Error-Correction der gemessenen S-Parameter mit MUT

```

1 for i = 1:length(O11)
2     Otemp = [O11(i), O12(i); O21(i), O22(i)];
3     Ttemp = [T11(i), T12(i); T21(i), T22(i)];
4     Mtemp = [M11(i), M12(i); M21(i), M22(i)];
5
6     % Transformation der S- zu T-Parameter
7     OT = s2t(Otemp);
8     TT = s2t(Ttemp);
9     MT = s2t(Mtemp);
10
11    % Vector-Error-Correction
12    ST_temp = OT_inv*MT*TT_inv;
13
14    S_temp = t2s(ST_temp); % Ruecktransformation
15    ST{i,1} = ST_temp; % T-Parameter Cell-Matrix
16    S{i,1} = S_temp; % S-Parameter Cell-Matrix
17
18 end

```

NRW-Implementierung

Die in Kapitel 3.2.1 beschriebene NRW-Methode ist in der Anwendung als eigenständige Funktion implementiert und wird im Codeblock 3.4 beschrieben. Sie entspricht der direkten Implementierung der Formeln (3.37) - (3.40). Zur Berechnung nimmt die Funktion die Parameter S_{21} , S_{11} sowie die Frequenzen f und t entgegen und berechnet ab Zeile 3 zunächst die benötigten Variablen c und k_0 . Ab Zeile 10 wird der Reflexionsfaktor berechnet und seine zwei möglichen Lösungen, die aus der quadratischen Gleichung herrühren, in separaten Variablen abgespeichert. Die Wahl des richtigen Γ (vgl. Gleichung (3.37)) wird in einer *for*-Schleife für jeden Frequenzpunkt überprüft. Es folgt die Berechnung des Transmissionskoeffizienten (Zeile 24) und der definierten Variablen $\frac{1}{\Lambda^2}$ und ihrer Wurzel. Daraus lässt sich ab Zeile 31 die relative Permeabilität und Permittivität bestimmen. ϵ_r sowie μ_r werden als Rückgabewerte der Funktion übergeben.

Codeblock 3.4: NRW-Implementierung

```

1 function [e, u] = NRW_Freespace(app, nS11, nS21, f, t)
2
3 % Variablen-Definition
4 c = physconst('lightspeed'); % Lichtgeschwindigkeit
5 k0 = (2*pi.*f)./c; % Wellenzahl
6
7 % Berechnung des Reflexionskoeffizienten
8 X = (nS11.^2-nS21.^2+1)./(2.*nS11);
9 Gamma_1 = X + sqrt(X.^2-1);
10 Gamma_2 = X - sqrt(X.^2-1);
11
12 % Wahl des richtigen Reflexionskoeffizienten
13 for i = 1:length(app.f)
14     if abs(Gamma_1(i)) < 1
15         Gamma(i) = Gamma_1(i);
16     elseif abs(Gamma_2(i)) < 1
17         Gamma(i) = Gamma_2(i);
18     end
19 end
20
21 Gamma = Gamma(:,); % Transponiere Matrix
22
23 % Berechnung des Transmissionskoeffizienten
24 T = (nS11+nS21-Gamma)./(1-(nS11+nS21).*Gamma);
25

```

```

26      % Berechnung von Eins durch GrossLambda zum Quadrat und seiner Wurzel
27      A_inv_squared = -(1/(2*pi*t).*log(T)).^2;
28      A_inv = sqrt(A_inv_squared);
29
30      err = (1+Gamma)./(1-Gamma);
31      u = (2*pi)./(k0).*A_inv.*((1+Gamma)./(1-Gamma));
32      %u = ones(1:length(f));
33      e = 1./(u.*k0.^2).*((4.*pi.^2).*A_inv_squared);
34 end

```

3.2.3 Simulation zur Validierung der GRL-Kalibrierung

Simulationsaufbau

Zur Validierung wird eine Simulationsumgebung in dem Programm *CST Studio Suite* [4] geschaffen, die alle äußeren Einflüsse wie externe Strahlungsquellen und nicht gewollte Reflexionen ausblendet. Simuliert wird der Aufbau mit einer einfachen transversalelektrromagnetische Welle (TEM-Welle), die durch einen sogenannten Waveport erzeugt wird. Der Simulationsaufbau besteht somit nur noch aus dem MUT, den Waveports und zwei Hindernissen, hier *Obstacles* genannt, die einen künstlichen Fehler erzeugen und durch die Error-Adapter beschrieben werden.

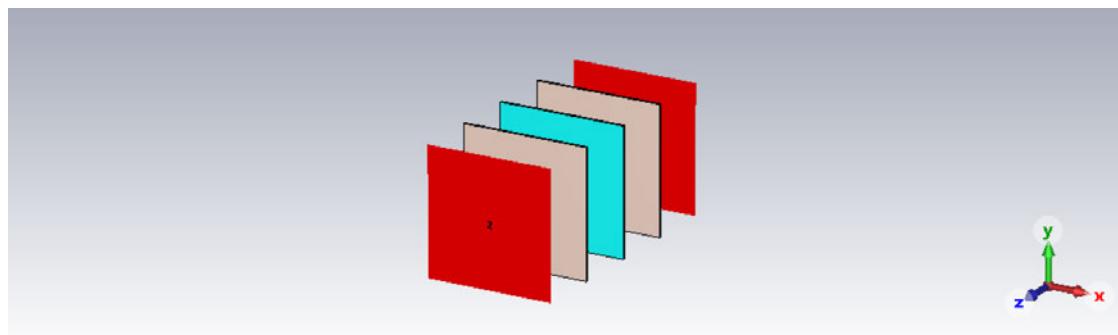


Abbildung 3.4: Simulationsaufbau mit MUT (Mitte, blau), zwei Obstacles (links und rechts, grau) und zwei Waveports (rot) als Quellen der TEM-Welle

Die Simulation umfasst drei Punkte, die überprüft werden: die Distanz- und die Materialunabhängigkeit sowie die Unabhängigkeit der Materialdicke. Um die Materialunabhängigkeit zu testen, wird die Simulation für drei verschiedene Materialien, *FR-4*, *Rogers*

RO4350B und PTFE, mit gleichen Abmessungen durchgeführt. MUT und Obstacles sind mit einer Breite und Höhe von 100 mm x 100 mm identisch. Wie in Kapitel 3.2.1 beschrieben, sollte die Materialdicke $d < \lambda/2$ sein, um Phasenfehler zu vermeiden [23]. Bei einer gewählten Höchstfrequenz von 8 GHz beträgt die kürzeste Wellenlänge $\lambda = 3,8$ cm, sodass das Material nicht dicker als 1,9 cm sein sollte. Zur Untersuchung der Materialdickenabhängigkeit werden $d_1 = 0,508$ mm (20 mil) und $d_2 = 1,6$ mm gewählt. Diese konkreten Dicken werden genutzt, da Rogers seine Materialcharakteristiken für RO4350B bei $d = 0,508$ mm bestimmt [11] und $d = 1,6$ mm einer weitverbreiteten Standard-Substrathöhe entspricht. Die Distanzunabhängigkeit wird durch Variation des *Port-Port*-Abstandes getestet. Der Abstand zwischen Obstacle und MUT wird dabei auf 50 mm, 100 mm und 200 mm variiert. Zwischen Port und Obstacle ist der Abstand identisch.

Da dem Computer nur begrenzte Ressourcen zur Verfügung stehen, können auch nur begrenzte Volumen berechnet werden. Die Ränder (Boundaries) des Volumens werden durch sogenannte Randbedingungen beschrieben. Diese geben an, wie sich E- und H-Felder an den Rändern verhalten. Als *Boundary Condition* wird für die X-Achse *electric* und für die Y-Achse *magnetic* gewählt. Mit ihnen verhalten sich die Ränder wie perfekte elektrische und magnetische Leiter. Für die X-Achse werden somit alle tangentialen E-Felder und der normale magnetische Fluss auf null gesetzt. Für die magnetische Boundary werden alle tangentialen magnetischen Felder und der normale elektrische Fluss auf null gesetzt. Zusätzlich wird für die Boundary der Z-Achse *open* gewählt. Aus Symmetriegründen kann die Simulation zusätzlich beschleunigt werden, indem die YZ-Ebene auf *electric* und die XZ-Ebene auf *magnetic* gestellt wird. [7]

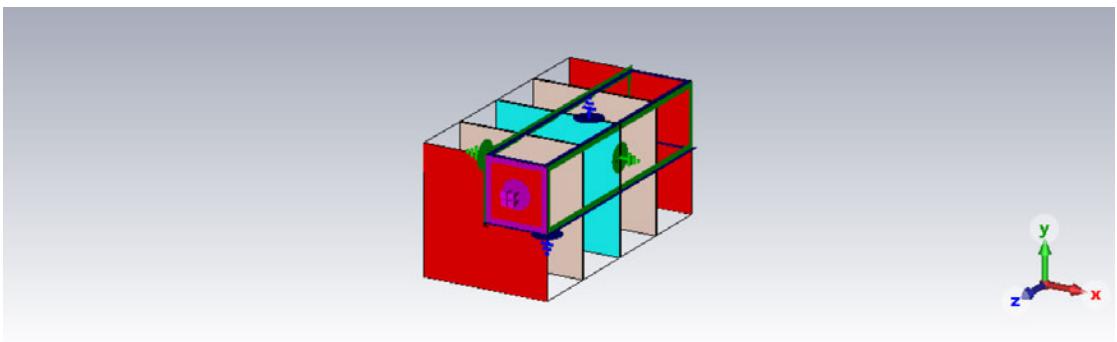


Abbildung 3.5: Simulationsaufbau mit der elektrischen Boundary (grün), der magnetischen Boundary (blau) und Open (lila) mit der Funktion *Symmetry Planes*

Für jede Distanz und Materialstärke wird ein Reflect- und ein Line-Standard sowie eine MUT-Messung simuliert und als .s2p-File exportiert.

Eingangsreflexionen der Error-Adapter

Nach der Simulation müssen die S-Parameter O_{11} und T_{11} der Error-Adapter bestimmt werden. Hierzu wird das frei verfügbare Programm *S4VNA* [6] genutzt, welches Time-Domain-Gating für den Frequenzbereich von 100 kHz bis 8 GHz unterstützt. Zur Extraktion der Parameter wird der Reflect-Standard in den Zeitbereich transformiert und der Reflexionszeitpunkt t_1 bestimmt. Mithilfe von t_1 wird im Line-Standard ein Gate (Bandpass) über den fest definierten Zeitbereich 0 bis t_1 gelegt.

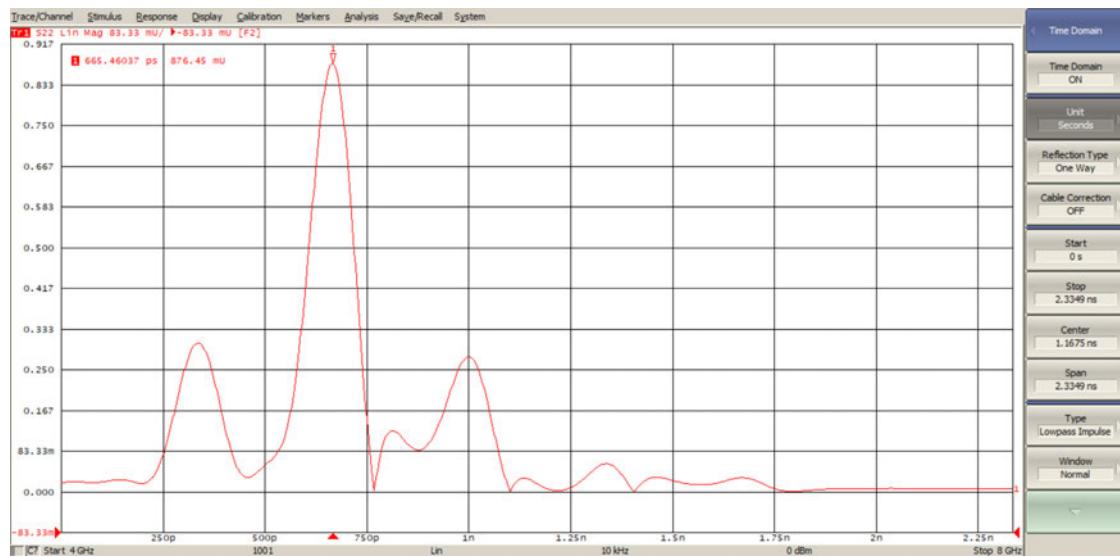


Abbildung 3.6: Bestimmung des Reflexionszeitpunktes t_1 mithilfe der zeittransformierten S-Parameter und ihrer Impulsantwort für den Reflect-Standard

Zur Bestimmung der restlichen Parameter der Error-Adapter (Cal-Aquisition) werden die Daten in das zuvor beschriebene Programm (vgl. Kapitel 3.2.2) geladen und tabellarisch dargestellt.

Simulationsergebnisse

Die Tabellen 3.1 - 3.3 zeigen die Simulationsergebnisse für die drei Materialien FR-4, PTFE und Rogers RO4350B. Für jede Messreihe wurden sowohl die S-Parameter als auch die relative Permittivität und Permeabilität bestimmt.

Simulationsparameter für FR-4	Ergebnisse @6 GHz mit einem Erwartungswert $E = 4,3$					
Frequenz [GHz]	Distanz [mm]	Materialstärke [mm]	ϵ_r	$\frac{\Delta\epsilon_r}{E} [\%]$	$ S_{11} $	$ S_{21} $
C-Band (4 - 8 GHz)	50	0,508	4,6903	9,07	0,1314	0,9877
		1,6	4,2359	1,49	0,2962	0,9615
	100	0,508	4,5958	6,88	0,1142	0,9949
		1,6	4,5317	5,39	0,3261	0,9398
	200	0,508	4,6397	7,90	0,1125	0,9981
		1,6	4,5323	5,40	0,3146	0,9442

Tabelle 3.1: Ergebnisse der Simulation für FR-4 bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm

Simulationsparameter für PTFE	Ergebnisse @6 GHz mit einem Erwartungswert $E = 2,1$					
Frequenz [GHz]	Distanz [mm]	Materialstärke [mm]	ϵ_r	$\frac{\Delta\epsilon_r}{E} [\%]$	$ S_{11} $	$ S_{21} $
C-Band (4 - 8 GHz)	50	0,508	2,4444	16,40	0,0641	0,9941
		1,6	1,9600	6,67	0,0889	1,0216
	100	0,508	2,2539	7,33	0,0409	1,0033
		1,6	2,3192	10,43	0,1197	0,9985
	200	0,508	2,2965	9,35	0,0384	1,0066
		1,6	2,2741	8,29	0,1167	1,007

Tabelle 3.2: Ergebnisse der Simulation für PTFE bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm

Simulationsparameter für Rogers RO4350B		Ergebnisse @6 GHz mit einem Erwartungswert $E = 3,66$					
Frequenz [GHz]		Distanz [mm]	Materialstärke [mm]	ϵ_r	$\frac{\Delta\epsilon_r}{E} [\%]$	$ S_{11} $	$ S_{21} $
C-Band (4 - 8 GHz)	50	0,508	4,1137	4,33	0,1117	0,9891	
		1,6	3,5884	16,55	0,2408	0,9886	
	100	0,508	4,0269	6,35	0,1117	0,9891	
		1,6	3,8394	10,71	0,2718	0,9646	
	200	0,508	4,2161	1,95	0,0934	1,0026	
		1,6	3,8674	10,06	0,2620	0,9705	

Tabelle 3.3: Ergebnisse der Simulation für Rogers RO4350B bei verschiedenen Distanzen und Materialstärken mit gleichbleibender Obstacle-Materialstärke von 1,6 mm

Plausibilitätsprüfung der Ergebnisse

Dieser Teil widmet sich der Auswertung und Einordnung der Simulationsergebnisse. Exemplarisch werden die S-Parameter und die relative Permittivität für FR-4 bei einer Distanz von 50 mm und 200 mm betrachtet.

Die Abbildungen 3.7 und 3.8 stellen die Ergebnisse für FR-4 grafisch dar. Zu sehen sind die Beträge $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$. Die erste Plausibilitätsprüfung testet, dass die Beträge der einzelnen S-Parameter < 1 sind. Diese Bedingung gilt immer und führt zur zweiten Plausibilitätsprüfung $|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$ (vgl. Gleichung 2.2). Aus Abbildung 3.7 und 3.8 ist ersichtlich, dass der erste Punkt für beide Distanzen erfüllt wird. Als zweiter Test werden die Quadrate von $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$ addiert:

$$0,9615^2 + 0,2962^2 = 1,01 \quad (3.41)$$

$$0,9442^2 + 0,3146^2 = 0,99 \quad (3.42)$$

In Abbildung 3.9 wird $|S_{21}|$ für 50 mm und 200 mm gemeinsam dargestellt. Trotz größerer Undulation bei 200 mm ist eine deutliche Korrelation zwischen den beiden Distanzen zu erkennen. Abbildung 3.10 zeigt die aus den S-Parametern berechnete relative Permittivität (blaue Linie). Die gestrichelte Linie stellt den Erwartungswert für FR-4 dar. Auch hier ist eine deutliche Korrelation der beiden Werte zu erkennen.

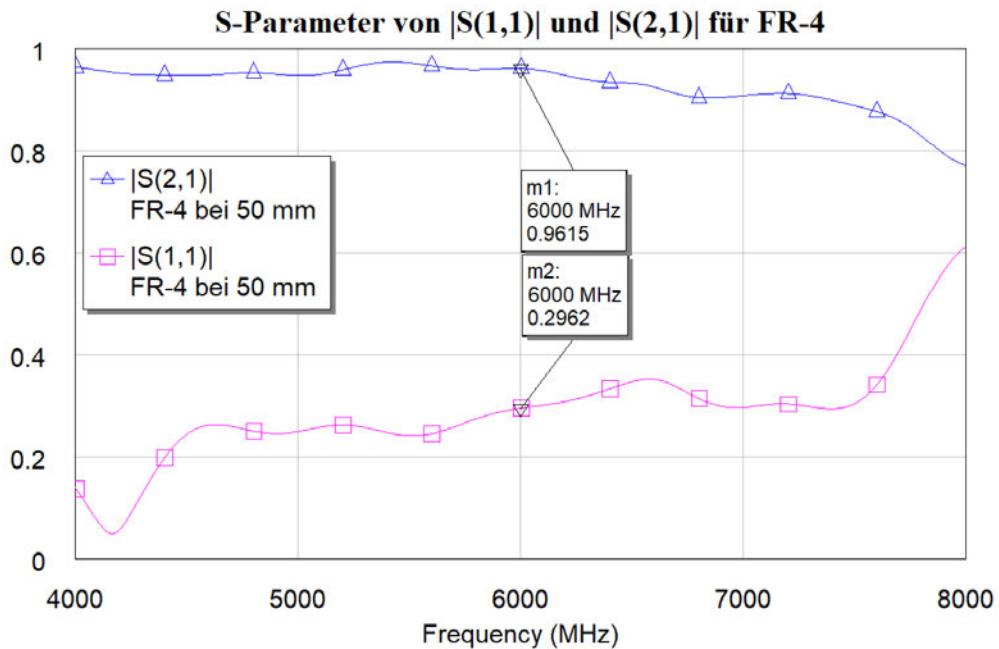


Abbildung 3.7: S-Parameter $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und einem Abstand von 50 mm

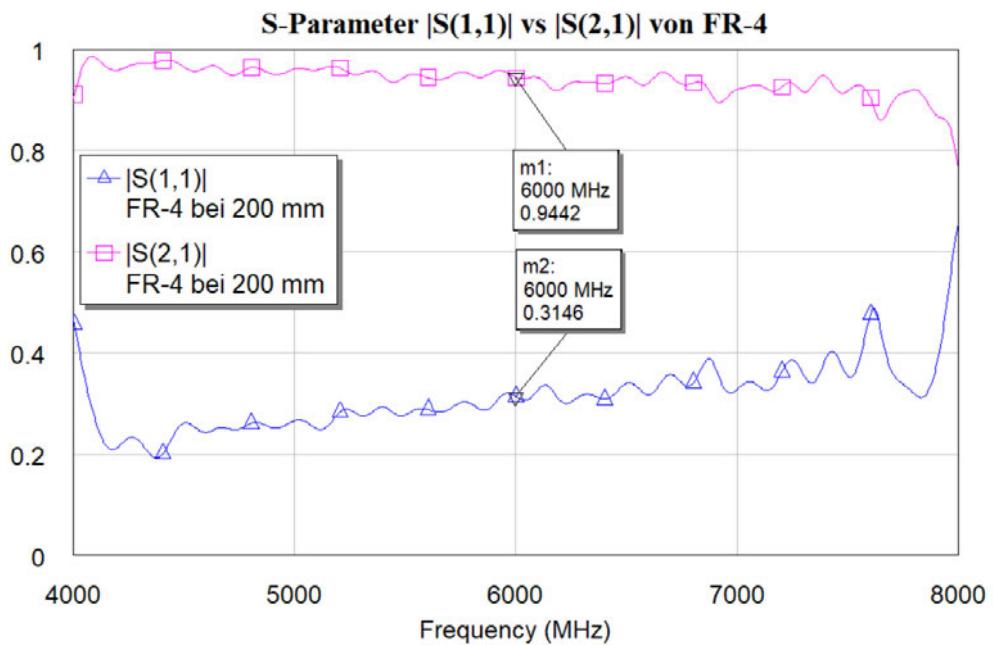


Abbildung 3.8: S-Parameter $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und einem Abstand von 200 mm

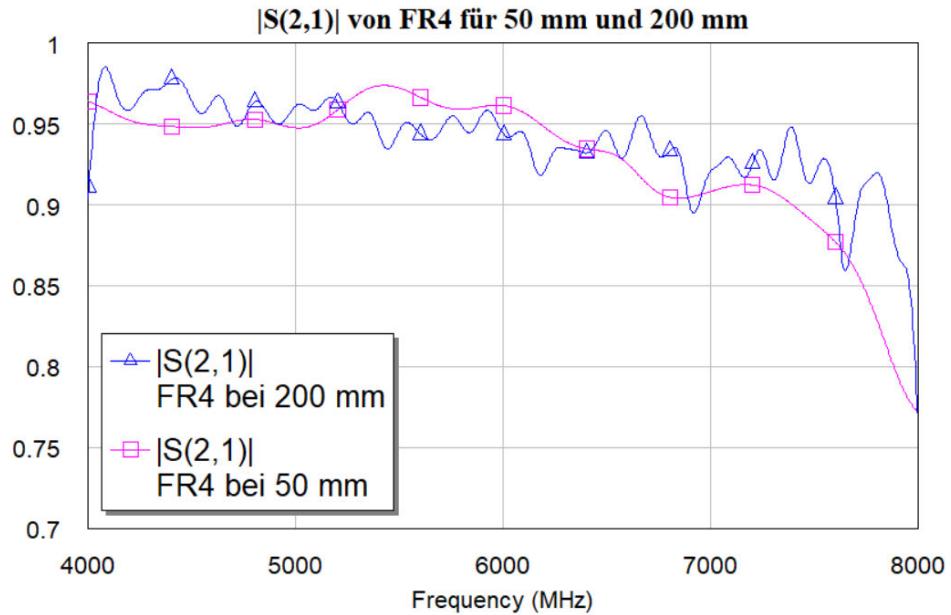


Abbildung 3.9: Vergleich der S-Parameter $|S_{21}|$ für FR-4 mit einer Materialstärke von 1,6 mm und unterschiedlichen Abständen 50 mm und 200 mm

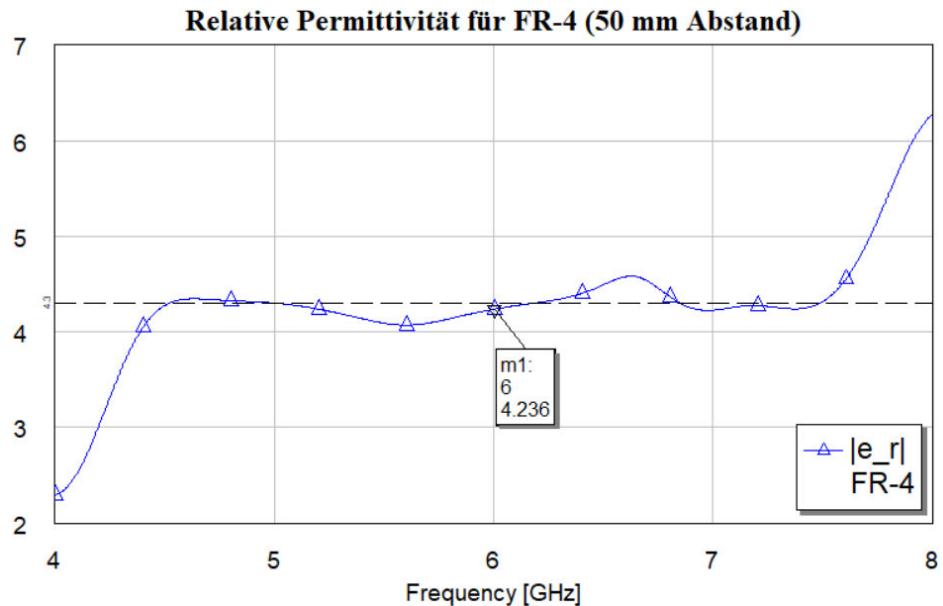


Abbildung 3.10: Vergleich der relativen Permittivität (blaue Linie) mit der für FR-4 angegebenen relativen Permittivität (gestrichelte Linie) bei einer Distanz von 50 mm. Die Materialstärke beträgt 1,6 mm.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die mithilfe der hergeleiteten GRL-Kalibrierung ermittelten Werte für FR-4 mit den erwarteten Referenzwerten nahezu übereinstimmen. Gleiche Aussagen lassen sich für die Messergebnisse für PTFE und Rogers RO4350B treffen (siehe Anhang A.1). Es lässt sich daher resümieren, dass die Herleitung der GRL-Kalibrierung erfolgreich war.

4 Entwicklung eines Freifeld-Messaufbaus

Nach erfolgreicher Herleitung soll die GRL-Kalibrierung nun auch in der Praxis Anwendung finden. Dazu soll im Folgenden ein Freifeld-Messaufbau zur Materialcharakterisierung entwickelt werden. Zunächst wird die Konstruktion der Microstrip-Antenne beschrieben, gefolgt von der Darstellung des praktischen Messaufbaus und der Entwicklung eines Messverfahrens. Das Kapitel schließt mit der Messung und der Diskussion der Ergebnisse ab.

4.1 Microstrip-Antenne

In diesem Kapitel wird eine Microstrip-Antenne für die Freifeld-Messung konstruiert und ihre Strahlungscharakteristika im späteren Verlauf mithilfe einer Simulation optimiert.

4.1.1 Konstruktion der Microstrip-Antenne

Bei einer Microstrip-Antenne, häufig auch Patch-Antenne genannt, handelt es sich um einen Strahler, der aus zwei Kupferschichten besteht, die auf einem Dielektrikum der Höhe h aufgebracht sind. Dabei ist die untere Schicht die Groundplane und die obere Kupferschicht das eigentliche strahlende Element (Patch) mit einer Breite W und einer Länge L (vgl. Abbildung 4.1). Die Dicke des Patches t ist wesentlich kleiner als die Wellenlänge der Resonanzfrequenz λ_0 . Die Form des Patches ist vielfältig und kann rund, rechteckig oder quadratisch sein. Die Wahl der Geometrie ist abhängig vom Anforderungsprofil. Zwischen der Groundplane und dem Patch befindet sich ein Dielektrikum, das üblicherweise eine relative Permittivität zwischen $2,2 < \epsilon_r < 12$ hat. [8, 812] Für die Wahl des Substrats eignet sich ein Material der Höhe h , das die besten Ergebnisse erzielt, wenn die Höhe vergleichsweise groß ist und sich die relative Permittivität am unteren Ende des Wertebereichs bewegt [14]. Gespeist wird die Microstrip-Antenne über

eine Zuleitung, die entweder durch ein Koaxialkabel oder ein Microstrip-Feed realisiert wird.

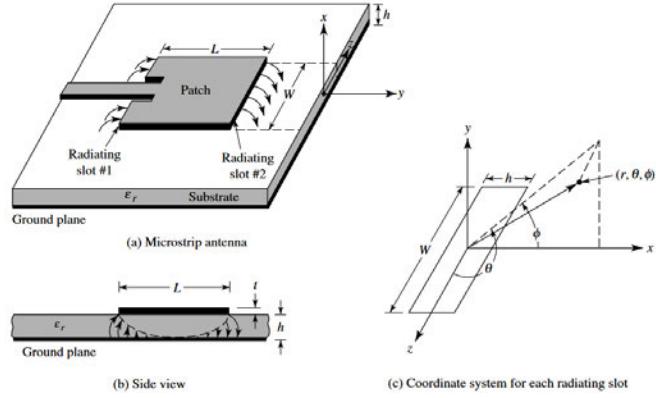


Abbildung 4.1: Aufbau einer Microstrip-Antenne in der (a) Draufsicht und (b) Seitenansicht. (c) Koordinatensystem eines strahlenden Slots. [8, 812]

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Microstrip-Antenne mit rechteckigem Patch und Microstrip-Feed konstruiert. Zur Analyse wird das Transmission-Line-Modell [10] verwendet, welches - auf Kosten der Genauigkeit - das einfachste Modell zur Analyse einer Microstrip-Antenne darstellt [8, 816]. Um die Genauigkeit zu steigern, werden die Antennen-Parameter nach der Konstruktion mithilfe einer Simulation optimiert. Die Antenne kann als ein Array von zwei strahlenden Apertures (Slots) beschrieben werden, die jeweils eine Breite W und eine Höhe h aufweisen und durch den Abstand L voneinander getrennt sind (vgl. Abbildung 4.1). Zur Berechnung der optimalen Parameter wird zunächst die Patch-Breite W bestimmt [8, 819]:

$$W = \frac{1}{2f_r\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (4.1)$$

f_r : Resonanzfrequenz

μ_0 : magnetische Feldkonstante

ϵ_r : relative Permittivität des gewählten Substrats

Mit W kann die effektive relative Permittivität berechnet werden. Dabei handelt es sich um die relative Permittivität, bei der zusätzlich Fringing-Effekte berücksichtigt werden.

Fringing-Effekte sind Beugungen der Felder, die an den Rändern des Patches auftreten und die Antenne elektrisch länger erscheinen lassen, als sie tatsächlich ist (vgl. Abbildung 4.2). [8, 816-817]

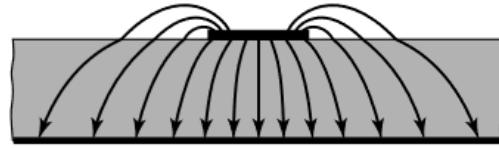


Abbildung 4.2: Microstrip-Line mit Fringing-Fields [8, 817]

Durch Fringing passieren Teile der Feldlinien nicht nur das Substrat, sondern auch Teile der Luft, weshalb die effektive relative Permittivität eingeführt wird:

$$\epsilon_{refl} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right) \quad (4.2)$$

Die durch Fringing vergrößerte elektrische Länge wird durch ΔL beschrieben und mithilfe von ϵ_{refl} berechnet [8, 818]:

$$\frac{\Delta L}{h} = \frac{(\epsilon_{refl} + 0,3)(\frac{W}{h} + 0,264)}{(\epsilon_{refl} - 0,258)(\frac{W}{h} + 0,8)} \quad (4.3)$$

Mithilfe der nun bekannten elektrischen Länge ΔL lässt sich die gewünschte physische Länge L für den Patch ermitteln [8, 820]:

$$L = \frac{1}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{refl}} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\Delta L \quad (4.4)$$

Die gesamten Parameter (4.1) - (4.4) erzeugen einen rechteckigen Patch mit einer Eingangsimpedanz Z_{in} , die sich in der Regel zwischen 100Ω und 300Ω bewegt. Da die meisten Leitungen auf 50Ω ausgelegt sind, wird eine Impedanzanpassung benötigt, die mithilfe eines Ersatzschaltbildes der Antenne hergeleitet werden kann. [8, 820-826]

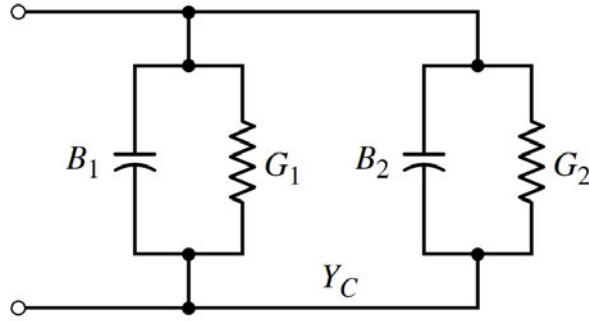


Abbildung 4.3: Ersatzschaltbild einer Microstrip-Antenne

Die Antenne kann mittels der Slots als ein Ersatzschaltbild bestehend aus Admittanz Y und Konduktanz G_1 bzw. G_2 parallel zur Suszeptanz B_1 bzw. B_2 beschrieben werden (vgl. Abbildung 4.3) (für weiterführende Informationen siehe [13]).

$$Y = G + jB$$

Ist die Länge des Patches passend gewählt, kann durch die Leitungstransformation

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)}$$

gezeigt werden, dass der Eingangswiderstand rein reell ist [8, 822-824]:

$$R_{in} = \frac{1}{2G_1} \quad (4.5)$$

Diese Formel berücksichtigt keine gegenseitigen Einflüsse zwischen G_1 und G_2 , weshalb G_{12} als weiterer Term hinzugefügt wird [8, 823]:

$$R_{in} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (4.6)$$

Ob im Nenner (+) oder (-) gewählt wird, ist abhängig von der vorherrschenden Mode innerhalb der Antenne. Das (+) wird gewählt, sobald eine ungerade Spannungsverteilung besteht, während das (-) bei gerader Spannungsverteilung zum Einsatz kommt. [8, 823]

Um den Eingangswiderstand R_{in} zu bestimmen, muss zunächst der Term G_{12} berechnet werden. Dieser wird in [8] mit folgender Formel beschrieben:

$$G_{12} = \frac{1}{120\pi^2} \int_0^{2\pi} \left(\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos(\theta)\right)}{\cos(\theta)} \right)^2 J_0(k_0 L \sin(\theta)) \sin(\theta)^3 d\theta \quad (4.7)$$

J_0 : Bessel-Funktion erster Gattung

k_0 : Wellenzahl

Die ebenfalls benötigte Eingangskonduktanz G_1 wird wie folgt ausgedrückt [8, 822]:

$$G_1 = \frac{I_1}{120\pi^2} \quad (4.8)$$

mit

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^\pi \left[\frac{\sin\left(\frac{k_0 W}{2} \cos \theta\right)}{\cos \theta} \right]^2 \sin^3 \theta d\theta \\ &= -2 + \cos(X) + X S_i(X) + \frac{\sin(X)}{X} \end{aligned} \quad (4.9)$$

und

$$X = k_0 W$$

Mithilfe der Formeln (4.6) und (4.7) lässt sich der Eingangswiderstand bei der Resonanzfrequenz bestimmen. Damit die volle Leistung an die Antenne weitergegeben wird und keine Reflexionen auftreten, ist eine Impedanz-Anpassung der Antenne nötig. Häufig wird hierfür der sogenannte „inset feed“ genutzt. Hierbei handelt es sich um eine Art Einkerbung, die in das Antenneninnere hineingelassen wird (vgl. Abbildung 4.4). Der Parameter y_0 entspricht der Länge der Einkerbung und bestimmt so den Eingangswiderstand der Antenne. [8, 824-826]

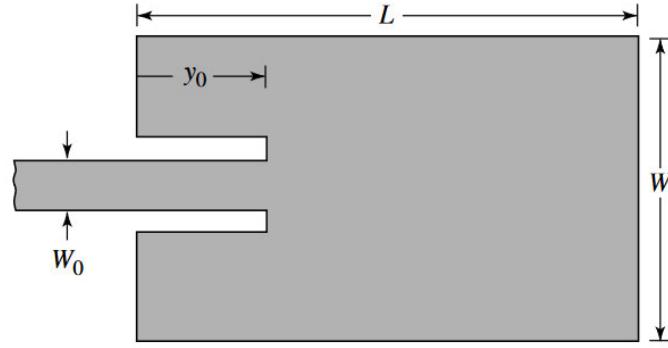


Abbildung 4.4: Microstrip-Antenne mit „inset feed“ [8, 824]

Um den „inset feed“ bestimmen zu können, muss der Wellenwiderstand der Zuleitung bekannt sein. Für ein Microstrip-Line wird die charakteristische Impedanz definiert als

$$Z_c = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \ln \left(\frac{8h}{W_0} + \frac{W_0}{4h} \right)}, & \text{wenn } \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \cdot \left(\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right)}, & \text{wenn } \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.10)$$

während der Quotient $\frac{W}{d}$ über folgende Formel gegeben ist [18]:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{(e^{2A}-2)}, & \text{wenn } \frac{W}{d} \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left(B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \cdot \left(\ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right), & \text{wenn } \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \quad (4.11)$$

mit

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (4.12)$$

und

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4.13)$$

Die beschriebenen Formeln für die Antennen-Abmessungen werden in einem MATLAB-Skript implementiert (vgl. Anhang A.1) und mit folgenden Parametern gespeist:

Parameter	[SI]
f	2,45 GHz
ϵ_r	3,66
ϵ_0	$8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{F}}{\text{m}}$
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$
h	0,76 mm
Z_0	50 Ω

Tabelle 4.1: Gegebene Parameter für die Dimensionierung einer Microstrip-Antenne mit einer Resonanzfrequenz $f_r = 2,45$ GHz und der gewünschten Referenzimpedanz $Z_0 = 50 \Omega$

Die folgende Tabelle zeigt die berechneten Parameter für eine Antenne ohne Optimierung:

Parameter	[mm]
L	30
W	40,1
y_0	10,9
W_0	1,6

Tabelle 4.2: Berechnete Parameter für eine Microstrip-Antenne mit einer Resonanzfrequenz von $f_r = 2,45$ GHz - ohne Optimierung

4.1.2 Simulation der Microstrip-Antenne

In diesem Kapitel wird die Antenne anhand der ermittelten Parameter in CST Studio Suite konstruiert (siehe Abbildung 4.5) und simuliert. Mit dem programminternen Optimizer wird die Antenne für die gewünschte Resonanzfrequenz optimiert. Insbesondere der Gain, der Richtfaktor sowie der HPBW-Öffnungswinkel sollen verbessert werden.

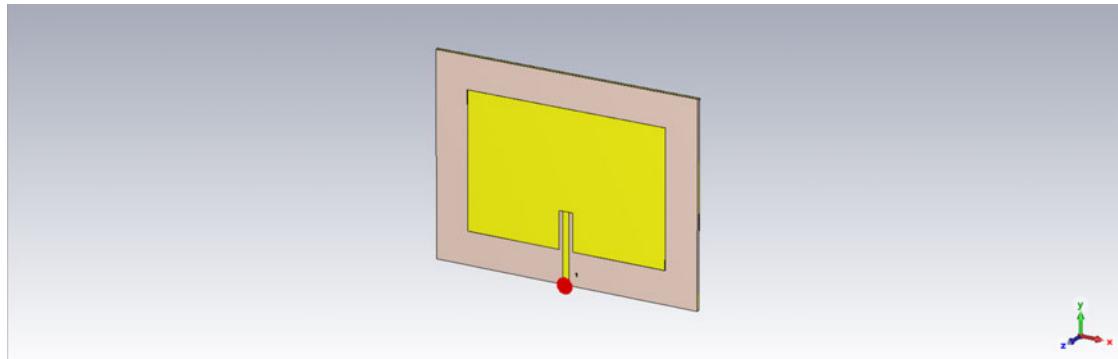


Abbildung 4.5: Microstrip-Antenne in CST Studio Suite 2022 mit den Parametern aus Tabelle 4.2

Die Parameter L , W und y_0 beeinflussen den Eingangswiderstand und werden daher optimiert. Zur Eingrenzung werden nur Parameterwerte getestet, die 20 Prozent vom Ursprungswert abweichen. Als Ziel wird im Optimizer die Frequenz von 2,45 GHz bei einer Dämpfung von < -35 dB angegeben. Die daraus resultierenden Parameter sind in nachstehender Tabelle aufgeführt:

Parameter	[mm]
W	47,628693393056
L	31,409777749919
y_0	8,7012616063652
W_0	1,6

Tabelle 4.3: Optimierte Parameter für eine Microstrip-Antenne für 2,45 GHz und $Z_0 = 50 \Omega$

Die Werte zeigen relativ starke Abweichungen von den ursprünglichen Parametern (vgl. Tabelle 4.2). Die Ursache könnte in der Ungenauigkeit des Transmission-Line-Modells begründet liegen.

Die Abbildungen 4.6 und 4.7 zeigen die Richtdiagramme der nicht-optimierten und der optimierten Antenne. Sie zeigen Unterschiede im Richtfaktor und am Öffnungswinkel der Halbwertsbreite (HPBW). Für die gewünschte Resonanzfrequenz zeigt das Richtdiagramm der nicht-optimierten Antenne einen Abstrahlwinkel von 2° , einen Richtfaktor von 6,45 dBi und einen Gain von $G = 3,17$ dBi. Die Halbwertsbreite hat einen Öffnungswinkel von $94,9^\circ$ (vgl. Abbildung 4.6). Mit einer Resonanzfrequenz von $f = 2,594$

GHz weicht der Parameter leicht von der Ziel-Resonanzfrequenz ab und besitzt mit einer Dämpfung von $-13,65$ dB eine relativ schlechte Anpassung (vgl. Anhang A.1). Wichtig ist vor allem der Abstrahlwinkel der Hauptkeule, der zur optimalen Antennenausrichtung bei 0° liegen sollte.

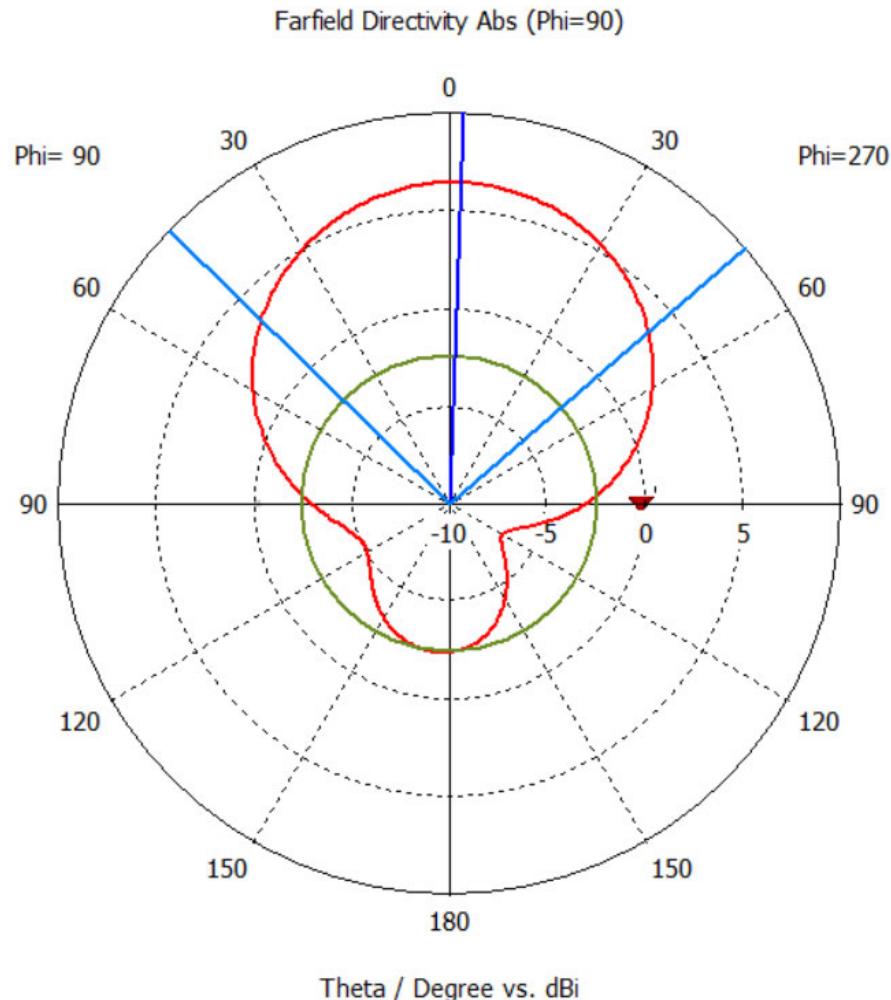


Abbildung 4.6: Richtdiagramm der nicht-optimierten Antenne mit einem Richtfaktor von $6,45$ dBi, einem HPBW-Öffnungswinkel von $94,9^\circ$ und einem Abstrahlwinkel von 2° . Die Dämpfung der Nebenkeulen beträgt $8,8$ dBi.

Die optimierte Antenne zeigt einen deutlich verbesserten Richtfaktor von $6,74$ dBi, einen Gain von $G = 4,87$ dBi und den gewünschten 0° -Abstrahlwinkel. Die gewünschte Resonanzfrequenz zeigt keine Abweichung und liegt bei $f = 2,45$ GHz mit einer deutlich verbesserten Anpassung von $-40,64$ dB.

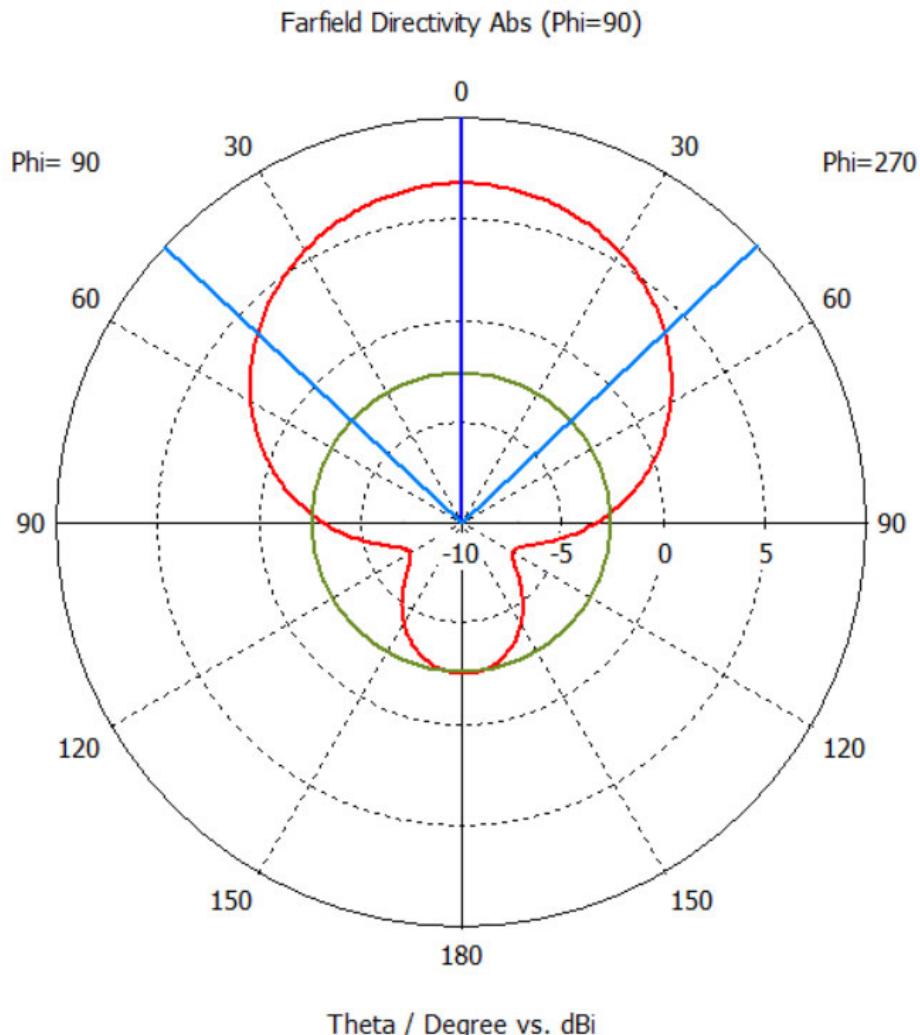


Abbildung 4.7: Richtdiagramm der optimierten Antenne mit einem Richtfaktor von 6,74 dBi, einem HPBW-Öffnungswinkel von 93,8° und einem Abstrahlwinkel von 0°. Die Dämpfung der Nebenkeulen beträgt 9,3 dBi.

Die Optimierung der Antennenparameter ist abgeschlossen. Die Antenne kann nun mit den optimierten Abmessungen aus einer Platine mit den Eigenschaften ϵ_r und h (siehe Tabelle 4.1) gefräst werden.

4.2 Messaufbau

In diesem Kapitel wird die praktische Umsetzung des Messaufbaus dargelegt, welcher maßgeblich durch die Eigenschaften der verwendeten Antennen bestimmt wird. Für den Messaufbau wird eine Halterung für die Antennen und das MUT (Fixture) benötigt. Die Positionen vom MUT und den Antennen sollen verstellbar sein. Um Reflexionen durch den Aufbau zu minimieren, wird Holz als Werkstoff für die Halterung und das Fixture gewählt. Der Aufbau wird möglichst kompakt gestaltet, weshalb eine Rahmenbauweise genutzt wird.

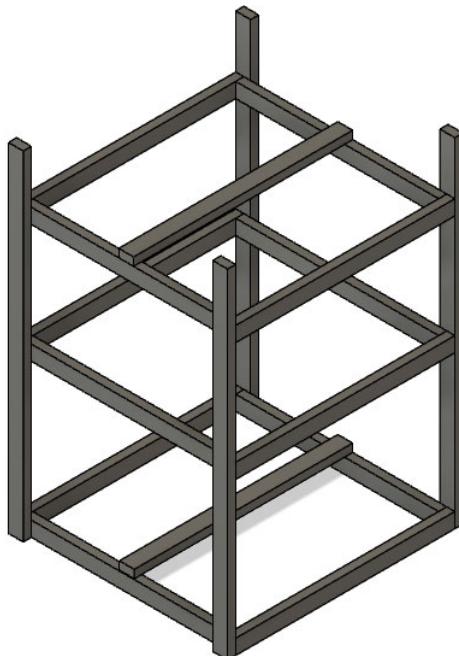


Abbildung 4.8: Rahmenkonstruktion für die Freifeld-Messung bestehend aus einem äußeren Rahmen und den Antennenhalterungen (oben und unten) sowie dem Fixture (Mitte)

Die Konstruktion besteht aus einem äußeren und drei inneren Rahmen. Der mittlere innere Rahmen dient als Fixture für das zu testende Material. Die oberen und unteren Rahmen werden für die Antennenhalterungen verwendet. Die Abmessungen der Konstruktion sind durch die Antenneneigenschaften bestimmt und müssen dementsprechend passend gewählt werden. Die Höhe des äußeren Rahmens wird über das Fernfeld be-

stimmt. Beschrieben ist das Fernfeld für elektrisch kleine Antennen $L \leq \lambda$ mit [15, 348]:

$$r \geq 2\lambda \quad (4.14)$$

Bei einer Resonanzfrequenz $f_0 = 2,45$ GHz und $L = 31,41$ mm (siehe Tabelle 4.3) ergibt sich ein Fernfeld-Abstand von

$$r \geq 24,47 \text{ cm.} \quad (4.15)$$

Von Antenne bis MUT ist somit jeweils ein minimaler Abstand von ≈ 25 cm zu gewährleisten. Hinzu kommen Puffer für die Materialdicke des MUTs und ein Versatz, der durch die Materialdicke der Antennen entsteht. Für einen ausreichend großen Positionierungsspielraum wird daher eine Rahmenhöhe von 1 m gewählt.

Die Rahmenbreite und Tiefe werden über den HPBW-Öffnungswinkel bestimmt, der für die optimierte Antenne mit $93,8^\circ$ berechnet wurde. Die Rahmenbreite und Rahmentiefe müssen größer als die vom Öffnungswinkel aufgespannte Fläche gewählt werden und lassen sich über die trigonometrischen Funktionen wie folgt berechnen:

$$h = 2r \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) \quad (4.16)$$

mit

r : Fernfeld-Abstand

h : Höhe bzw. Breite des MUTs

ϕ : HPBW-Öffnungswinkel

Damit wird für den minimalen Fernfeld-Abstand für ein quadratisches MUT eine minimale Breite und minimale Tiefe von

$$h = 2 \cdot 0,25 \text{ m} \cdot \tan\left(\frac{93,8}{2}\right) = 0,5342 \text{ m} \quad (4.17)$$

vorausgesetzt.

Zur Absicherung werden die Dimensionen des MUTs mit 64×64 cm etwas größer gewählt. Theoretisch ist hiermit ein maximaler Fernfeld-Abstand von $r \approx 30$ cm möglich, womit der Abstand zwischen Antennen und MUT zwischen 25 cm und 30 cm variiert werden kann. Der doch relativ kleine Spielraum von 5 cm könnte nur durch größere MUT-Abmessungen oder einen kleineren HPBW-Öffnungswinkel verbessert werden. Die Innenmaße der Rahmenkonstruktion werden unter Berücksichtigung der Holzmaße wie folgt gewählt: 0,648 m x 1 m x 0,648 m (BxHxT).

4.3 Messverfahren

Abbildung 4.9 zeigt einen Ablaufplan des Messverfahrens, der alle nötigen Schritte für eine erfolgreiche Freifeldmessung beschreibt. Er integriert das bereits beschriebene Flussdiagramm der GRL-Anwendung (vgl. Abbildung 3.3) in kompakter Form und wird um die wesentlichen Schritte erweitert.

Schritt (1) beschreibt die nötige Vorabkalibrierung (durch TOSM o. Ä.), mit der die Referenzebene der Messung an den Antenneneingang verschoben wird und nur noch die Error-Adapter bestimmt werden müssen. In Schritt (2) werden die Standards Reflect und Line gemessen. In Schritt (3) wird der Reflect-Standard mithilfe des frei verfügbaren Programms S4VNA vom Frequenzbereich in den Zeitbereich transformiert, damit der Reflexionszeitpunkt t_1 bestimmt werden kann. t_1 dient in Schritt (4) dazu, im zeitbereichtransformierten Line-Standard mithilfe eines Bandpasses (Gate) von 0 bis t_1 die Eingangsreflexionen O_{11} und T_{11} der Error-Adapter zu berechnen, welche als s2p.-Datei exportiert werden. Schritt (5) beschreibt die Kalibrierung der Freifeld-Messung mithilfe der in Kapitel 3.2.2 entwickelten GRL-Anwendung, in der die Error-Adapter als S-Parameter bestimmt werden. Nun ist es möglich, verschiedene Materialien gleicher Dicke zu messen (Schritt (6)) und die Messdaten mithilfe der GRL-Anwendung und der zuvor ermittelten Error-Adapter um systematische Fehler zu korrigieren.

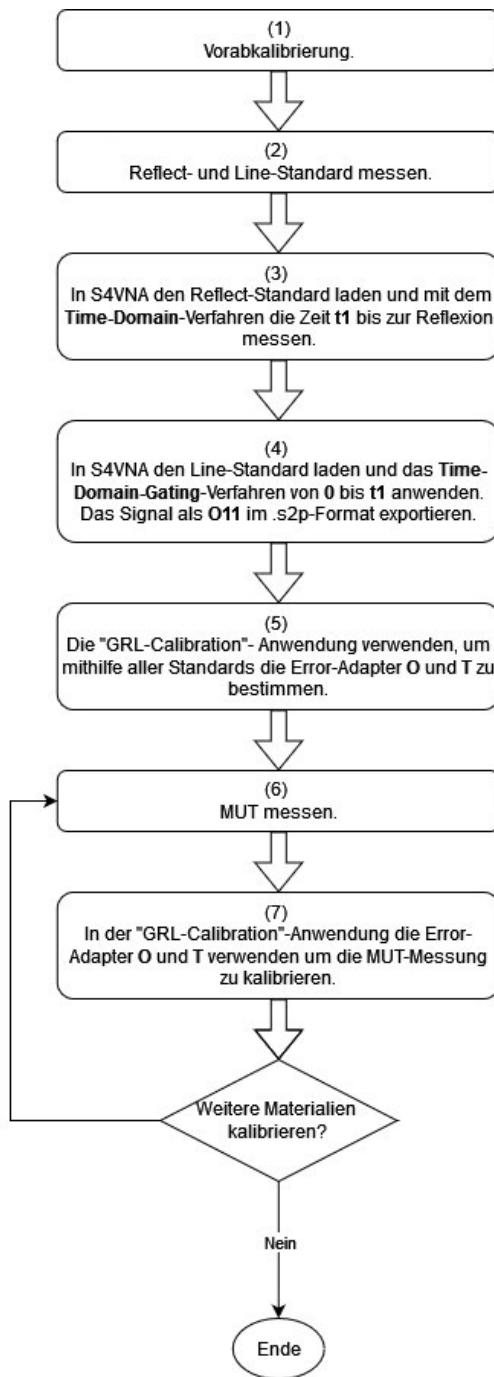


Abbildung 4.9: Schrittweise Beschreibung einer erfolgreichen Freifeld-Messung mit dem konstruierten Messaufbau und der GRL-Anwendung

4.4 Messungen

Die Messungen werden mit einem Abstand von 26 cm und einer Frequenz von 2,4 bis 2,5 GHz durchgeführt. Als Reflect wird ein Aluminium-Blech mit einer Materialdicke von 0,8 mm verwendet [1]. Für das MUT kommt eine von der HAW-Hamburg bereitgestellte GFK/Epoxy-Platte mit einer Materialstärke von ca. 1 mm zum Einsatz. Der Ursprung des MUTs ist nicht bekannt, weshalb eine 1 mm dicke Epoxy-Platte von CG-TEC mit einer relativen Permittivität $\epsilon_r = 5$ als Referenz genommen wird [9]. Es ist zu erwarten, dass der Unterschied der Materialstärken von 0,2 mm einen Phasenfehler verursacht, der aber als vernachlässigbar gering angenommen wird. Als Messgerät kommt ein Time-Domain-Gating-fähiger VNA 808/1 8GHz von Copper Mountain Technologies zum Einsatz, der die Daten zur Auswertung direkt an das Programm S4VNA weiterleitet. Die Vorabkalibrierung wird mithilfe von TOSM und einem Calibration-Kit von Copper Mountain Technologies durchgeführt.

Die ersten Messungen werden mit dem Reflect-Standard durchgeführt und liefern Reflexionen für S_{11} der Antenne 1 und S_{22} der Antenne 2. Zu sehen sind leichte Abweichungen der Resonanzfrequenzen der Antennen, die bei 2,474 GHz (S_{11}) und 2,468 GHz (S_{22}) liegen und eine Dämpfung von -29,674 dB bzw. -31,106 dB aufweisen.

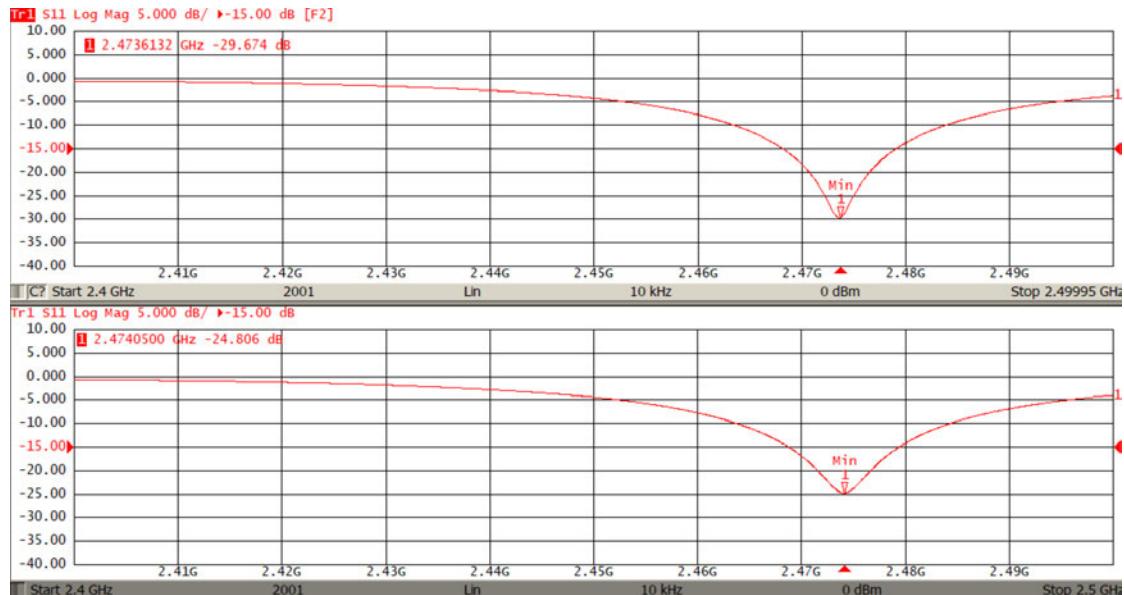


Abbildung 4.10: Vergleich der S_{11} -Parameter in dB vom Reflect-Standard (oben) und Line-Standard (unten)

Es folgt die Messung für den Line-Standard. Hier befindet sich das Minimum für S_{11} bei $-24,806$ dB bei einer Frequenz von $2,474$ GHz. Wie auch beim Reflect-Standard zeigt S_{22} für Antenne 2 eine leichte Abweichung und hat sein Minimum bei $2,471$ GHz mit $-27,899$ dB.

Der Direktvergleich von Reflect- und Line-Standard (vgl. Abbildung 4.10) liefert widersprüchliche Ergebnisse. So erfährt der Reflect-Standard, wider Erwarten, eine höhere Dämpfung als der Line-Standard. Es ist daher fraglich, ob aus dem Reflect-Standard überhaupt die Reflexionen O_{11} und T_{11} der Error-Adapter extrahiert werden können. Trotzdem wird versucht, nach Schritt (4) der Kalibrierungs-Anleitung (vgl. Abbildung 4.9) den Zeitpunkt t_1 zu bestimmen. Abbildung 4.11 zeigt die Sprungantwort des Reflect-Standards. Der Marker zeigt auf das Maximum und lässt erkennen, dass die Reflexion nicht bei 26 cm, sondern bei 66 cm auftritt – eine deutliche Abweichung vom erwarteten Wert. Es wird dennoch versucht, mithilfe eines Bandpasses (Gate) zwischen $0 < t < t_1$ die gesuchten Reflexionen O_{11} und T_{11} der Error-Adapter zu extrahieren.

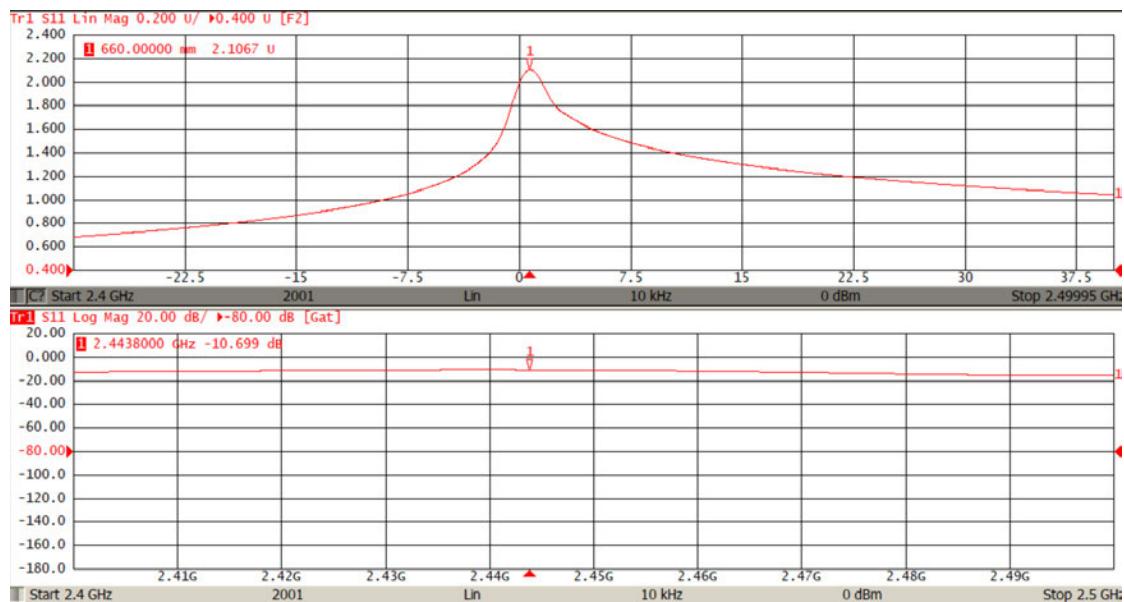


Abbildung 4.11: S_{11} -Parameter vom Reflect-Standard (oben) mit einer Sprungantwort im Zeitbereich und seinem gesuchten t_1 (Marker) sowie dem mit t_1 -gated S_{11} -Parameter (O_{11}) des Line-Standards (unten)

Das Ergebnis nach der GRL-Anwendung ist eine nahezu vollständige Reflexion an der Resonanzfrequenz mit $S_{11} = -0,13$ dB und eine Dämpfung von $S_{21} = -31,58$ dB. Berechnet wird eine relative Permittivität von $\epsilon_r \approx 2047,46$ (vgl. Abbildung 4.13).

Die Ergebnisse werden nach dem gleichen Schema, wie in Kapitel 3.2.3, überprüft. Sie zeigen gerade in der Nähe der Resonanzfrequenz starke Schwankungen in $|S_{11}|$ und $|S_{21}|$. $|S_{11}|$ ist in diesem Bereich > 1 , was einer Verstärkung gleichkäme - für passive Materialien ein unrealistischer Wert (vgl. Abbildung 4.12). Die daraus resultierende relative Permittivität zeigt ebenfalls starke Abweichungen. Wie erwartet, sind die Ergebnisse nicht zufriedenstellend. Deshalb wird in der nachfolgenden Diskussion nach möglichen Ursachen gesucht.

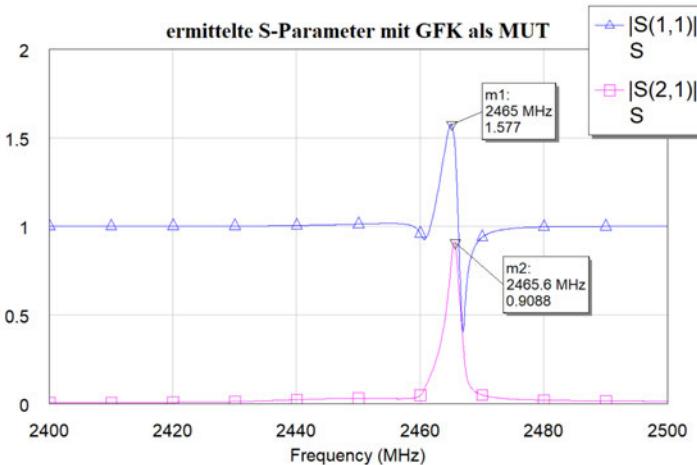


Abbildung 4.12: Fehlende S-Parameter der Freifeld-Messung mit GFK/Epoxy als MUT

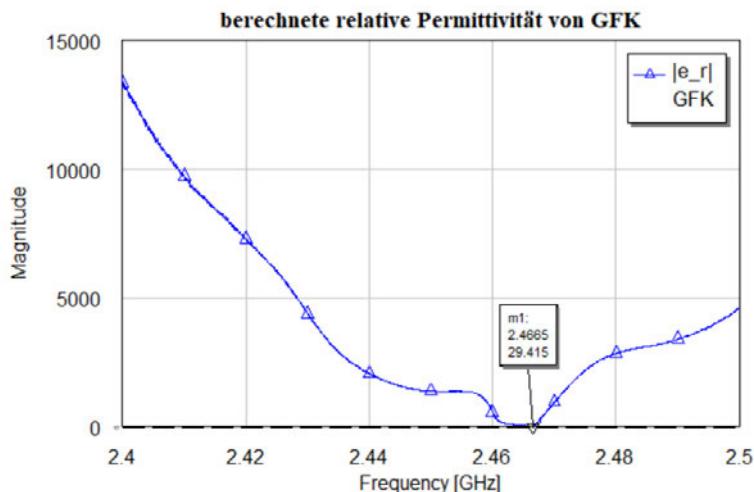


Abbildung 4.13: Fehlende relative Permittivität der Freifeld-Messung mit GFK/Epoxy als MUT

5 Diskussion

In dieser Arbeit wurde die GRL-Kalibrierung hergeleitet. Zur Validierung wurden mehrere Simulationsmessreihen mithilfe der Simulationssoftware CST Studio Suite entworfen. Die Messergebnisse wurden analysiert und liefern gute und plausible Werte, die bis auf wenige Ausnahmen im Wertebereich von $\pm 10\%$ des Erwartungswertes liegen (vgl. Tabellen 3.1, 3.2 und 3.3). Die Ränder (vgl. Abbildung 3.10) bilden Ausnahmen und zeigen in einigen Messungen (vgl. Anhang A.1) große Abweichungen. Dieses Phänomen lässt sich eventuell mit der Phasenunsicherheit der NRW-Methode erklären (Kapitel 3.2.1). Genauere Ergebnisse könnten in diesem Fall mithilfe der iterativen NRW-Methode [20] erzielt werden.

Während die Simulation gute Ergebnisse erzielt hat, entsprechen die Ergebnisse der Freifeld-Messungen nicht den Erwartungen. Im Folgenden werden mögliche Gründe hierfür diskutiert.

Für die Simulation wurde eine perfekte ebene transversalelektrische Welle angenommen, während für den Messaufbau versucht wurde, ein ähnliches Wellenverhalten durch den Fernfeld-Abstand zu erzielen. Gewählt wurde hierfür die in Kapitel 2.4.1 beschriebene Fernfeld-Formel für elektrisch kurze Antennen.

Schon der erste Messversuch zeigte, dass der Reflect-Standard keine nennenswerten Reflexionen verursacht (vgl. Abbildung 4.10). Die Ursache hierfür liegt vermutlich nicht im Standard, sondern an der Freiraumdämpfung

$$\begin{aligned} F &= 20 \cdot \log_{10}(r) + 20 \cdot \log_{10}(f) - 147,55 \\ &= 20 \cdot \log_{10}(26 \cdot 10^{-2}) + 20 \cdot \log_{10}(2,45 \cdot 10^9) - 147,55 \\ &= 28,53 \text{ dB}, \end{aligned} \tag{5.1}$$

die mit dem Gain der Antenne ($G = 4,87 \text{ dBi}$) eine Signaldämpfung von $\approx 47,32 \text{ dB}$ für Hin- und Rückweg verursacht. Dadurch dass die Dämpfung der simulierten Antenne bei $-40,64 \text{ dB}$ liegt (bei der gefertigten Antenne wegen Fertigungstoleranzen etwas schlechter), kann die Reflexion des Standards nicht von der Eingangsreflexion der Antenne unterschieden werden. Durch weitere Optimierung der Antennenanpassung und des Gains könnte diesem Problem entgegengewirkt werden. Die Anpassung der Antenne könnte durch weitere Optimierung der Antennenparameter (vgl. Kapitel 4.1.1) erfolgen, während der Gain durch ein Antennen-Array verbessert werden könnte. Auch die beschriebene Halbwertsbreite ist mit $93,8^\circ$ (vgl. Kapitel 4.1.1) relativ groß. So ist anzunehmen, dass trotz geeigneter Dimensionierung des Materials (vgl. Formel 4.17) Teile der Strahlung am Material vorbeigehen. Ein Teil dieser Strahlung könnte in der GRL-Kalibrierung durch den Isolation-Error (vgl. Kapitel 2.6) berücksichtigt werden.

Neben der Antenne hat der Reflect-Standard Einfluss auf den Erfolg der Freifeld-Messung. Er beeinflusst maßgeblich die Präzision der GRL-Kalibrierungen. So können Wölbungen und Unreinheiten im Reflect-Material Streuungen verursachen, die weitere Dämpfungen bedeuten. Hier können eigens dafür entwickelte reflektierende Materialien Abhilfe schaffen.

Grundlegend lässt sich sagen, dass durch die geeignete Wahl eines Reflect-Standards und der Antenne erfolgreiche Freifeld-Messungen mithilfe der entwickelten GRL-Anwendung durchaus möglich sind.

6 Fazit und Ausblick

Ziel dieser Arbeit war die Herleitung der GRL-Kalibrierung und ihre Implementierung mithilfe einer eigens dafür entwickelten Anwendung. Zur Abrundung wurde die Kalibrierung mithilfe eines Freifeld-Messaufbaus in der Praxis getestet. Mithilfe der Simulation konnte die GRL-Herleitung validiert werden. In der Freifeld-Messung konnten hingegen keine zufriedenstellenden Messergebnisse erzielt werden. Es ist davon auszugehen, dass mit der richtigen Antenne und einem passenden Reflect-Standard auch hier valide Ergebnisse erzielt werden können.

Aus diesem Grund sollten die nächsten Schritte weitere Messungen vorsehen, die eine geeignete Antenne in Form einer optimierten Microstrip-Antenne oder eines Hornstrahlers verwenden. Auch weitere Reflect-Standards sollten getestet werden.

Des Weiteren könnte auch die GRL-Kalibrierung noch weiter verfeinert werden. So wäre es denkbar, in der Anwendung eine Phasenanpassung bereitzustellen, die Unterschiede in der Materialstärke zwischen MUT und Reflect berücksichtigt. Ebenso könnten weitere Fehlerquellen wie der Isolation-Error in einer Verfeinerung der Kalibrierung Beachtung finden. Eine weitere, weitaus komplexere Verbesserung, wäre die Implementierung des Time-Domain-Gatings innerhalb der GRL-Anwendung.

All diese Vorschläge sind gute und wichtige Ergänzungen dieser Arbeit. Dennoch sollte im nächsten Schritt vor allem die erfolgreiche Freifeld-Messung im Fokus stehen. Auch wenn in dieser Arbeit kein wünschenswertes Ergebnis erzielt werden konnte, wurde dennoch die Herleitung validiert und liefert zusammen mit der GRL-Anwendung und dem beschriebenen Messverfahren eine solide Basis für die erfolgreiche Freifeld-Messung von Materialeigenschaften ebener Materialien.

Literaturverzeichnis

- [1] : *Kantoflex Glattblech (1.000 x 600 mm, Stärke: 0,8 mm, Aluminium, Blank)* / BAUHAUS. – URL <https://www.bauhaus.info/glattbleche/kantoflex-glattblech/p/10244677>. – Zugriffsdatum: 2024-08-21
- [2] : *Systematic Errors*. – URL <https://coppermountaintech.com/help-s4/systematic-errors.html>. – Zugriffsdatum: 2024-08-15
- [3] *Microwave electronics: measurement and materials characterization*. Chichester (GB) : John Wiley and sons, 2004. – ISBN 978-0-470-84492-2
- [4] : *CST Studio Suite 3D-EM-Simulations- und Analysesoftware*. 2022. – URL <https://www.3ds.com/de/produkte-und-services/simulia/produkte/cst-studio-suite/>. – Zugriffsdatum: 2024-08-20
- [5] : *MATLAB App Designer*. 2024. – URL <https://de.mathworks.com/products/matlab/app-designer.html>. – Zugriffsdatum: 2024-08-20
- [6] : *S4VNA*. August 2024. – URL <https://coppermountaintech.com/download-free-vna-software/>
- [7] ASTROPHYSICS AND SPACE RESEARCH, MIT Kavli I. for: *Boundary Conditions - Boundaries*. – URL https://space.mit.edu/RADIO/CST_online/mergedProjects/3D/special_solvopt/special_solvopt_boundary_conditions_boundaries.htm. – Zugriffsdatum: 2024-08-28
- [8] BALANIS, Constantine A.: *Antenna theory: analysis and design*. 3. ed. Hoboken, N.J : Wiley-Interscience, 2005. – ISBN 978-0-471-66782-7
- [9] CARBONSCOUTS.COM: *Tafel EP CG 202 EN 60893-3-2*. – URL https://www.carbonscout-shop.de/img/DatenblattEPGC_202-CS.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-08-21

- [10] CARVER, K. ; MINK, J.: Microstrip antenna technology. In: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 29 (1981), Januar, Nr. 1, S. 2–24. – URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/1142523/?arnumber=1142523>. – Zugriffsdatum: 2024-07-31. – Conference Name: IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – ISSN 1558-2221
- [11] CORPORATION, ROGERS: *RO4000® Series High Frequency Circuit Materials*. – URL <https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4350b-laminates>. – Zugriffsdatum: 2024-08-20
- [12] DUNSMORE, Joel P.: *Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques*. Second edition. Hoboken, NJ : Wiley, 2020. – ISBN 978-1-119-47713-6
- [13] HARRINGTON, Roger F.: *Time-harmonic electromagnetic fields*. New York : IEEE Press : Wiley-Interscience, 2001 (IEEE Press series on electromagnetic wave theory). – ISBN 978-0-471-20806-8
- [14] JAMES, J.R.: What's new in antennas? In: *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 32 (1990), Februar, Nr. 1, S. 6–18. – URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/80462/?arnumber=80462>. – Zugriffsdatum: 2024-07-31. – Conference Name: IEEE Antennas and Propagation Magazine. – ISSN 1558-4143
- [15] KARK, Klaus W.: *Antennen und Strahlungsfelder: Elektromagnetische Wellen auf Leitungen, im Freiraum und ihre Abstrahlung*. Wiesbaden : Springer Fachmedien Wiesbaden, 2020. – URL <http://link.springer.com/10.1007/978-3-658-31136-0>. – Zugriffsdatum: 2024-07-28. – ISBN 978-3-658-31135-3 978-3-658-31136-0
- [16] LUUKKONEN, O. ; MASLOVSKI, S. I. ; TRETYAKOV, S. A.: A Stepwise Nicolson–Ross–Weir-Based Material Parameter Extraction Method. In: *Antennas Wirel. Propag. Lett.* 10 (2011), S. 1295–1298. – URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6078390/>. – Zugriffsdatum: 2024-02-25. – ISSN 1536-1225, 1548-5757
- [17] PACKARD, Hawlett: S-Parameter Design: Application Note 154. URL https://xdevs.com/doc/HP/pub/an_154.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-08-20. – Application Note

- [18] POZAR, David M.: *Microwave engineering*. Fourth Edition. Hoboken, NJ : John Wiley & Sons, Inc, 2012. – ISBN 978-0-470-63155-3
- [19] S, Rupp ; H, Huning: *Laborversuch S-Parameter: Grundlagen, Vorbereitung und Messaufgaben*. August 2014. – URL https://www.lehre.dhbw-stuttgart.de/~srupp/DHBW_Lab_NT/LNT_V8_S_Parameter.pdf. – Zugriffsdatum: 2024-08-22
- [20] SCHULTZ, John W.: *Focused beam methods: measuring microwave materials in free space*. Place of publication not identified : CreateSpace Independent Publishing Platform, 2012. – OCLC: 900980036. – ISBN 978-1-4800-9285-3
- [21] TECHNOLOGIES, Keysight: *Applying Error Correction to Vector Network Analyzer Measurements*. – URL <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-06761/application-notes/5965-7709.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-08-15. – Section: Article Section
- [22] TECHNOLOGIES, Keysight: Measuring Dielectric Properties Using Keysight's Materials Measurements Solutions. (2020). – URL <https://keysight.zinfi.net/concierge/OEMs/keysight/wwwcontent/resourceshowcaseen/brochures/RotatingBanner/pdf/5991-2171.pdf>. – Zugriffsdatum: 2024-08-19
- [23] VICENTE, Alexandre N. ; DIP, Gustavo M. ; JUNQUEIRA, Cynthia: The step by step development of NRW method. In: *2011 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2011)*. Natal, Brazil : IEEE, Oktober 2011, S. 738–742. – URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6169318/>. – Zugriffsdatum: 2023-12-09. – ISBN 978-1-4577-1664-5 978-1-4577-1662-1 978-1-4577-1663-8
- [24] WIKIPEDIA: *An illustration of the frequency response of various dielectric mechanisms in terms of the real and imaginary parts of the permittivity*. April 2008. – URL https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Dielectric_responses.svg. – Zugriffsdatum: 2024-08-19

A Anhang

A.1 Inhalte der CD

- **Bachelorthesis:**

Dateipfad: Bachelorthesis/Bachelorthesis_RUMPF_Torben_2573829.pdf

- **MATLAB-Skript zur Berechnung der Antennen-Parameter:**

Dateipfad: Anhang/03 MATLAB/Microstrip_Antenne.m

- **CST Antennen-Simulationen:** Simulationsdateien für die optimierte und nicht optimierte Antenne.

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/CST-Simulationsdateien/Microstrip-Antenne/

- **GRL-Calibrator Source-Code:**

Dateipfad: Anhang/03 MATLAB/GRL_Calibrator.mlapp

- **GRL-Calibrator MATLAB-App Installer:**

Dateipfad: Anhang/03 MATLAB/GRL_Calibrator.mlappinstall

- **C-Band CST Simulationsdateien:** Dateien sind in die Unterordner Distanz und Materialdicke aufgeteilt.

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/CST-Simulationsdateien/GRL Validierung (C-Band)

- **C-Band CST Simulationsergebnisse:** Ergebnisse sind sortiert nach Distanz - Materialdicke - Material. Zu finden sind .s2p-Datei vom MUT, Reflect- und Line-Standard, sowie von den extrahierten S-Parametern und den Error-Adaptoren **O** und **T**.

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/Simulationsergebnisse/C-Band

- **S+C-Band CST Simulationsdateien:**

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/CST-Simulationsdateien/GRL Validierung (CS-Band)/50mm/1,6mm

- **S+C-Band CST Simulationsdateien:**

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/Simulationsergebnisse/SC-Band/50mm/1,6mm

- **C-Band Phasendifferenz CST Simulationsdateien:** Simulation von Fehlern die bei unterschiedliche Materialstärken von MUT und Reflect-Standard auftreten.

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/CST-Simulationsdateien/GRL Phasendifferenz

- **Abbildungen:** Automatisch generierte Abbildungen der GRL-Anwendung mit zwei Bildtypen: 1. Darstellung von S_{21} , S_{11} und Real- wie Imaginärteil von der Permittivität und Permeabilität. 2. Darstellung von Absolutwerten der relativen Permittivität und Permeabilität.

Dateipfad: Anhang/01 Simulationen/Simulationsergebnisse/Abbildungen

- **Ergebnisse der Freifeld-Messung:**

Dateipfad: Anhang/02 Messungen/Versuch 1

- **Datenblätter:**

Dateipfad: Anhang/04 Datenblätter/

A.2 Verwendete Hilfsmittel

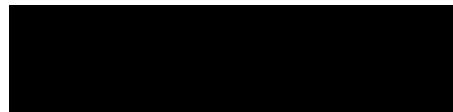
In der Tabelle A.1 sind die im Rahmen der Bearbeitung des Themas der Bachelorarbeit verwendeten Werkzeuge und Hilfsmittel aufgelistet.

Tabelle A.1: Verwendete Hilfsmittel und Werkzeuge

Tool	Verwendung
MATLAB 2024a	Berechnung der Antennen-Parameter und Entwicklung einer Anwendung zur GRL-Kalibrierung
CST Studio Suite 2022	Simulation eines vereinfachten Aufbaus der Freifeld-Messung zur GRL-Validierung
AWR Design Environment 17	Erstellung von Plots zur Darstellung der Daten
draw.io	Design von Ablauf-/Flussdiagrammen
S4VNA	Time-Domain-Gating

Erklärung zur selbständigen Bearbeitung

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.



Ort

Datum

Unterschrift im Original