

Antennenmessung mittels Nah- zu Fernfeldtransformation

BACHELORARBEIT

zur Erlangung des akademischen Grades

Bachelor of Science

im Rahmen des Studiums

Elektro- und Informationstechnik

eingereicht von

Immanuel Maurer
Matrikelnummer 01526121

an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

der Technischen Universität Wien

Betreuung: Associate Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Holger Arthaber

Mitwirkung: Projektass. Dipl.-Ing. Jure Soklic

Wien, 12. März 2023

Immanuel Maurer

Holger Arthaber

Antenna Measurement via Near- to Far-Field Transformation

BACHELOR'S THESIS

submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of

Bachelor of Science

in

Electrical Engineering and Information Technology

by

Immanuel Maurer

Registration Number 01526121

to the Faculty of Electrical Engineering and Information Technology

at the TU Wien

Advisor: Associate Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Holger Arthaber

Assistance: Projektass. Dipl.-Ing. Jure Soklic

Vienna, 12th March, 2023

Immanuel Maurer

Holger Arthaber

Erklärung zur Verfassung der Arbeit

Immanuel Maurer

Hiermit erkläre ich, dass ich diese Arbeit selbständig verfasst habe, dass ich die verwendeten Quellen und Hilfsmittel vollständig angegeben habe und dass ich die Stellen der Arbeit – einschließlich Tabellen, Karten und Abbildungen –, die anderen Werken oder dem Internet im Wortlaut oder dem Sinn nach entnommen sind, auf jeden Fall unter Angabe der Quelle als Entlehnung kenntlich gemacht habe.

Wien, 12. März 2023

Immanuel Maurer

Danksagung

Mein Dank ergeht an Professor Arthaber, für die Möglichkeit mir im Rahmen dieser Bachelorarbeit vertiefende Kenntnisse über ein Messungs- und Analyseverfahren direktiver Antennen anzueignen. Ich konnte dadurch wichtige Verknüpfungen diverser Themenbereiche meines Bachelors bilden und somit Erlerntes nachhaltig festigen. Diese These ermöglichte mir außerdem einige Schnittstellen zwischen meiner derzeitigen Tätigkeit bei Bosch Österreich und meinem Studium zu bilden und somit Arbeit und Lernen bis zu einem gewissen Grad zu vereinen.

Projektass. Soklic möchte ich für seine Beitrag als Ansprechpartner bzgl. etwaiger Fragen und Probleme, die im Laufe der Arbeit aufkamen, danken. Sein analytischer Blick in unseren Besprechungen und das Offenlegen bestimmter Unklarheiten halfen mir stets meine nächsten Schritte zu organisieren. Außerdem führte er mit mir auch die State-of-the-Art-Messung durch und erklärte mir alle relevanten Punkte.

Ein herzlicher Dank ergeht an meine Familie, auf deren Unterstützung ich mich immer verlassen kann. Ich danke meiner Mutter Ulrike Jedidja Maurer († 26.11.2018), deren ganz eigene Sichtweisen mich schon immer dazu animierten Dinge aus verschiedenen Blickwinkeln zu betrachten. Meiner Großtante Herta Tollay († 09.03.2021) danke ich als einer Person die meiner Studienwahl immer voll und ganz zusprach. Bei meinen Geschwistern Clarissa Leimbach, Tristan Maurer, Elia Michael Maurer und Elisa Jasmin Maurer, aber auch Thomas Kolb, den ich inzwischen wie einen dritten Bruder betrachte, bedanke ich mich besonders für die Jahre des guten Zuspruchs und Rats.

Wichtige Wegbegleiter waren auch meine Mitstudierenden von denen einige zu guten Freund*innen wurden und ohne die ich die schwereren Abschnitte des Studiums sicher nicht gemeistert hätte. Die Auflistung würde jetzt den Rahmen sprengen, aber ich bin mir sicher, jene Personen wissen, dass sie gemeint sind. Auch mein Ehrenamt für die Fachschaft für Elektrotechnik (FET) und die Hochschüler*innenschaft der TU Wien (HTU) halfen mir mich sowohl technisch als auch persönlich weiterzubilden.

All diesen Personen sei ein großes Dankeschön ausgesprochen.

Kurzfassung

Nach dem aktuellen Stand der Technik ist es heute üblich Antennenmessungen in elektromagnetisch (EM) abgeschirmten Hallen durchzuführen. Diese sogenannten Absorberkammern schützen den Messvorgang vor Reflexionen und Störsignalen, welche einen beachtlichen negativen Einfluss auf die resultierenden Messwerte haben können. Um Schwankungen des Klimas und dessen Einwirkung auf das Messsystem zu minimieren, wird dieses nach Möglichkeit konstant gehalten. Durch Eliminierung dieser Störfaktoren können durchgeführte Messungen im Nachhinein bestmöglich miteinander verglichen werden. Die Messung selbst findet im radiativen Nahfeld, fern von mit der Oberfläche zusammenhängenden Feldstörungen, statt. Der Grund für eine Nahfeldmessung liegt darin, dass die Distanz ab der das Fernfeld beginnt laut Rayleigh proportional mit Aperturabmessungen und Frequenz steigt. Sind diese Parameter zu groß, ist eine Fernfeldmessung im geschlossen Raum unrealistisch. Dabei wird eine Sonde planar vor der zu testenden Antenne (AUT) bzw. zylindrisch oder sphärisch um die AUT bewegt.

Die Positionierung erfolgt im Rahmen dieser Arbeit in regelmäßigen Gitterabständen, wonach durch die Kenntnis der Lage der einzelnen Messpunkte mittels des gewählten Antennenpatterns auf das Fernfeld geschlossen werden kann. Dieses Pattern bedient sich der schnellen Fourier-Transformation, in Englisch als Fast Fourier Transformation (FFT) bezeichnet, wodurch das Ortsfrequenzspektrum des Nahfeldes berechnet wird. Aufgrund der hohen Recheneffizienz ist diese Methode die meist verwendete. Durch die Interpretation des von der AUT ausgehenden EM Feldes als Superposition von ebenen Wellen, wird dieses Spektrum auch als Spektrum ebener Wellen, in Englisch plane wave spectrum (PWS), bezeichnet. Unter Berücksichtigung geometrischer Zusammenhänge kann anschließend ein beliebiger Feldpunkt hinter der Messebene relativ einfach, ohne Fourierrücktransformation, ermittelt werden.

Ziel dieser These ist es, die aus den Messungen verschiedener Distanzen resultierenden Antennenpattern mit einer State-of-the-Art (SOTA)-Messung zu vergleichen, wobei das planare Messverfahren in einer unkontrollierten Umgebung stattfindet. Damit soll der Einfluss von Störfaktoren, die bspw. von Reflexionen, Störsignalen, Temperatur und Feuchtigkeit ausgehen, auf die Ergebnisse der Fernfeldanalyse untersucht werden.

Abstract

According to the current state of the art, it is common to carry out antenna measurements in electromagnetically (EM) shielded halls. These so-called absorber chambers protect the measurement process from reflections and interference signals, which can have a significant negative impact on the resulting measurement values. In order to minimize fluctuations in the climate and their impact on the measuring system, this is kept constant as far as possible. By eliminating these disruptive factors, measurements that have been carried out can be compared with one another in the best possible way. The measurement itself takes place in the radiative near field, far away from field disturbances associated with the surface. The reason for a near-field measurement is that, according to Rayleigh, the distance from which the far-field begins increases proportionally with aperture dimensions and frequency. If these parameters are too large, a far-field measurement in a closed room is unrealistic. A probe is moved either planarly in front of the antenna under test (AUT) or cylindrically or spherically around the AUT.

Within the scope of this work, the positioning is carried out at regular grid intervals, after which the far field can be deduced from the knowledge of the position of the individual measuring points using the selected antenna pattern. This antenna pattern uses the Fast Fourier Transform (FFT), which calculates the spatial frequency spectrum of the near field. Due to the high computational efficiency, this method is the most commonly used. Because of the interpretation of the EM field emanating from the AUT as a superposition of planar waves, this spectrum is also referred to as the planar wave spectrum (PWS). Any field point behind the measurement plane can then be determined relatively easily, without Fourier inverse transformation, taking into account geometric relationships.

The aim of this thesis is to compare the antenna patterns resulting from the measurements of different distances with a state-of-the-art (SOTA) measurement, whereby the measurement procedure takes place in an uncontrolled environment. With that the influence of disruptive factors such as reflections, interference signals, temperature and humidity, on the results of the far field analysis are examined.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	ix
Abstract	xi
Inhaltsverzeichnis	xiii
1 Einführung	1
1.1 State of the Art	1
1.2 Problemstellung und Motivation	2
1.3 Methodik	3
2 Grundlagen der FF-Transformation	5
2.1 Wellengleichung	5
2.2 Normalprojektion einer ebenen Welle	6
2.3 PWS und Messebene	6
2.4 Fourier-Transformation	7
2.5 FF-Pattern	8
3 Messvorgang und Datenarchivierung	11
3.1 Planare Nahfeldmessung	11
3.2 Referenzmessung	15
4 Programmtechnische Umsetzung der FF-Transformation	17
4.1 Speicherung der Messdaten einer Messebene	17
4.2 Entwicklung des Analyseprogramms	18
5 Evaluierung	25
5.1 Referenzmessungsvergleich	25
5.2 Planarmessungsvergleich	29
5.3 Beobachtungen	32
6 Konklusion	39
7 Anhang	41

7.1	Aperturstrahler und Linse	41
7.2	Feldsonde	44
7.3	Kopplung zwischen elektrischem und magnetischem Feld	45
7.4	Zusätzliche Denkansätze zur Interpolation	46
7.5	Maxwell-Beziehungen	48
	Abbildungsverzeichnis	51
	Tabellenverzeichnis	52
	Literaturverzeichnis	53

Einführung

1.1 State of the Art

1.1.1 Messwertaufnahme

Nach aktuellem Stand der Technik muss eine Messung, laut einem Paper der IEEE Antennas and Propagation Society [1] von 2012 unter Berücksichtigung der Anpassungen in 2022 [2], bestmöglich vor äußeren Einflüssen geschützt sein. In erster Linie ist dabei von EM Wellen die Rede. Diese können, durch Reflexionen auf den sich in der Umgebung befindenden Oberflächen der von der Messung ausgehenden Strahlung oder durch andere EM Geräte, die Messung beeinflussen. Es existieren weitere Faktoren wie bspw. Feuchtigkeit und Temperatur, die jedoch meist einen untergeordneten Einfluss auf das Messverfahren haben. Damit Messungen bestmöglich wiederholt und miteinander verglichen werden können, werden diese im Optimalfall in einem EM abgeschirmten Raum, einem Faraday-Käfig zum Schutz vor von außen eintreffenden Wellen, durchgeführt. Um Reflektionen möglichst gering zu halten, ist dieser Raum an den Innenwänden mit Absorbern versehen. Für äußerst feine Messungen kann der Raum mit einer Klimaregelung ausgestattet sein.

Das Fernfeldpattern bzw. Antennenpattern (FF-Pattern) kann direkt aufgenommen werden, falls die Möglichkeit besteht die Sonde ausreichend weit von der AUT entfernt zu positionieren. Für elektrisch große Antennen wird das schnell unpraktisch. Aufgrund der räumlich kleineren Distanzen werden deswegen Messungen im radiativen Nahfeld, trotz ihrer höheren physikalischen und mathematischen Komplexität, bevorzugt. Die Benennung der drei Hauptmethoden zur Aufnahme eines Nahfeldes einer AUT beruht auf der geometrischen Auslegung des Messnetzes auf dem sich die Sonde bewegt; planar, zylindrisch oder sphärisch. Planare Messmethoden werden zur Messung hoch direkiver Antennen verwendet, deren Strahlungsleistung hauptsächlich durch eine Messebene endlicher Ausmaße tritt. Zylindrische Messmethoden sind für Richtantennen, die einen

Hauptstrahl mit einer schmalen Strahlbreite in einer Dimension und einer breiteren Strahlbreite in der anderen Dimension erzeugen, nützlich. Dies ist bspw. bei Fächeranten-nen der Fall. Die sphärische Methode findet bei fast omnidirektonalen Antennen ihren Nutzen.

1.1.2 Fernfeldtransformation planarer Nahfeldmessungen

Im Rahmen dieser Arbeit kommt aufgrund der verwendeten direktiven AUT, einem Kegelhornstrahler, die planare Nahfeldmessung zur Anwendung (Abbildung 1.1). Vorteile dieser Methode, im Gegensatz zur zylindrischen bzw. sphärischen, sind deren relativ einfache geometrische Umsetzung und mathematische Ermittlung des FF-Patterns. Um zuverlässige Ergebnisse zu liefern, muss der Großteil der Energie der von der AUT gesendet bzw. empfangen wird durch die Messebene transferiert werden.

Nach Aufnahme der Messwerte und der Kenntnis derer räumlichen Verteilung wird das FF-Pattern ermittelt. Grundlagen der Thematik planarer Messmethoden werden im Werk Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements [3] behandelt. Die Gitterkonstante entspricht jenem Distanzschnitt, der in der Messebene in x- bzw. y-Richtung zurückgelegt wird, um den nächsten Knotenpunkt des Messnetzes zu erreichen. Im Wesentlichen hängt sie von der Betriebsfrequenz der AUT sowie von den Distanzen zwischen AUT und Messebenenändern ab. Diese Gitterkonstante muss in der FFT (2.12), womit das PWS ermittelt wird, berücksichtigt werden. Da es sich um eine Transformation ins Fernfeld handelt, kann statt der rechenaufwendigen inversen FFT eine Approximation über das PWS (2.19) erfolgen.

1.2 Problemstellung und Motivation

Es gilt zu ermitteln, wie zuverlässig die Methode der planaren Nahfeldmessung einer direktiven AUT in einer vor EM Strahlung ungeschützten Umgebung ist. Dazu werden die planaren Nahfeldmessungen mehrerer, voneinander unabhängigen, Distanzen zwischen AUT und Messebene aufgenommen, wonach deren FF-Pattern ermittelt wird. Darauf folgt ein Vergleich dieser Pattern mit den Messdaten einer Referenzmessung. Um diesen Vergleich anzustellen, müssen die jeweiligen Messebenen zunächst auf die selbe Referenzebene verschoben werden. Dies geschieht mittels eines Korrekturfaktors im Phasenthelm, wie bspw. in der Literatur Near-Field Antenna Measurements [6] beschrieben wird. Haben alle Messungen einer Frequenz die selbe Referenzebene, ist deren Phase im Fernfeld vergleichbar. Die durch die Verschiebung auftretenden Betragsdifferenzen im Nahfeld sind im Fernfeld so klein, dass sie meist nicht einmal messbar und damit von verschwindender Bedeutung sind.

Nach der Ermittlung des FF-Patterns jeder Messebene werden diese mit jenem einer sphärischen SOTA-Referenzmessung verglichen. Dem Pattern mit der kleinsten Abweichung vom Referenzergebnis liegt die Messdistanz zwischen AUT und Messebene zugrunde, die bei unbeeinflusster Umgebung die besten Resultate liefert.

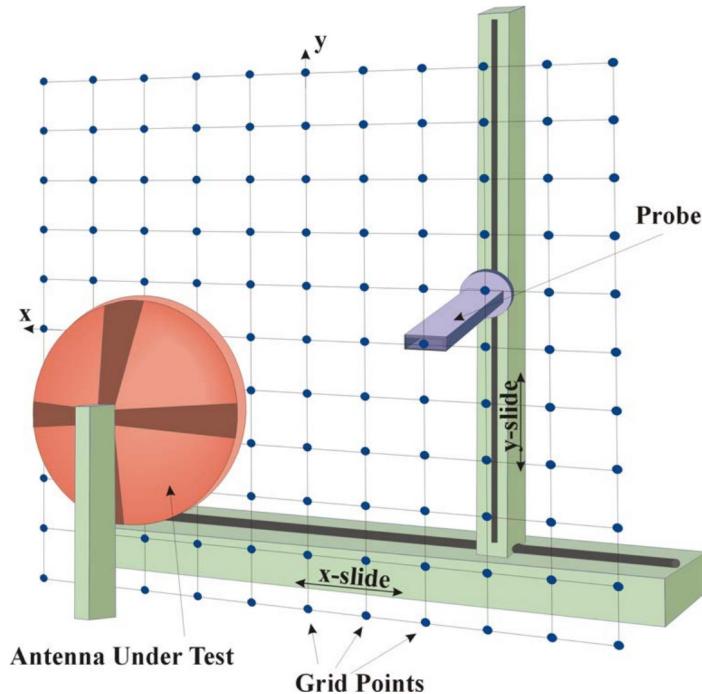


Abbildung 1.1: Planare Messmethode [1]

1.3 Methodik

Der Messaufbau erfolgte in einem gewöhnlichen Raum, der Bibliothek des Elektrodynamikinstituts. Es wird hauptsächlich die Abhängigkeit der Gitterkonstante, des planar vor der AUT aufgespannten Netzes, von der Betriebsfrequenz von Interesse (12 GHz) berücksichtigt. Jedoch wurden Messungen über die ganze Bandbreite des Kegelhornstrahlers aufgenommen. Bei Verwendung einer anderen Frequenz müssen deswegen bei konstanter Gitterkonstante Einschränkungen bzgl. des FF-Patterns berücksichtigt werden. Es wurden elf unterschiedliche Distanzen zwischen AUT und Messebene gewählt, auf welche im Folgekapitel genauer eingegangen wird.

Es sei drauf hingewiesen, dass die Positionierung der AUT vor der Messebene und die Distanzaufnahme rein manuell erfolgte, was zu einer leichten Schieflage der Messebene zur Aperturebene der AUT führen kann. Im Idealfall erfolgt die Positionierung der AUT mittels eines Positioniersystems in z-Richtung, wobei die Distanzen mittels eines Interferometers verifiziert werden. Die Distanzmessung mittels eines Interferometers entspricht eine der genauesten, da Abstandsänderungen mit der Auflösung eines Bruchteils der Wellenlänge, die unmittelbar aus einer gewählten Frequenz folgt, feststellbar sind.

Misst man im radiativen Nahfeld einer Antenne die Transversalkomponenten des elektrischen Feldes, kann man über das gewählte Antennenpattern das Feld in einem beliebigem Punkt hinter der Messebene, im positiven Halbraum, ermitteln. Dieses Antennenpattern

1. EINFÜHRUNG

bedient sich der FFT, welche genauso für Ortsfrequenzen wie für zeitliche Frequenzen geeignet ist. In dieser Arbeit werden die Messdaten eines Kegelhornstrahlers mit einer Sonde, genauer einer zirkularen Patchantenne, welche gleichmäßig verteilte Knotenpunkte eines Netzes anfährt, aufgenommen. Die Aufnahme der sogenannten S_{21} -Parameter erfolgt durch einen Vektornetzwerkanalysator (VNA). Mit Hilfe eines MATLAB-Programms werden die Linearachsen, an denen die Sonde befestigt ist, angesteuert, wobei immer beim Erreichen eines Messpunktes die S_{21} -Parameter des Frequenzbandes des Hornstrahlers (8 bis 12.5 GHz) gemessen werden. Die Messergebnisse werden im JSON-Format abgespeichert, um diese mittels eines dafür entwickelten Python-Programms zur Berechnung des Fernfeldes problemlos wieder auszulesen.

Eine Referenzmessung wurde in einer für die Antennenmessung ausgelegten, EM abgeschirmten, innen mit Absorbern versehenen Messhalle der Technischen Universität Wien durchgeführt. Auch deren Messdaten wurden einer Transformation ins Fernfeld nach Konvention, was einer Elimination der Einflüsse der Distanz auf Feldbetrag und Phase bedeutet, unterzogen.

Nach der Kalkulation der FF-Pattern der planaren Nahfeldmessungen folgt der Abgleich mit der Referenzmessung, um zu ermitteln, welche der Distanzen unter gegebenen Bedingungen am besten geeignet ist.

2

KAPITEL

Grundlagen der FF-Transformation

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den wesentlichen Grundlagen zur Wellenausbreitung, dem PWS und des damit in Verbindung stehenden Antennenpatterns. Zu Beginn folgt eine Beschreibung der Wellengleichung des leeren Raums, weil die EM Wellen durch das Medium Luft propagieren, welches in guter Näherung Vakuum entspricht. Anschließend wird die Projektion einer ebenen Welle auf die Messebene erläutert, da das PWS eine Interpretation von eben solchen projizierten ebenen Wellen ist. Weiters wird erklärt warum und wie die FFT zur Ermittlung des Fernfeldes verwendet wird.

Für grundlegende Informationen bzgl. der verwendeten AUT, der Sonde und der Maxwell-Beziehungen im Allgemeinen sei auf den Anhang, Kapitel 7, verwiesen.

2.1 Wellengleichung

Zur Herleitung der Wellengleichung für den strom- und ladungsfreien Raum werden die Maxwell-Gleichungen (siehe auch Abbildung 7.6) für den strom- und ladungsfreien Raum

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{d}{dt} \vec{B}, \quad \vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{d}{dt} \vec{D}, \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{D} = 0, \quad \vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.1)$$

und die Materialgleichungen für das Vakuum benötigt,

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu_0 \vec{H}, \quad c_0^2 \mu_0 \epsilon_0 = 1 \quad (2.2)$$

woraus mit der Beziehung aus der Vektoralgebra

$$\vec{\nabla} \times (\vec{\nabla} \times \vec{f}) = \vec{\nabla}(\vec{\nabla} \cdot \vec{f}) - \nabla^2 \vec{f} \quad (2.3)$$

die Wellengleichung für das lineare, isotrope Vakuum folgt:

$$\left(\nabla^2 - \frac{1}{c_0^2} \frac{d^2}{dt^2} \right) \vec{E} = 0 \quad (2.4)$$

Mit Hilfe der Dispersionsrelation für das Vakuum

$$k^2 = \frac{\omega}{c_0} \varepsilon_r, \quad \varepsilon_r = 1 \quad => \quad k_0^2 = \frac{\omega}{c_0} \quad (2.5)$$

lässt sich bei Verwendung der komplexen Feldstärke dieser Ausdruck noch vereinfachen:

$$\left(\nabla^2 + k_0^2 \right) \vec{E}(\vec{r}, t) = 0 \quad (2.6)$$

2.2 Normalprojektion einer ebenen Welle

Die wesentliche Eigenschaft ebener Wellen ist, dass ihre Phasen in isotropen Medien auf der kompletten, zur Ausbreitungsrichtung orthogonalen, Ebene konstant sind. Diese Ebenen konstanter Phase können durch geometrische Beziehungen verhältnismäßig einfach auf eine beliebige andere Ebene projiziert werden.

Trifft also eine ebene Welle mit einem gewissem Einfallswinkel auf eine Ebene, so kann man die Wellenlänge λ_0 auf diese Ebene projizieren. Wird nun die elektromagnetische Welle genau entlang dieser Ebene gemessen, so scheint es, als würde eine Welle mit einer größeren Wellenlänge λ_{0p} entlang der Messebene propagieren. Abbildung 2.1 zeigt eine Skizze dieser Verhältnisse.

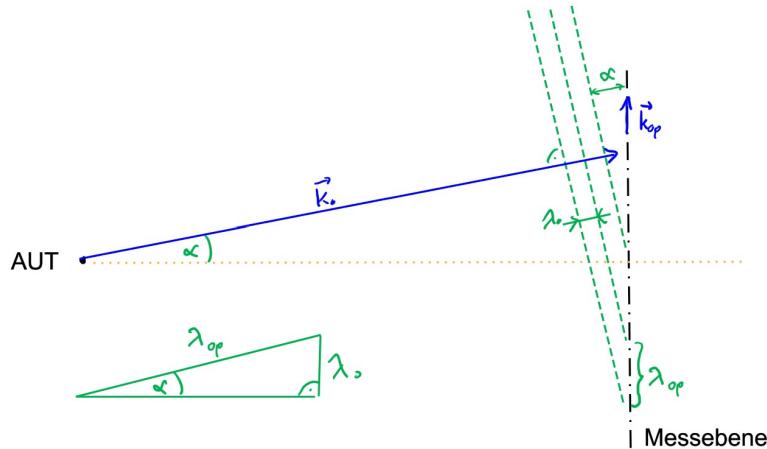


Abbildung 2.1: Projektion einer ebenen Welle auf eine (Mess-)Ebene

2.3 PWS und Messebene

Von einer Antenne abgestrahlte Wellen können als Superposition unterschiedlicher ebener Wellen betrachtet werden. Erfolgt die Aufnahme der Felddaten einer direktiven AUT

planar, ist ein, aus den Projektionen dieser Wellen auf die Messebene resultierendes (Abbildung 2.1), EM Feld messbar. Aufgrund eben dieser Interpretation wird das aus der Fourier-Transformation errechnete Ortsfrequenzspektrum auch als PWS bezeichnet.

2.4 Fourier-Transformation

Periodische Signale können als Summe (unendlich) vieler Sinusschwingungen dargestellt werden. Genau diese Eigenschaft macht sich die Fourier-Transformation (2.7) zunutze. Dabei wird ein Zeitsignal, oder wie in dieser These auch ein Ortssignal, in ein Frequenz- bzw. ein Ortsfrequenzspektrum umgerechnet. Die folgende Theorie ist im Werk Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements [3] nachschlagbar.

Repräsentiert $u(x, y, z = 0) = f(x, y)$ eine (kontinuierliche) Lösung der Wellengleichung deren Randbedingungen durch $f(x, y)$ definiert sind, kann die zweidimensionale Fourier-Transformation folgendermaßen beschrieben werden:

$$U(k_x, k_y, z) = \mathcal{F}\{u(x, y, z)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} u(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (2.7)$$

Die Rücktransformation ist dann wie folgt definiert:

$$u(x, y, z) = \mathcal{F}^{-1}\{U(k_x, k_y, z)\} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U(k_x, k_y, z) e^{-j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y \quad (2.8)$$

Für digitale Anwendungen muss die analytische Fourier-Transformation in eine endliche Summe, in die diskrete (zweidimensionale) Fourier-Transformation, reduziert werden:

$$F(k_x, k_y, z = 0) \approx \Delta x \Delta y \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} E_x(n \Delta x, m \Delta y, z = 0) e^{j(k_x n \Delta x + k_y m \Delta y)} \quad (2.9)$$

Ein Merkmal von EM Wellen ist, dass die Phase nicht nur von der Zeit, sondern auch vom Ort abhängt. Betrachtet man die Welle zu einem gewissen Zeitpunkt, bspw. $t_0 = 0$, wird bei einem Wechsel des Ortes zu diesem Zeitpunkt immer noch eine Amplitudenänderung festgestellt. Es ist also genauso möglich mit der diskreten Fourier-Transformation ein Ortsfrequenzspektrum zu errechnen, was eine fundamentale Erkenntnis für das in dieser These behandelte Antennenpattern ist.

Aufgrund ihrer höheren Effizienz wird die FFT (2.12) verwendet. Sie macht sich die Eigenschaften eines Netzes mit gleichen Gitterabständen zunutze, wodurch sie rechnerisch einen deutlich schnelleren Algorithmus als die diskrete Fourier-Transformation darstellt.

Da das Gitter monoton und kariert ist, kann für k_x folgender Ausdruck verwendet werden:

$$k_x = k_{x0} + i\Delta k_x, \quad |k_{x0}| = \left| \frac{\pi}{\Delta x} \right| \Rightarrow k_x = i\Delta k_x - \frac{\pi}{\Delta x}$$

$$\Delta k_x = \frac{2k_{x0}}{N} = \frac{2\pi}{N\Delta x} \quad (2.10)$$

Analog folgt für k_y :

$$k_y = k_{y0} + l\Delta k_y, \quad |k_{y0}| = \left| \frac{\pi}{\Delta y} \right| \Rightarrow k_y = l\Delta k_y - \frac{\pi}{\Delta y}$$

$$\Delta k_y = \frac{2k_{y0}}{M} = \frac{2\pi}{M\Delta y} \quad (2.11)$$

Folglich kann die Fourier-Transformation in Form der effizienteren FFT berechnet werden:

$$F_x(i\Delta k_x - \frac{\pi}{\Delta x}, l\Delta k_y - \frac{\pi}{\Delta y}, z = 0) \approx \Delta x \Delta y \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} E_x(n\Delta x, m\Delta y, z = 0) e^{j(k_x n \Delta x + k_y m \Delta y)} \quad (2.12)$$

Mit Hilfe des gewonnenen Fourier-Ausdrucks wird schließlich die elektrische Feldstärke in einem Punkt hinter der Messebene, im positiven Halbraum, ermittelt:

$$E_x(n\Delta x, m\Delta y, z) = \frac{\Delta k_x \Delta k_y}{4\pi^2} \sum_{i=0}^{I-1} \sum_{l=0}^{L-1} F_x(i\Delta k_x - \frac{\pi}{\Delta x}, l\Delta k_y - \frac{\pi}{\Delta y}, z = 0) e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} \quad (2.13)$$

Wobei k_z von der Konstante k_0 und den Variablen k_x und k_y abhängig ist:

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad (2.14)$$

Die Herleitung der in y-Richtung polarisierten elektrischen Feldstärke erfolgt in gleicher Weise.

2.5 FF-Pattern

Die Ermittlung der Fernfeldparameter, also die Fourier-Rücktransformation um die elektrische Feldstärke im Fernfeld zu erhalten, gleicht der Berechnung des elektrischen Feldes im Fernfeld über die Oberfläche einer Halbkugel:

$$x = r \sin \theta \cos \varphi = ru \quad (2.15)$$

$$y = r \sin \theta \sin \varphi = rv \quad (2.16)$$

$$z = r \cos \theta = rw \quad (2.17)$$

$$0 \leq r \leq \infty, \quad 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}, \quad -\frac{\pi}{2} \leq \varphi < \frac{\pi}{2} \quad (2.18)$$

Das Doppelintegral der Fourier-Rücktransformation kann somit folgendermaßen mit Hilfe eines Geometriefaktors approximiert werden:

$$\underline{E}(ru, rv, rw) \approx j \frac{e^{-jkr}}{\lambda r} \cos \theta \underline{F}(k_x, k_y) \quad (2.19)$$

Wobei dieser Ausdruck nur für Punkte gilt, die folgende Bedingungen erfüllen:

$$k_x = k_0 \sin \theta \cos \varphi = k_0 u \quad (2.20)$$

$$k_y = k_0 \sin \theta \sin \varphi = k_0 v \quad (2.21)$$

$$k_z = k_0 \cos \theta = k_0 w \quad (2.22)$$

Eine Interpolation führt zu einer Näherung der Feldwerte zwischen diesen Punkten, um auf das Fernfeld eines beliebigen Punktes im positiven Halbraum schließen zu können.

3

KAPITEL

Messvorgang und Datenarchivierung

In diesem Kapitel wird näher auf den Messaufbau und die Erhebung der Messdaten eingegangen. Es wird auf die planare Nahfeldmessung (Unterkapitel 3.1) sowie die sphärische Referenzmessung (Unterkapitel 3.2) eingegangen.

3.1 Planare Nahfeldmessung

Zu Beginn wird auf die planaren Messungen unter Einfluss umgebender EM Strahlung eingegangen. Dabei erfolgt zunächst die Beschreibung des physikalischen Aufbaus und des Ablaufs der Messung an sich und anschließend die der programmtechnischen Aufnahme und Ablegung der Messdaten.

3.1.1 Messvorrichtungen und -aufbau

Die Messung findet im isotropen Medium Luft (Vakuum) statt, weswegen die Ausbreitung von EM Wellen in alle Raumrichtungen homogen erfolgt. In anderen Worten bedeutet das, dass die Propagation bestimmter EM Wellen, unter Vernachlässigung von Reflexionen umgebender Oberflächen, in alle Raumrichtungen gleichförmig erfolgt. Deswegen macht es keinen Unterschied, ob mit der AUT gesendet und mit der Sonde empfangen oder mit der Sonde gesendet und der AUT empfangen wird. In der folgenden Beschreibung wird jedoch vom ersten Fall ausgegangen.

Beginnend sei die Sendeantenne (Abbildung 3.1a), eine Aperturantenne die als Kegelhornstrahler (AUT) ausgeführt ist, erwähnt. Im Anhang im Unterkapitel 7.1 werden die Eigenschaften dieser AUT genauer betrachtet. Das Nahfeld dieser Antenne wird aufgenommen und ins Fernfeld transformiert. Einen weiteren Teil des Messaufbaus stellen die Linearachsen, mit deren Hilfe es möglich ist, die Sonde (Abbildung 3.1b) beliebig

3. MESSVORGANG UND DATENARCHIVIERUNG

auf einer endlichen Ebene zu positionieren, dar. Die Sonde entspricht als Empfangsantenne unserer zirkularen Patchantenne. Diese umgibt ein Absorber zur Dämpfung der Reflexionen der Messvorrichtung im direkten Umfeld. Um beide Polarisationsrichtungen des elektrischen Feldes mit einer Patchantenne aufnehmen zu können, muss diese um 90° gedreht werden. Alternativ kann bei fest montierter Sonde auch die AUT rotiert werden. Um dies zu bewerkstelligen, wurde diese an einem Schrittmotor, der auf einer manuell höhenverstellbaren Achse befestigt ist, angebracht. Da der Schrittmotor ein gewisses Spiel in seinen Endlagen hat, wurde außerdem mittels einer Seilwinde ein Gewicht an der Drehachse angebracht, welches dazu dient eine Drehung von genau 90° zu gewährleisten.



Abbildung 3.1: Kegelhornstrahler und zirkulare Patchantenne

Zentraler Bestandteil der Messung ist der VNA, welcher die AUT speißt und die S -Parameter misst. Bei einem Zweitor existieren vier, wobei für diese Messung der Vorwärtstransmissionsfaktor S_{21} benötigt wird. Er beschreibt, wie viel der eingespeistenen Welle, ohne Anregung am Ausgang eines Zweitors, transmittiert wird. In folgender Gleichung beschreibt E_2 die elektrische Feldstärke die am Ausgang des Zweitors über die Sonde gemessen wird und E_1 jene, die am Eingang vom VNA über die AUT eingespeist wird.

$$S_{21,\text{dB}} = 20 \log_{10}(S_{21}) = 20 \log_{10} \left(\frac{E_2}{E_1} \right) \quad (3.1)$$

Zusammenfassend besteht der Messaufbau aus dem VNA, der mit der AUT und der Sonde mittels Koaxialleitungen verbunden ist. Die AUT ist an einer Rotationsvorrichtung befestigt, die zur Stabilisierung der Endlagen über eine Seilwinde mit einem Gewicht versehen ist. Die Sonde wird mit den Linearachsen auf einer Messebene positioniert. VNA, Linearachsen und Rotationsvorrichtung sind mit einem Rechner verbunden, worauf das Ansteuern der unterschiedlichen Geräte und das Auslesen sowie Abspeichern des S_{21} -Parameters über MATLAB erfolgt.

In Abbildung 3.2 sind der VNA (3.2a) und der Messaufbau (3.2b), von oben betrachtet, abgebildet.

3.1.2 Messvorbereitung

Um die AUT möglichst zentral im Messfeld der Linearachsen zu positionieren, wird die Sonde in die Mitte der Ebene geführt und die AUT entsprechend ausgerichtet. Im Nachhinein wurde festgestellt, dass das Zentrum der Antennenapertur nicht genau über einem der Knotenpunkte platziert war. Die Ursache liegt in der Zentralisierung der AUT auf der Messebene mit einer geraden Gitteranzahl.

Das kartesische Koordinatensystem (KOS) ist so gewählt, dass die Koordinatenachsen x und y die Aperturebene beschreiben und die Koordinatenachse z in Hauptstrahlungsrichtung der AUT weist. Aufgrunddessen sind die Knotenpunkte des Messnetzes durch die Mengen x_i (3.5) und y_j (3.6) und die Distanzen zwischen AUT und Messebene durch die Menge z_k (3.2) definiert.

Es wurden insgesamt elf unterschiedlich Distanzen der Messebene zur AUT aufgenommen.

$$z_k \in \{25 \text{ mm} + k \cdot 12.5 \text{ mm}, k \in [0, 10] \wedge k \in \mathbb{N}_0\} \quad (3.2)$$

Die Messebene enthält 28x28 Messpunkte. Diese sind auf einem Raster mit einer Gitterkonstante von 12.5 mm, was der halben Wellenlänge einer 12 GHz-Welle im Vakuum entspricht, angeordnet. Die Menge f_n (3.7) beschreibt alle gemessenen Frequenzen. Jene FF-Pattern der Frequenz von $f_{80} = 12 \text{ GHz}$ sind in dieser These von Interesse.

Weil unsere Messebene in x - und y -Richtung begrenzt ist, reicht es, unter der Annahme, dass das EM Feld außerhalb unserer Ebene Null ist, laut Abtasttheorem aus, eine Probe räumlich in einem Intervall von $\Delta x = \frac{\pi}{k_{x0}}$ bzw. $\Delta y = \frac{\pi}{k_{y0}}$ zu entnehmen, um das elektrische Feld vollständig zu rekonstruieren. Bei einem quadratischen Messfeld entspricht

$$k_{x0} = k_{y0} \approx k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{2\pi}{c_0} f_{80}, \quad (3.3)$$

woraus folgt, dass

$$\Delta x = \Delta y = \frac{c_0}{2f_{80}} = \frac{\lambda_{80}}{2} \approx \frac{25}{2} \text{ mm} = 12.5 \text{ mm} \quad (3.4)$$

ist, was unserer gewählten Gitterkonstante entspricht. Die Konstante $c_0 \approx 2.9979 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ vertritt in dieser Gleichung die Lichtgeschwindigkeit. Diese Gitterkonstante wurde für alle Messungen beibehalten. Weitere Abhängigkeiten der Konstante, sowohl bzgl. anderer Frequenzen als auch der Distanzen zwischen Messebene und AUT, wurden vernachlässigt.

$$x_i \in \{-175 \text{ mm} + i \cdot 12.5 \text{ mm}, i \in [0, 27] \wedge i \in \mathbb{N}_0\} \quad (3.5)$$

$$y_j \in \{-175 \text{ mm} + j \cdot 12.5 \text{ mm}, j \in [0, 27] \wedge j \in \mathbb{N}_0\} \quad (3.6)$$

Die Sonde bewegt sich also rasterförmig in einem Quadrat der Seitenlänge $28 \cdot 12.5 \text{ mm} = 350 \text{ mm}$ und nimmt die elektrischen Feldwerte beider Polarisierungen an jedem Knotenpunkt auf.

Die Messungen der jeweiligen Polarisationsrichtung erfolgen jeweils für 91 Frequenzen, wobei der verwendete Kegelhornstrahler laut Datenblatt für Betriebsfrequenzen von 8 GHz bis 12.5 GHz ausgelegt ist. Die Menge f_n (3.7) enthält alle gemessenen Frequenzen.

$$f_n \in \{8 \text{ GHz} + n \cdot 0.05 \text{ GHz}, n \in [0, 90] \wedge n \in \mathbb{N}_0\} \quad (3.7)$$

Es wurden insgesamt elf Messvorgänge durchgeführt. Dabei wurde die Distanz von einer Wellenlänge λ_0 bis zu $5\lambda_0$ immer um $\frac{\lambda_{80}}{2}$ -Schritte erhöht. Dabei entspricht λ_{80} der mit der Frequenz 12 GHz in Verbindung stehenden Vakuumwellenlänge. All diese Distanzen sind in der Menge z_k (3.2) definiert. Jedes mal bevor ein Messvorgang beginnt, muss die entsprechende Distanz eingestellt und ein passender Name für die JSON-Datei eingegeben werden. Erst nach Abschluss dieser Vorbereitung darf mit der Messung begonnen werden. Bei ausbleibender Änderung der Dateibezeichnung, würden die Daten der vorherigen Messung überschrieben werden.

3.1.3 Ansteuerung, Auslesen und Abspeichern mittels MATLAB

Zur Ansteuerung der Linearachsen und der Rotationsvorrichtung sowie zum Auslesen des VNAs wurden jeweils Klassen zur Verfügung gestellt (Tabelle 3.1).

Zu Beginn des Programmablaufs wird die Verbindung mit den verschiedenen Vorrichtungen hergestellt. Im Anschluss wird ein schachbrettartiges Muster abgetastet. Um die Laufzeit der Messung zu verringern sind die Linearachsen so programmiert, dass die Sonde die insgesamt 28x28 Positionen des Netzes schlängenartig abfährt. Ist die letzte Position erreicht, wird die Hornantenne mit der Rotationvorrichtung um 90° gedreht und die selbe Trajektorie rückwärts durchlaufen.

In jedem Knotenpunkt des Netzes werden vom VNA S_{21} -Parameter übermittelt. In MATLAB existiert ein komplexer Datentyp. Der S_{21} -Parameter wird als komplexe Größe der elektrischen Feldstärke interpretiert, was beim Abspeichern im JSON-Format gesondert berücksichtigt werden muss, da dieses Format keine Konvention für komplexe Zahlen hat. Eine genaue Beschreibung der Strukturierung der JSON-Datei erfolgt im Unterkapitel 4.1 des Folgekapitels der programmtechnischen Umsetzung der FF-Transformation.

Tabelle 3.1: Auflistung der wichtigsten Ansteuerungsklassen. Das Hauptprogramm vereint die Ansteuerung aller Vorrichtungen

Vorrichtung	Dateiname	Ersteller
VNA	pnax.m	Unbekannt
Linearachsen	pcon.m	Unbekannt
Rotationsvorrichtung	smci32.m	Unbekannt
Hauptprogramm	antenna_measurement.m	Immanuel Maurer

3.2 Referenzmessung

Durchgeführt wurde die sphärische Messung von Projektass. Dipl.-Ing Jure Soklic in einer Messhalle nach SOTA, welche die Messung durch einen Faraday-Käfig vor äußerer EM Strahlung schützt. Außerdem ist sie an allen reflektierenden Innenflächen mit Pyramidenabsorbern versehen, welche Reflexionen, die von der EM Strahlung der Messung selbst ausgehen, minimiert. Abbildung 3.3 zeigt eine Übersicht der Messhalle und eine Frontansicht, in der zu erkennen ist, dass die Sonde in diesem Moment direkt in Hauptstrahlrichtung ($x = y = 0$ mm bzw. $\theta = 0^\circ$) positioniert war.

Wird das kartesische KOS so angenommen, dass die positive z-Achse in Hauptstrahlrichtung der AUT weißt, so ist es mit diesem Positioniersystem möglich, eine nicht ganz komplett Sphäre von $\theta = [0^\circ, 160^\circ]$ abzutasten. Für unseren Vergleich ist es nur notwendig eine Halbsphäre zu erfassen, was einem $\theta = [0^\circ, 90^\circ]$ und einem $\phi = [0^\circ, 360^\circ]$ entspricht.

Das Fernfeld kann laut Rayleigh ab einer Distanz von $R = \frac{2D^2}{\lambda}$ angenommen werden. Bei einer Aperturabmessung des Kegelhornstrahlers von $D = 12$ cm und einer Frequenz von $f_{80} = 12$ GHz entspricht das einer Rayleigh-Distanz von $R \approx 1.125$ m. Der Abstand zwischen Sonde und AUT bei der sphärischen Referenzmessung betrug 1.37 m, was bedeutet, dass die Messung bereits im Fernfeld der AUT stattfand. Diese Fernfeldbedingung muss jedoch genauso für die verwendete Sonde erfüllt sein. Wie also bereits schon im Unterkapitel 1.3 erwähnt, wurde aufgrunddessen eine FF-Transformation nach Konvention durchgeführt.

Die Messergebnisse wurden in Textdateien abgelegt, welche sich aus einem Header, in dem einige Messattribute festgehalten sind und einer vierstöckigen Matrix, mit den Winkeln θ und φ , dem Betrag in Dezibell und der Phase in Grad, zusammensetzen. Um diese weiter bearbeiten zu können, wurden die Header gelöscht und CSV- sowie JSON-Dateien erstellt.

Aus zeitlichen Gründen wurden nur einige der Frequenzen f_n (3.7) der planaren Messungen erfasst. Diese sind in der folgenden Menge $f_{m,\text{ref}}$ (3.8) zusammengefasst:

$$f_{m,\text{ref}} := \{8 \text{ GHz} + m \cdot 0.25 \text{ GHz}, m \in [0, 18] \wedge m \in \mathbb{N}_0\} \quad (3.8)$$

3. MESSVORGANG UND DATENARCHIVIERUNG

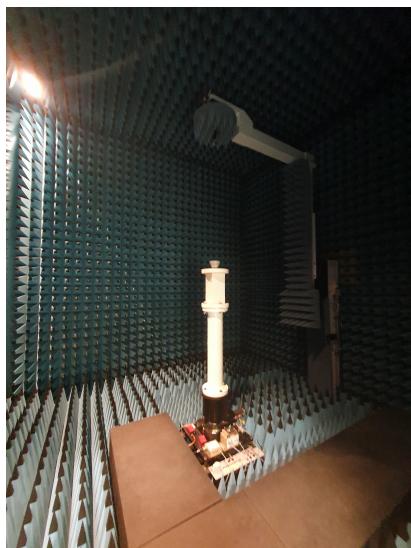


(a) Messvorrichtung inkl. VNA

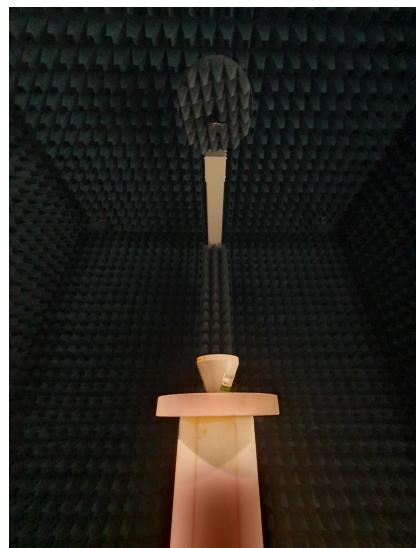


(b) Vogelperspektive der Messvorrichtung

Abbildung 3.2: Messvorrichtung inkl. VNA, Linearachsen, AUT und Rotationsvorrichtung



(a) Übersicht



(b) Frontansicht

Abbildung 3.3: Referenzmessung

4

KAPITEL

Programmtechnische Umsetzung der FF-Transformation

Dieses Kapitel beschreibt die Unterteilung der Prozedere und Algorithmen zur Umsetzung der Transformation der Messdaten ins Fernfeld. Diese sind in die Programmiersprachen MATLAB (Unterkapitel 4.1) und Python (Unterkapitel 4.2) unterteilt. Außerdem werden auch Hilfsalgorithmen zur Darstellung behandelt.

Zusätzliche durchgeführte Denkansätze zur Herangehensweise der Interpolierung der FF-Pattern, die zur Transformation der kartesischen auf die sphärische Darstellung der Pattern notwendig ist, werden außerdem im Anhang (Unterkapitel 7.4) diskutiert. In diesem Kapitel wird nur auf die Interpolation eingegangen, die im Algorithmus zur Anwendung kommt.

Der JupyterLab-Code der im Rahmen dieser Bachelorthese entwickelt wurde, ist außerdem im eigens dafür erstellten GitHub-Repository¹ nachschlagbar.

4.1 Speicherung der Messdaten einer Messebene

Die Ansteuerung der Messvorrichtungen und die Abspeicherung der Messdaten wurden in MATLAB der Version 9.12.0.1927505 (R2022a) programmiert. Außerdem wurden die Bibliotheken Antenna Toolbox der Version 5.2 und m2uml der Version 2.0 bereits in den zur Verfügung gestellten MATLAB-Klassen (Tabelle 3.1) verwendet.

Im Kapitel 3 werden das quadratische Netz und die AUT-Sonde-Distanzen durch die Mengen x_i (3.5), y_j (3.6) und z_k (3.2) definiert. Der mittels MATLAB entwickelte Code steuert die Linearachsen nun so an, dass jeder Punkt der (X,Y)-Ebene zweimal angesteuert wird, einmal für die x- und einmal für die y-Polarisation des elektrischen Feldes. Jedes

¹<https://github.com/ImmuMau/Bac-Thesis-Maurer>

Distanzelement der Menge z_k wird separat in einer JSON-Datei abgespeichert, deren Bezeichnung die jeweilige Distanz z_k enthält. In Worten beschrieben werden die Messdaten wie folgt abgespeichert:

Für eine Distanz der Messebene wurde ein zweidimensionales Feld mit 28x28 Elementen angelegt, wobei die Feldindexe stellvertretend für die Lokalitäten x und y sind. Jedes der Feldelemente entspricht einem Tupel, welches die zwei Polarisationsrichtungen wiederspiegelt. Jedes Element dieses Tupels ist wiederum eine Tupel für Real- und Imaginärteil des Messergebnisses. Schlussendlich sind Real- und Imaginärteil Listen, welche die unterschiedlichen Messergebnisse der elektrischen Feldstärken der 91 Frequenzen beinhalten.

Die so entstandenen elf Objekte wurden jeweils in eine JSON-Datei exportiert, aus deren Namen auf die Messdistanz geschlossen werden kann. Das ist auch der Grund, warum für die komplexen Zahlen ein Tupel verwendet werden muss, da es in JSON-Notation keine Konvention für die Darstellung komplexer Zahlen gibt.

Da die JSON-Notation von allen moderaten Programmiersprachen unterstützt wird, ist es nun mit oben beschriebenen Kenntnissen über die Struktur der Objekte möglich, die gemessenen Daten in einer beliebigen Programmiersprache auszuwerten. Im Rahmen dieser Arbeit wurde Python verwendet.

4.2 Entwicklung des Analyseprogramms

Die Programmentwicklung für das FF-Pattern einer Messebene sowie die Methoden zum Vergleich unterschiedlicher Pattern und alles was diesbezüglich zur Darstellung benötigt wurde, ist mit Hilfe der Python-Distribution Anaconda Version 4.10.3 unter Verwendung der Entwicklungsumgebung JupyterLab Version 3.2.1 in Python Version 3.9.7 erfolgt.

Es werden außerdem Funktionen der Bibliotheken NumPy (NP) [4] (Version 1.7.1) zur Handhabung zweidimensionaler Felder und deren FFT, SciPy [7] (Version 1.20.3) zur Durchführung der Interpolation einzelner Messwerte und Matplotlib [5] (Version 3.4.3) zu Darstellungszwecken verwendet.

4.2.1 Implementierung der FFT

Zur FFT des Messergebnisses einer Polarisationrichtung des gemessenen elektrischen Feldes, das von der JSON-Datei importiert und in ein zweidimensionales NP-Feld abgespeichert wurde, kommt die NP-Bibliotheksfunktion der FFT eines zweidimensionales Feldes² zur Anwendung. Vor der Verwendung dieser Transformationsfunktion, müssen die beiden Halbräume, positiv und negativ, jeder Dimension des Feldes invertiert werden, um auch die Phaseninformation korrekt zu transformieren. Dies muss auch bei einer eventuellen Rücktransformation berücksichtigt werden. Nach erfolgter Transformation

²<https://numpy.org/doc/stable/reference/generated/numpy.fft.ifft2.html>

muss das Feld erneut verschoben werden, um die niederen Ortsfrequenzen im Zentrum des Feldes darzustellen.

Bei den Verschiebungen vor und nach den Transformationen muss beachtet werden, ob es sich um gerade oder ungerade Gitteranzahlen des Messnetzes handelt. Diesbezüglich bietet die NP-Bibliothek die Verschiebungsfunktionen `numpy.fft.fftshift`³ und `numpy.fft.ifftshift`⁴. Bei einer ungeraden Gitteranzahl, muss die richtige Reihenfolge dieser beiden Funktionen je nach Transformationsrichtung beachtet werden.

Für die NP-FFT wird eine andere Konvention der FFT verwendet, als in der Literatur Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements [6]. Das Vorzeichen des Exponenten der Eulerzahl ist vertauscht. Das bedeutet, dass für die Vorwärtstransformation laut Literatur die inverse FFT der NP-Bibliothek verwendet werden muss. Außerdem muss der Normalisierungsfaktor durch Multiplikation mit den maximalen Messwertanzahlen in Richtung beider Dimensionen entfernt werden, was für den Fall eines 28x28-Messfeldes, ohne Zero-Padding wie im nächsten Punkt beschrieben, einem Faktor von 784 entspricht.

4.2.2 Zero-Padding

Beim sogenannten Zero-Padding (ZP) füllt man einen gewissen Rahmen des zu transformierenden Bereichs mit Nullen. Im Fourierbereich variiert die Frequenzabstände Δk_x und Δk_y mit der Anzahl der zur Verfügung stehenden Raumpunkte. Dies resultiert in einer Verfeinerung des Gitters, was einer höheren Auflösung entspricht.

$$N_{ZP} > N : \quad \Delta k_x = \frac{2\pi}{N\Delta x} > \Delta k_{x_{ZP}} = \frac{2\pi}{N_{ZP}\Delta x} \quad (4.1)$$

Bei der Normalisierung muss darauf geachtet werden, dass die Abtastanzahl N und nicht die höhere des mit Nullen ergänzten Signals N_{ZP} verwendet wird. Die Methode des Zero-Paddings entspricht keinem Informationsgewinn, da das eigentliche Messfenster der Messung nicht verbreitert wird. Jedoch können durch die erhöhte Abtastrate bspw. lokale Extrema besser abgeschätzt werden.

Um bei einer geraden Anzahl an äquidistant, entlang einer Achse verteilten, Messpunkten N den Feldwert der Mitte abzuschätzen, muss ein ZP mit bspw. $N_{ZP} = N + (N - 1) = 2N - 1$ durchgeführt werden. Dadurch werden zusätzlich zu den Messpunkten deren mittig dazwischenliegenden Approximationen der Feldwerte durchgeführt.

Abbildung 4.3 zeigt in der ersten Reihe die Messung einer Messebene in Betrag (Γ_i) und Phase (Φ_i) und in der zweiten Reihe deren FFT. Reihe drei zeigt die Einbettung des Messfeldes in Nullen und Reihe vier die resultierende feinere Auflösung. In den folgenden Abbildungen wird der Feldbetrag immer mit Γ als Platzhalter für die Feldstärken bezeichnet, da die Analyse genauso mit den magnetischen Feldstärken H , statt wie in dieser These mit den elektrischen Feldstärken E , durchgeführt werden könnte. Außerdem

³<https://numpy.org/doc/stable/reference/generated/numpy.fft.fftshift.html>

⁴<https://numpy.org/doc/stable/reference/generated/numpy.fft.ifftshift.html>

steht der Index i in diesen für eine einfache Laufvariable über alle $M \cdot N$ Knotenpunkte des MxN-Netzes.

4.2.3 Verschiebung auf eine Referenzebene

Bei der Auswertung des Antennenpatterns ist es notwendig, die in unterschiedlichen Distanzen aufgenommenen Messebenen zur AUT, von einer gemeinsamen Referenzebene aus zu betrachten. Als Referenzebene wird dabei die Aperturebene der AUT gewählt. Die jeweiligen Messungen müssen also jeweils um ihre Messdistanz in Richtung der AUT verschoben werden. Näheres dazu ist auch im Werk Near-Field Antenna Measurements [6] nachzulesen.

Folgende Gleichung (4.2) zeigt den Phasenkorrekturfaktor für die Verschiebung der Messebene auf Grundlage der Gleichung (2.13), der im wesentlichen von der Distanz d zwischen Apertur- und Messebene und k_z abhängt:

$$E_x(n\Delta x, m\Delta y, z = 0) = e^{jk_z d} E_x(n\Delta x, m\Delta y, z = d), \quad k_z = \sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} \quad (4.2)$$

Weil die Beträge der Feldstärken im Fernfeld verschwindend klein werden, ist diese Verschiebung für sie unbedeutend, jedoch spielt sie für den Vergleich der Phasen eine Rolle höchster Wichtigkeit. In Abbildung 4.1 sind in der ersten Reihe zwei Messungen der Phase in unterschiedlichen Distanzen der Messebene zur AUT zu sehen. Reihe zwei zeigt deren Ortsfrequenzspektrum ohne Phasenverschiebung und die dritte Reihe bildet einen Vergleich der zwei Ortsfrequenzspektren, nachdem sie auf die Referenzebene verschoben worden sind, ab.

4.2.4 Transformation kartesischer zu sphärischen Komponenten

Um das ermittelte kartesische FF-Pattern in ein sphärisches umzurechnen, sind zunächst die Umrechnungen der Winkel θ und φ mit Hilfe der Vakuumwellenlänge k_0 in die verschiedenen Komponenten des Wellenvektors k_x (2.20), k_y (2.21) und k_z (2.22) zu tätigen.

Aus der Maxwell-Gleichung des Satzes des elektrischen Hüllenflusses (Abbildung 7.6) für den ladungsfreien, isotropen Raum (4.3) und den Vereinfachungen, die durch die komplexe Interpretation der elektrischen Feldstärke (7.9) einhergehen, lässt sich die z-Komponente des elektrischen Feldes (4.4) errechnen:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho, \quad \rho = 0, \quad \vec{D} = \varepsilon \vec{E}, \quad \varepsilon = \varepsilon_0 \varepsilon_r \quad (4.3)$$

$$E_z = -\frac{E_x k_x + E_y k_y}{k_z} \quad (4.4)$$

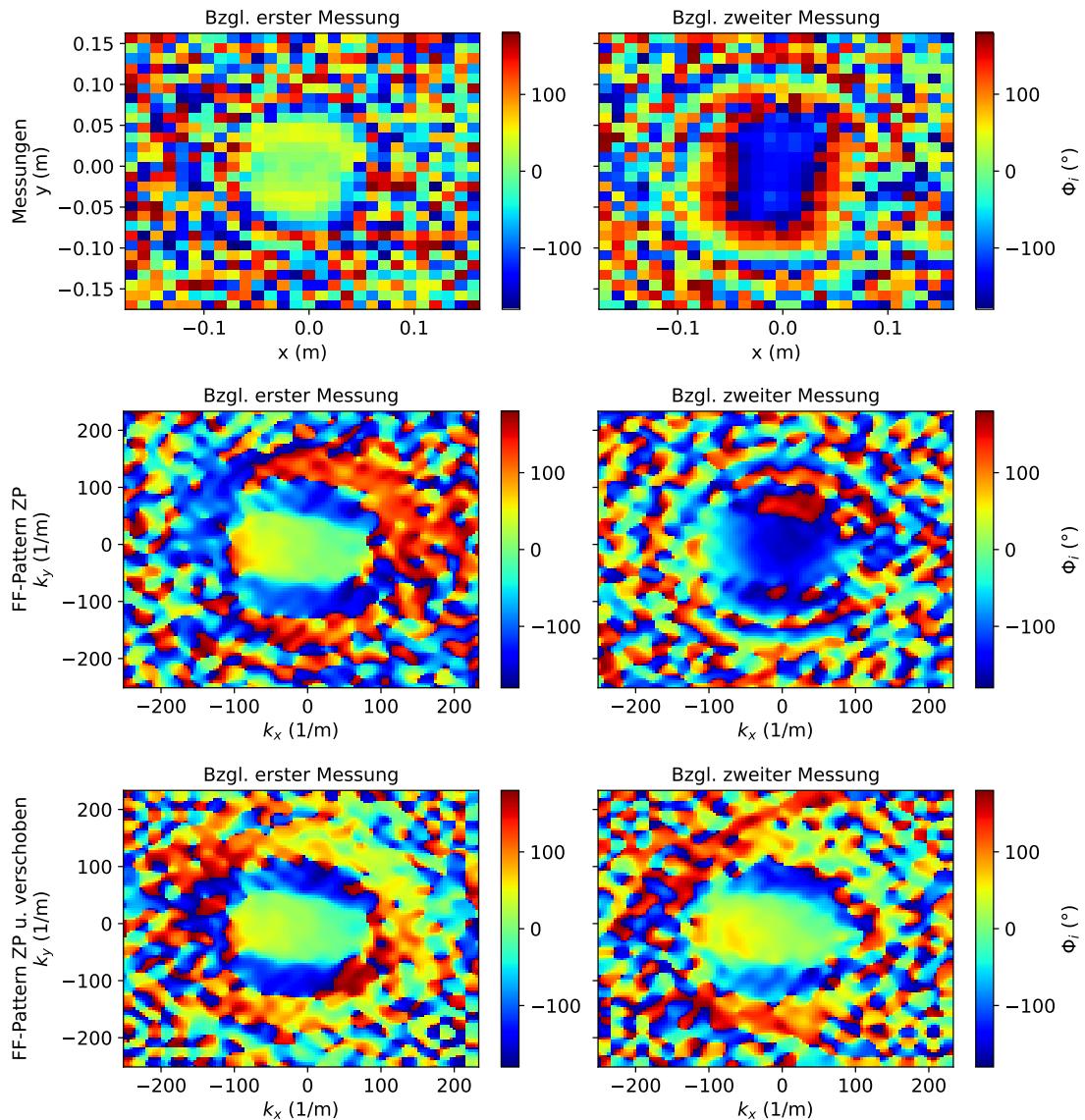


Abbildung 4.1: Verschiebung verschiedener Messungen auf eine Referenzebene

Mit Hilfe dieser errechneten Komponenten E_x , E_y und E_z kann nun eine Transformation nach Ludwig I (4.5) in die sphärische Darstellung erfolgen:

$$\begin{bmatrix} E_\theta \\ E_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \theta \\ \sin \varphi & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

4.2.5 Interpolation

Das FF-Pattern wird konventionell in Kugelkoordinaten mit Elevationswinkel θ und Azimutwinkel φ dargestellt. In dieser Arbeit wird der positive Halbraum betrachtet, weswegen der Elevationswinkel nur bis 90° , statt bis 180° wie bei einer vollen Sphäre, reicht.

Bei der Referenzmessung wurden die Winkel θ und φ in Schritten von jeweils 1° abgetastet. Das Messergebnis repräsentiert somit eine (θ, φ) -Matrix mit den Ausmessungen 91×361 , wobei der Zusatzgrad von φ dazu dient, die Qualität der Messung zu bestimmten, da das elektrische Feld möglichst $E_{\varphi=0^\circ} = E_{\varphi=360^\circ}$ sein sollte.

Wegen der Dimensionen der Referenzmessung wird also ein NP- (θ, φ) -Feld mit den Ausmessungen 91×360 , abzüglich des Zusatzgrades, erstellt. Jede Position in diesem Feld entspricht einer anderen Winkelkombination. Um nun den Feldwert an einem beliebigen (θ, φ) -Punkt zu bestimmen, muss die oben gezeigte Transformation der kartesischen in sphärische Daten (Unterkapitel 4.2.4) interpoliert werden.

Das Ergebnis dieser Vorgehensweise für die zwei orthogonalen Feldstärken E_θ und E_φ , ist der zweiten Reihe von Abbildung 4.2 zu entnehmen. Die erste Reihe zeigt das Ergebnis der Referenzmessung. Um diese beiden Ergebnisse vergleichen zu können, werden sie noch durch die jeweils maximale Amplitude normiert. Die Normierung ist notwendig, da die Leistungen, welche die unterschiedlichen VNA der planaren und der sphärischen Messung zur Ermittlung der S-Parameter einspeisen, sich unterscheiden, was in unterschiedlichen Feldstärken im selben Messpunkt resultiert.

In Tabelle 4.1 ist eine Gegenüberstellung der linearen Interpolation (LI) und der kubischen Interpolation (KI) zu sehen, wobei es sich bei $|\bar{\Gamma}_k|$ (5.7) um einen (k) der insgesamt elf Vergleichsfaktoren einer Planarmessung mit der Referenzmessung in dB handelt. Für einen Vergleich der LI mit der KI sei vorweggenommen, dass je kleiner die Werte von $|\bar{\Gamma}_{k,LI}|$ bzw. $|\bar{\Gamma}_{k,KI}|$ sind, die Übereinstimmung mit der Referenzmessung umso höher ist. Wie sich der Faktor $|\bar{\Gamma}_k|$ zusammensetzt wird im Kapitel 5 genau hergeleitet. Die Menge der Distanzen mit $z_0 \leq z_k \leq z_{10}$ zwischen AUT und Messebene ist in Kapitel 3 definiert. Für die Betrachtung der besser geeigneten Interpolation sind jedoch die Informationen dieses Absatzes ausreichend.

Interessant ist, dass die normalerweise ungenauere LI bessere Ergebnisse als die KI liefert, welche eigentlich für ihre höhere Genauigkeit bekannt ist. Das wurde sowohl mit als auch ohne ZP überprüft. Dies ist der Grund, warum im weiteren Verlauf dieser These nur die lineare Interpolation verwendet wurde.

Tabelle 4.1: Vergleich der Interpolationsarten LI und KI

Art	z_0	z_1	z_2	z_3	z_4	z_5	z_6	z_7	z_8	z_9	z_{10}
$ \bar{\Gamma}_{k,LI} $	-6.08	-6.43	-6.18	-5.76	-6.27	-5.68	-6.02	-5.94	-5.41	-5.72	-6.14
$ \bar{\Gamma}_{k,KI} $	-5.59	-6.32	-6.05	-5.61	-6.14	-5.56	-5.93	-5.82	-5.34	-5.62	-6.01

Für die Interpolation kommt die SciPy-Methode `scipy.interpolate.griddata`⁵ zur Anwendung. Übergabeparameter sind die (θ, φ) -Punkte, in deren zugehörigen Wellenzahlen k_x (2.20) und k_y (2.21), und deren Werte, nach Betrag oder Phase, als Listen. Mit Hilfe dieser Parameter wird der Feldbetrag bzw. die Phase, im Fall dieser Arbeit linear, interpoliert.

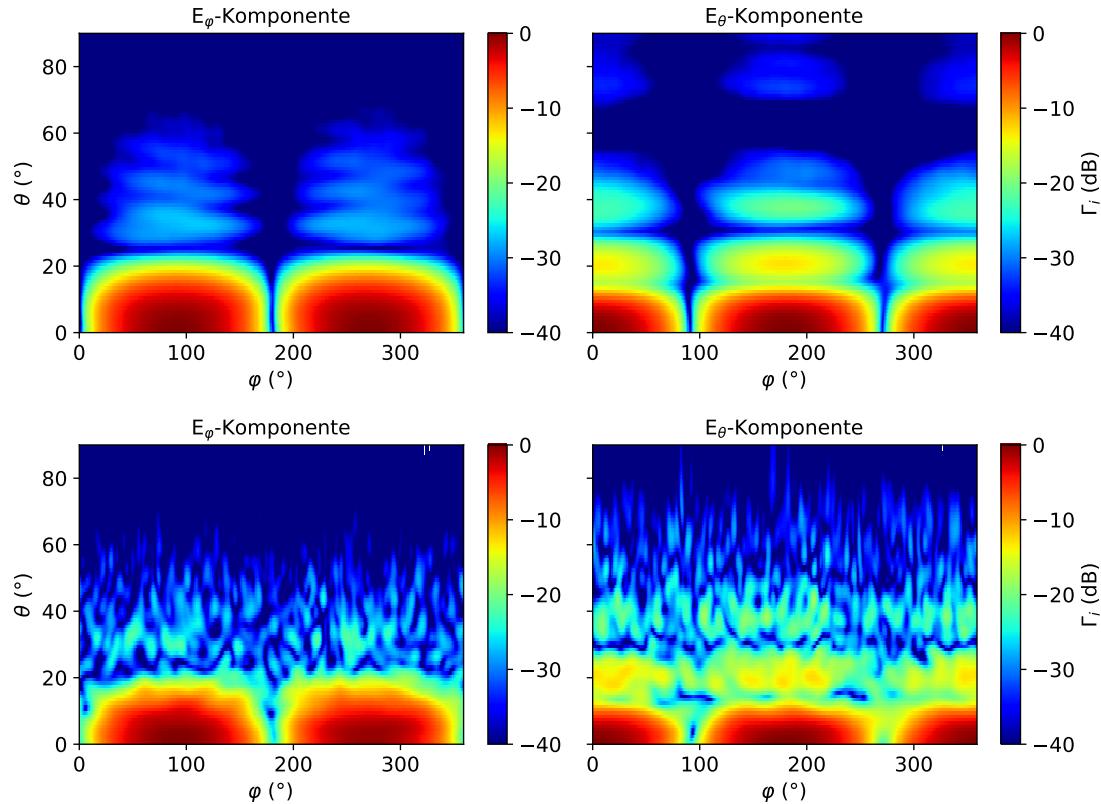


Abbildung 4.2: Referenzmessung und transformiertes FF-Pattern $z_3 = 50$ mm

⁵<https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.interpolate.griddata.html>

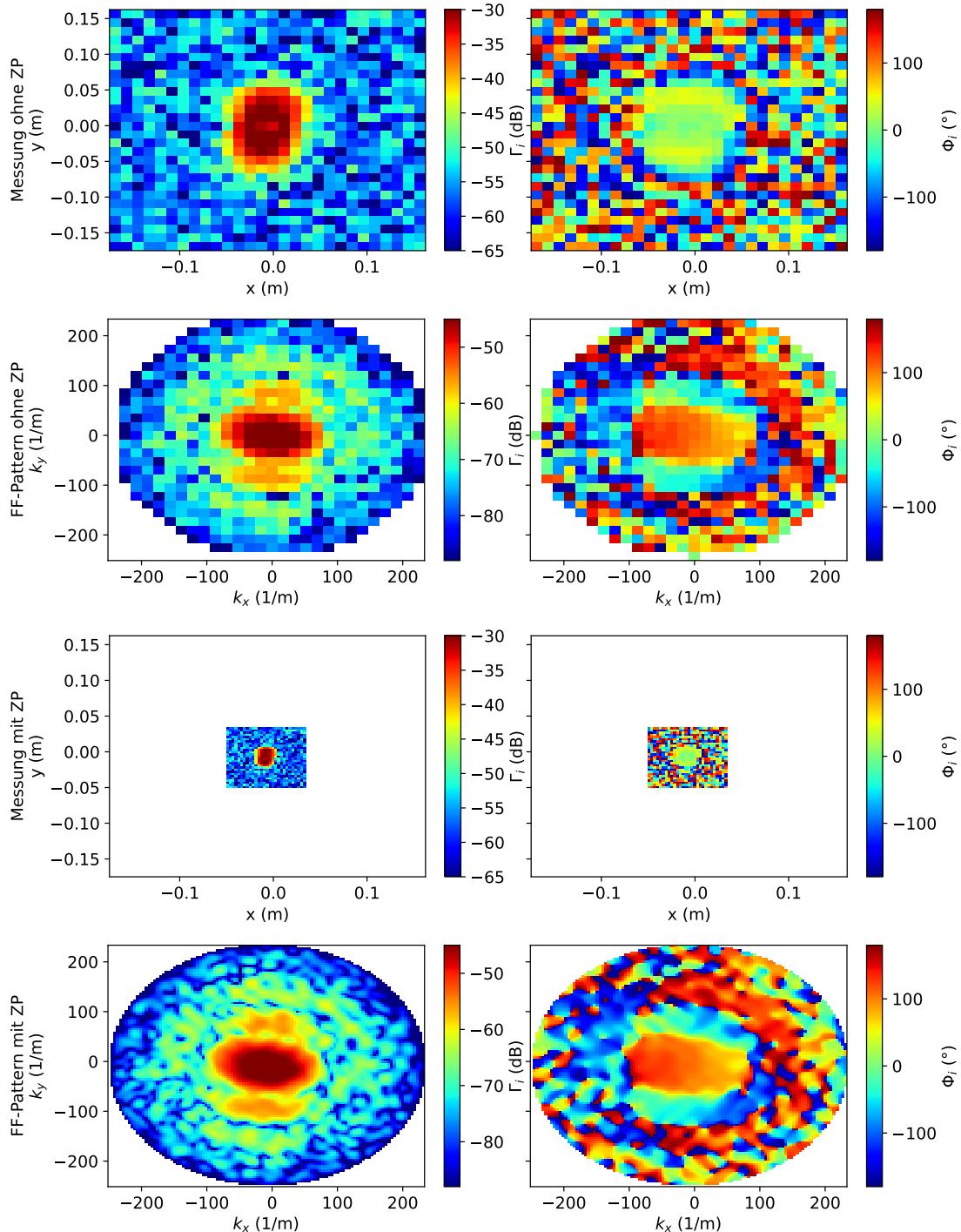


Abbildung 4.3: Zero-Padding einer Messung

KAPITEL 5

Evaluierung

Im Laufe dieses Kapitels wird zunächst auf den Vergleich der sphärischen Referenzmessung mit den transformierten planaren Messungen eingegangen (Unterkapitel 5.1) und anschließend auf die Vergleiche der planaren Messungen untereinander (Unterkapitel 5.2). Zum Schluss werden noch Beobachtungen bzgl. der Messungen und FF-Pattern (Unterkapitel 5.3) diskutiert.

5.1 Referenzmessungsvergleich

Vorweg sei erwähnt, dass es sich bei den Darstellungen dieses Unterkapitel ausschließlich um Vergleiche bzgl. einer Frequenz von 12 GHz handelt. Um die Vergleiche zwischen den planaren Nahfeldmessungen und der sphärischen Referenzmessung zu bewerkstelligen, müssen die planaren Messungen, wie in den Unterkapiteln 4.2.4 und 4.2.5 beschrieben, in eine sphärische Darstellung transformiert werden. Anschließend folgen in jedem Knotenpunkt i des Messnetzes die Ermittlungen der Abweichungen der Beträge (Γ_i) mit Hilfe der quadratischen Abweichung zweier Punkte, in Englisch square error ($\Gamma_{i,se}$), und der Phasen (Φ_i) mit einer einfachen Phasendifferenz ($\Phi_{i,diff}$) zweier Punkte:

$$\Gamma_{i,se} = (\Gamma_{i,ref} - \Gamma_{i,planar})^2 \quad (5.1)$$

$$\Phi_{i,diff} = \Phi_{i,ref} - \Phi_{i,planar} \quad (5.2)$$

In diesen Gleichungen ist der Index planar stellvertretend für die FF-Pattern der planaren Nahfeldmessungen, welche in eine sphärische Darstellung transformiert wurden. Für den Betrag kommt außerdem noch der normalisierte quadratische Fehler ($\Gamma_{i,nse}$) zu Anwendung:

$$\Gamma_{i,nse} = \left(\frac{\Gamma_{i,ref} - \Gamma_{i,planar}}{\Gamma_{i,ref}} \right)^2 = \frac{\Gamma_{i,se}}{\Gamma_{i,ref}^2} \quad (5.3)$$

Um einen Gesamtabweichungsfaktor (GAF) bzgl. des Betrags für jeden Patternvergleich k zu ermitteln, kommen für die Betragsabweichung zwei Faktoren zur Anwendung; der Mittelwert des quadratischen Fehlers ($\bar{\Gamma}_{k,\text{se}}$) sowie der des normalisierten quadratischen Fehlers ($\bar{\Gamma}_{k,\text{nse}}$):

$$\bar{\Gamma}_{k,\text{se}} = \frac{1}{MN} \sum_{i=0}^{MN} \Gamma_{i,\text{se}} \quad (5.4)$$

$$\bar{\Gamma}_{k,\text{nse}} = \frac{1}{MN} \sum_{i=0}^{MN} \Gamma_{i,\text{nse}} \quad (5.5)$$

Die Dimensionen des sphärischen Repräsentationsfeldes entsprechen $M = \theta_{\text{Total}} = 91$ und $M = \varphi_{\text{Total}} = 360$. Somit wird über eine Anzahl von $MN = 32\,760$ Werten summiert.

Werden die Vektorbeträge $|\bar{\Gamma}_{k,\text{se}}|$ (5.6) bzw. $|\bar{\Gamma}_{k,\text{nse}}|$ (5.7) über die GAF der $E_{\theta,k}$ - und $E_{\varphi,k}$ -Komponenten gebildet, wird das Problem der Analyse, welches Pattern am besten zur Referenzmessung passt, noch um eine weitere Dimension verringert. Für jeden Vergleich der Referenzmessung mit einer transformierten Planarmessung k existieren somit Vektorbeträge $|\bar{\Gamma}_{k,\text{se}}|$ und $|\bar{\Gamma}_{k,\text{nse}}|$, welche repräsentativ für die Übereinstimmung der zwei Messungen sind:

$$E_{\theta,k} = \bar{\Gamma}_{\theta,k,\text{se}}, \quad E_{\varphi,k} = \bar{\Gamma}_{\varphi,k,\text{se}} \\ |\bar{\Gamma}_{k,\text{se}}| = \sqrt{E_{\theta,k}^2 + E_{\varphi,k}^2} = \sqrt{\bar{\Gamma}_{\theta,k,\text{se}}^2 + \bar{\Gamma}_{\varphi,k,\text{se}}^2} \quad (5.6)$$

$$E_{\theta,k} = \bar{\Gamma}_{\theta,k,\text{nse}}, \quad E_{\varphi,k} = \bar{\Gamma}_{\varphi,k,\text{nse}} \\ |\bar{\Gamma}_{k,\text{nse}}| = \sqrt{E_{\theta,k}^2 + E_{\varphi,k}^2} = \sqrt{\bar{\Gamma}_{\theta,k,\text{nse}}^2 + \bar{\Gamma}_{\varphi,k,\text{nse}}^2} \quad (5.7)$$

Da die genaue Distanz zur AUT im realen Anwendungsfall normalerweise nicht bekannt ist, sind die Phasenlagen des FF-Pattern von kleiner Relevanz. Aufgrunddessen werden sie für die Auswertung, welches der Pattern der planaren Nahfeldmessungen am besten zur Referenzmessung nach SOTA passt, nicht weiter betrachtet.

5.1.1 Vergleich der Referenzmessung mit einer transformierten Planarmessung

Es gilt nun die verschiedenen Messpunkte einer Halbssphäre miteinander zu vergleichen. Dabei werden bereits erwähnte unterschiedliche Herangehensweisen für Betrag und Phase gewählt, welche durch die Gleichungen (5.1) bzw. (5.3) und (5.2) beschrieben sind.

Abbildung 5.1 zeigt in der ersten Reihe den quadratischen Fehler der Beträge ($\Gamma_{i,\text{se}}$) und in der zweiten deren normalisierten quadratischen Fehler ($\Gamma_{i,\text{nse}}$) in jedem Punkt i eines sphärischen 91x360-Messnetzes.

Je stärker die elektrischen Feldwerte sind, umso höher kann die Differenz einer Abweichung dieser beiden ausfallen. Das ist der Grund, warum die Darstellung mittels $\Gamma_{i,se}$ vor allem an den Stellen im FF-Patterns die größten Werte abbildet, an denen die Feldstärken stark abfallen. Es ist zu sehen, dass die Komponenten E_θ und E_ϕ an diesen Stellen ein Maximum von bis zu etwa -14 dB bzw. -13 dB aufweisen.

Durch die Bildung des normalisierten Fehlers ($\Gamma_{i,nse}$) wird hervorgehoben, wie stark das Feld der transformierten planaren Messung von der Referenzmessung nach SOTA in jedem Knotenpunkt abweicht. Große Übereinstimmungen sind im Bereich $\theta \approx [0^\circ, 10^\circ]$ zu erkennen, welche noch weit unter die in der Farbskala gewählten -27.5 dB reichen. Die großen positiven Ausreißer von teils bis zu über 40 dB, was im linearen quadratischen Fehlern des über 10 000-fachen entsprechen, sind auf mehrere Ursachen zurückzuführen. Betrachten wir den Bezug auf die Referenzmessung:

$$\Gamma_{i,nse,dB} = 40 \text{ dB} = 10 \log_{10}(\Gamma_{i,nse,lin}) \Rightarrow \Gamma_{i,nse,lin} = 10^{\frac{40}{10}} = 10000 \quad (5.8)$$

$$\Gamma_{i,nse,lin} = 100^2 = \left(\frac{\Gamma_{i,ref} - \Gamma_{i,planar}}{\Gamma_{i,ref}} \right)^2 \Rightarrow \Gamma_{i,planar} = -99 \Gamma_{i,ref} \quad (5.9)$$

An manchen Stellen beträgt der Wert des Betrags der Feldstärke der transformierten Planarmessung dementsprechend wesentlich mehr als das 100-fache als jener der Referenzmessung. Auch ein $\Gamma_{i,nse} = 0$ dB kommt bereits einer 9 mal größeren Feldstärke der planaren Nahfeldmessung als jene der Referenzmessung gleich. Da Werte über 0 dB sehr stark von der Messung nach SOTA abweichen, wurde die Farbskala für den $\Gamma_{i,nse}$ auf 0 dB begrenzt.

Es ist klar zu erkennen, dass sich der Großteil dieser Fehler bei Übergängen von $\varphi_{\{E_\theta, E_\phi\}} = \{0^\circ, 180^\circ, 90^\circ, 270^\circ\}$ befindet. Bei Betrachtung von Abbildung 4.2 fällt auf, dass bei der Referenzmessung in diesen Bereichen die Farbdarstellung tiefblau ist. Tatsächlich sind die Beträge der Feldwerte dort noch weit kleiner als -40 dB. Bei der transformierten Planarmessung jedoch existieren in diesen Bereichen teils Werte um die -20 dB. Diese große Differenz ist der Grund warum im Vergleich mittels $\Gamma_{i,nse}$ diese Stellen in tiefrot dargestellt sind.

Abgesehen davon, dass die Hauptursache dieser Abweichungen der genannten Bereichen dem EM Rauschen zuzuschreiben ist, kann ein Teil dieser Fehler in der nicht exakten Rotationen der AUT der beiden unterschiedlichen Messvorgänge bzw. deren späteren Anpassung liegen.

5.1.2 Gegenüberstellung der Referenzvergleiche

Um einen auf die Referenzmessung bezogenen GAF zwischen jener und einer transformierten Planarmessung für den Betrag zu bekommen, erfolgt eine Ermittlung der in den Gleichungen für $\bar{\Gamma}_{k,se}$ (5.4) und $\bar{\Gamma}_{k,nse}$ (5.5) definierten Mittelwerte.

In den Abbildungen 5.2 und 5.3 sind diese Gesamtfaktoren nach deren Vergleichsfaktoren bzgl. des Betrags in Gruppenbalkendiagrammen aufgereiht. Diese Diagramme

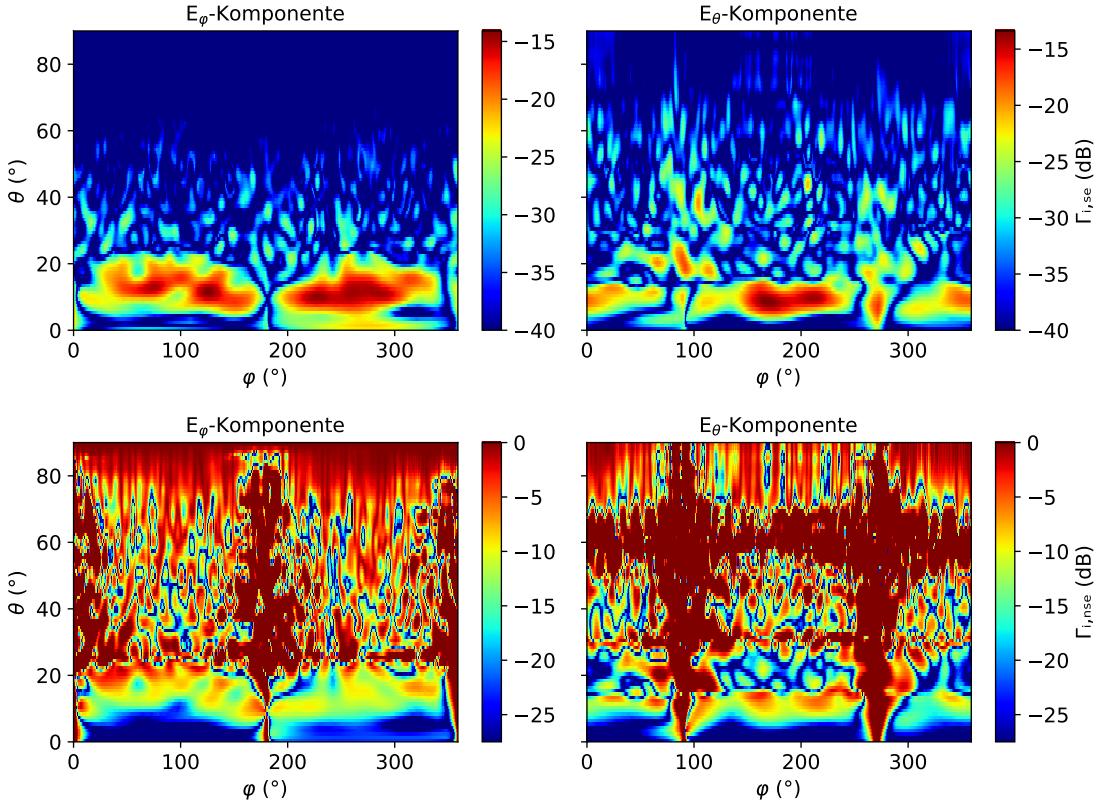
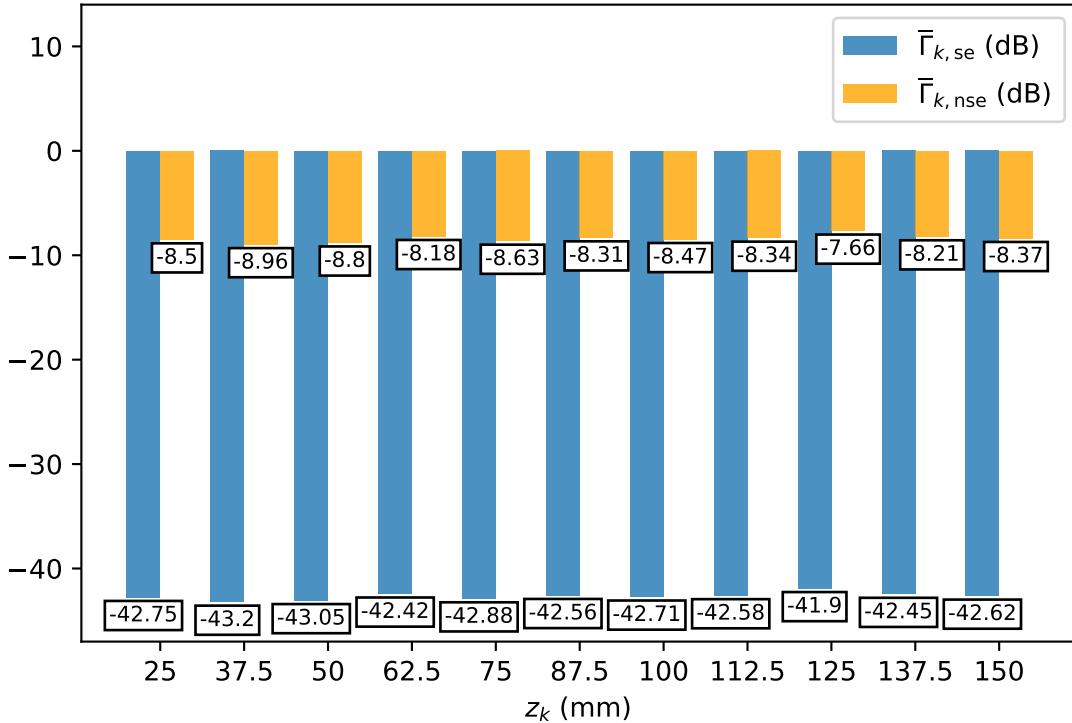


Abbildung 5.1: $\Gamma_{i,se}$ und $\Gamma_{i,nse}$ der Messungen aus Abbildung 4.2

veranschaulichen, welche Distanz der transformierten, planaren Messung, der E_θ bzw. E_φ -Komponenten, der Referenzmessung am meisten gleicht, wobei eine kleinerer dB-Wert einer größeren Übereinstimmung der beiden FF-Pattern entspricht.

Schlussendlich ist Abbildung 5.4 eine Auflistung der GAF der Beträge $|\bar{\Gamma}_{k,se}|$ (5.6) und $|\bar{\Gamma}_{k,nse}|$ (5.7), welche zur finalen Bewertung der bestgeeigneten Distanz z_k der Planarmessung im Vergleich zur gewählten Referenzmessung nach SOTA herangezogen wird. Generell ist zu sehen, dass die Abweichungen der unterschiedlichen Faktoren nicht besonders hoch sind, was zu erwarten war, da alle Messungen im radiativem Nahfeld stattfanden, welches für die Messwertaufnahme zur Ermittlung der FF-Pattern vorgesehen ist. Diese Bereiche in denen $|\bar{\Gamma}_{k,se}|$ und $|\bar{\Gamma}_{k,nse}|$ liegen, beschränkten sich auf 0.95 dB und 1.02 dB.

Die Ergebnisse für $|\bar{\Gamma}_{k,se}|$ sind wesentlich kleiner, da die Normierung auf die Referenzmessung entfällt. Dadurch bewegen sich die Werte im Linearen mehrere Zehnerpotenzen unterhalb jener der $|\bar{\Gamma}_{k,nse}|$, was die deutliche Abweichung in Dezibel erklärt. Bei genauer Betrachtung der Abbildungen 5.2, 5.3 und 5.4 ist zu erkennen, dass gleichgültig ist, welcher der beiden GAF verwendet wird. Die Reihenfolge von im Vergleich besser zu schlechter abschneidenden Messungen ändert sich nicht.


 Abbildung 5.2: Referenzmessungsvergleiche der E_θ -Komponenten

Die laut diesem Analyseweg am besten geeignete Distanz zur planaren Nahfeldmessung entspricht $z_1 = 37.5$ mm mit einem $\Gamma_{1,se} = -38.94$ dB bzw. einem $\Gamma_{1,nse} = -6.43$ dB, wie der Abbildung 5.4 zu entnehmen ist.

Das ist keine besonders gute Übereinstimmung, da prozentual gesehen das beste Ergebnis des FF-Patterns der planaren Messung der mittleren Feldstärke aller Messpunkte um $\pm 47,7\%$ von dem der Referenzmessung abweicht. Gründe dafür können neben dem EM Rauschen, das auf der ganzen Messebene vorherrscht, fehlende Parallelität zwischen Apertur- und Messebene oder Ungenauigkeiten bzgl. der Rotation der AUT und der Distanzierung der Messebene sein.

5.2 Planarmessungsvergleich

Zum Vergleich der Ergebnisse zweier Messebenen gleicher Frequenz, muss deren FF-Pattern ermittelt werden. Wie bereits beschrieben, werden die beiden Messungen auf die selbe Referenzebene verschoben (4.2) und anschließend deren FF-Pattern nach Konvention (2.19) ermittelt. Nach Konvention bedeutet, dass das FF-Pattern unabhängig von Phasenterm und Distanz dargestellt wird. Nach diesen erfolgten Schritten können die folgenden Punkte untersucht werden.

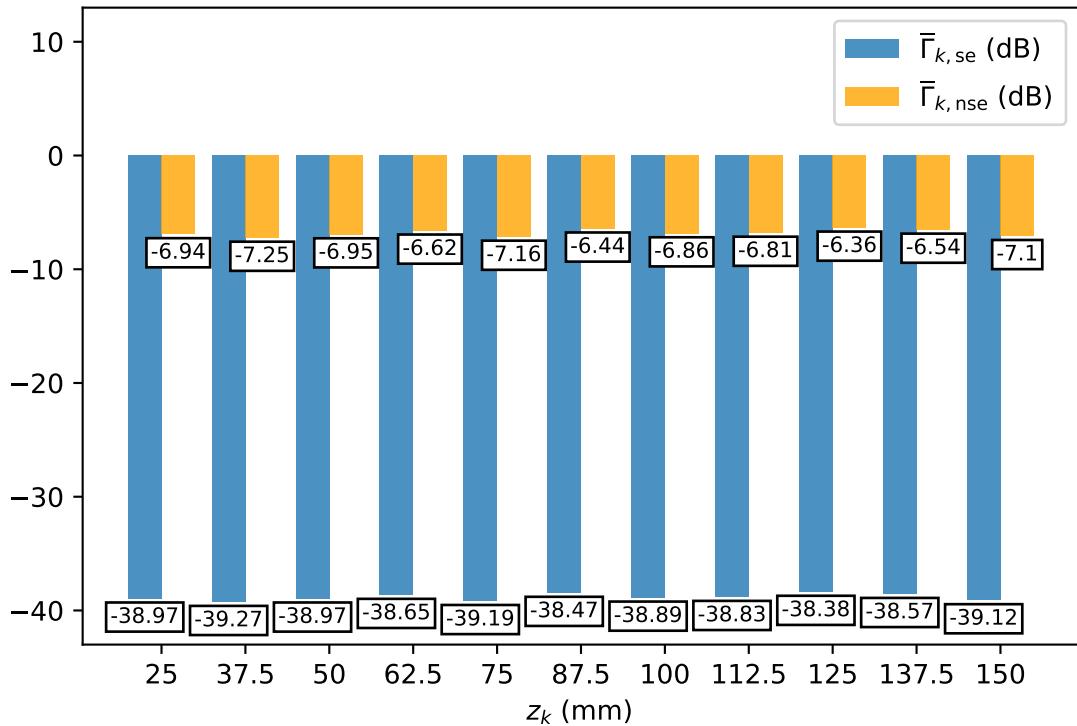
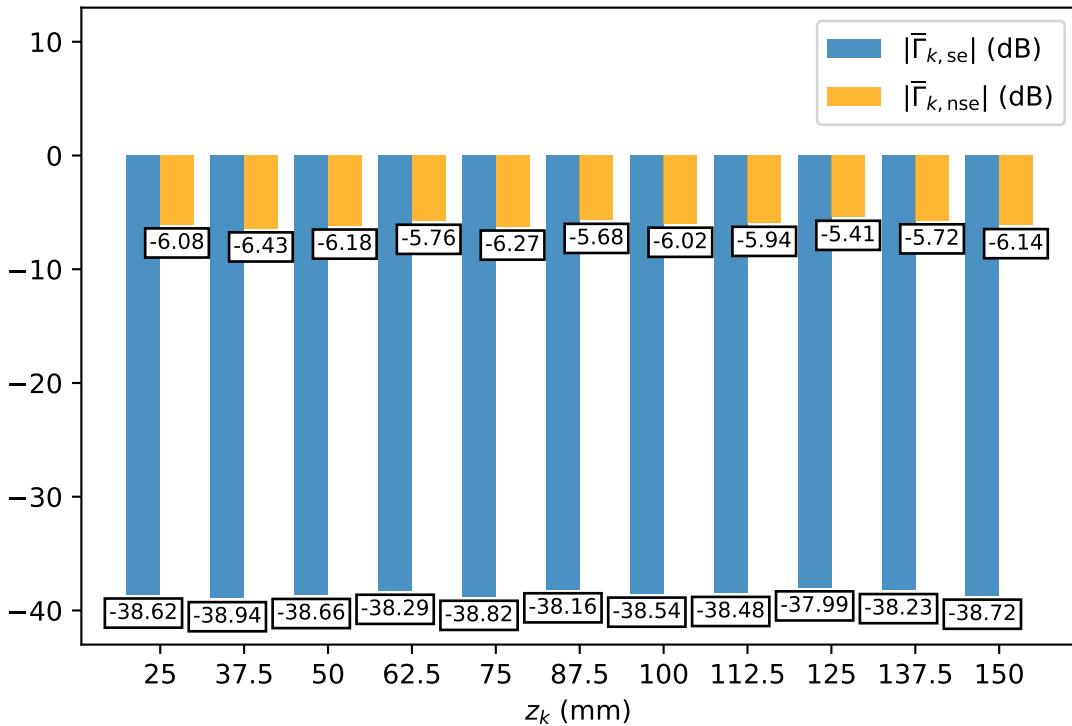


Abbildung 5.3: Referenzmessungsvergleiche der E_φ -Komponenten

5.2.1 Vergleich zweier planarer Messungen

Die Abbildung 5.8 zeigt einen Vergleich des FF-Patterns der Messung in 75 mm Distanz mit dem der Messung in 125 mm Distanz zwischen Messebene und AUT nach Betrag und Phase. Die linke Spalte ist representativ für die Beträge und die rechte für die Phasen. Die ersten zwei Reihen sind stellvertretend für die beiden unterschiedlichen Messdistanzen. In Reihe drei sind $\Gamma_{i,se}$ (5.1) und $\Phi_{i,diff}$ (5.2) und in Reihe vier $\Gamma_{i,nse}$ (5.3) und noch einmal $\Phi_{i,diff}$ abgebildet, da für diese keine weiteren Vergleichskriterien definiert wurden.

Ähnlich wie bei dem Referenzmessungsvergleich (Unterkapitel 5.1.1) sind auch hier für $\Gamma_{i,se}$ die größten Abweichungen in Bereichen in denen die Feldstärken sich stark ändern zu beobachten. Wegen der Verschiebungen zwischen den Zentren von AUT und Messebene der jeweiligen Messungen, welche auf die manuelle Ausrichtung des Hornstrahlers zurückzuführen ist, sind dort die Maximalwerte von ca. -12 dB zu erkennen. Bei Betrachtung des $\Gamma_{i,nse}$ hingegen, wird klar, dass der auf die Werte der ersten Messung normalisierte quadratische Fehler im Zentrum die kleinsten Werte aufweist. Die Ursache liegt in der höheren Übereinstimmung der Feldbeträge im Zentrum im Gegensatz zu den äußeren Bereichen des EM Rauschens.


 Abbildung 5.4: Betragsabweichungen $|\bar{\Gamma}_k|$ der elf Referenzmessungsvergleiche

5.2.2 Gegenüberstellung der Planarvergleiche

Bei Betrachtung des Vergleichsfeldes zweier planaren FF-Pattern, werden die selben GAF verwendet wie bei den Vergleichen sphärischer Messungen (Unterkapitel 5.1). Beim Vergleich eines FF-Patterns einer gewählten Distanz mit dem aller anderen Distanzen, können die GAF $\bar{\Gamma}_{k, \text{se}}$ und $\bar{\Gamma}_{k, \text{nse}}$ wieder in einem Gruppenbalkendiagramm nach Messdistanz z_k gegenübergestellt werden. Ignoriert man dabei das Pattern jener Distanz die momentan verglichen wird, kann diesem Balkendiagramm entnommen werden, welche der Distanzen am besten zum FF-Pattern gewählter Distanz ($z_0 = 25$ mm) passt.

Abbildungen 5.5 und 5.6 zeigen die Vergleiche der 12 GHz-Pattern mittels der Gruppenbalkendiagramme für die x- und der y-Komponenten der elektrischen Feldstärken. Bei der Betrachtung der Komponenten E_x ist zu erkennen, dass für den Betrag die Messdistanz von 50 mm am besten mit der Messung bei 25 mm übereinstimmt. Für die Komponenten E_y liegt das beste Ergebnis des Betragvergleichs in einer Distanz von 137.5 mm. Die Werte bei dem Messungsvergleich der Beträge der Distanz von 25 mm mit sich selbst sind keine repräsentative Dezibel-Werte, da diese bei einer kompletten Übereinstimmung im negativen Unendlichen liegen würden. Stattdessen sind diese Nullwerte als ein Auslassen der Messung dieser Distanz zu betrachten.

Zu erkennen ist auch, dass sich $\bar{\Gamma}_{k, \text{se}}$ und $\bar{\Gamma}_{k, \text{nse}}$ von E_x bzw. E_y beide innerhalb ei-

nes Bereichs von 0.84 dB bzw. 0.68 dB bewegen, was für eine gewisse Kontinuität der Messwertaufnahme der planaren Messungen spricht.

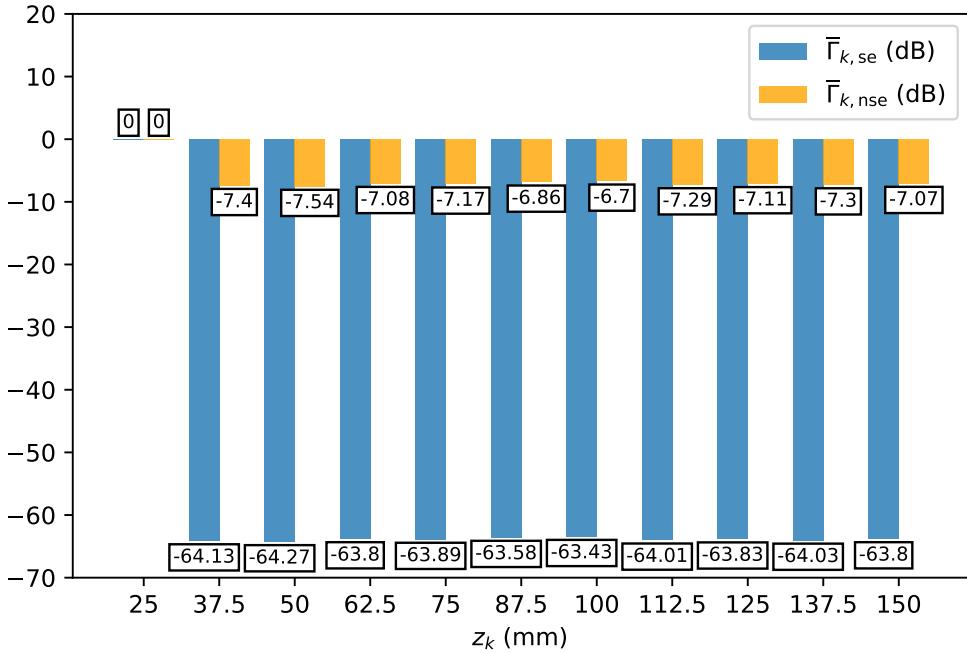


Abbildung 5.5: E_x -Planarmessungsvergleiche bzgl. der Messung $z_0 = 25$ mm

Auch hier können wie beim Vergleich mit der Referenzmessung die am besten zueinanderpassenden Planarmessungen mittels der Vergleichsfaktoren $|\bar{\Gamma}_{k,se}|$ (5.6) und $|\bar{\Gamma}_{k,nse}|$ (5.7) ermittelt werden. Aus der Abbildung 5.7 kann abgelesen werden, dass die Messung der Distanz $z_2 = 50$ mm am besten zu der verglichenen Planarmessung der Distanz $z_0 = 25$ mm passt. Sowohl $|\bar{\Gamma}_{k,se}|$ als auch $|\bar{\Gamma}_{k,nse}|$ sind innerhalb eines Fensters von 0.68 dB beschränkt.

5.3 Beobachtungen

Nun werden noch Beobachtungen bzgl. fehlerhafter Messwerte und der Umgang mit ihnen sowie frequenzabhängige Phasenunterschiede der FF-Pattern besprochen.

5.3.1 Fehlerhafte Messwerte

Während der Entwicklung des Programms wurde festgestellt, dass an manchen Knotenpunkten des Messfeldes beide Komponenten E_x und E_y den Messwert Null aufweisen. Dies entspricht keinem gültigen Wert, da zumindest ein Rauschen gemessen werden sollte. Grund dafür kann ein Wackelkontakt in der Zuleitung oder ein zu kurzes Verweilen der Sonde am Messort sein. Um diese fehlerhaften Messungen zu kompensieren, wird der

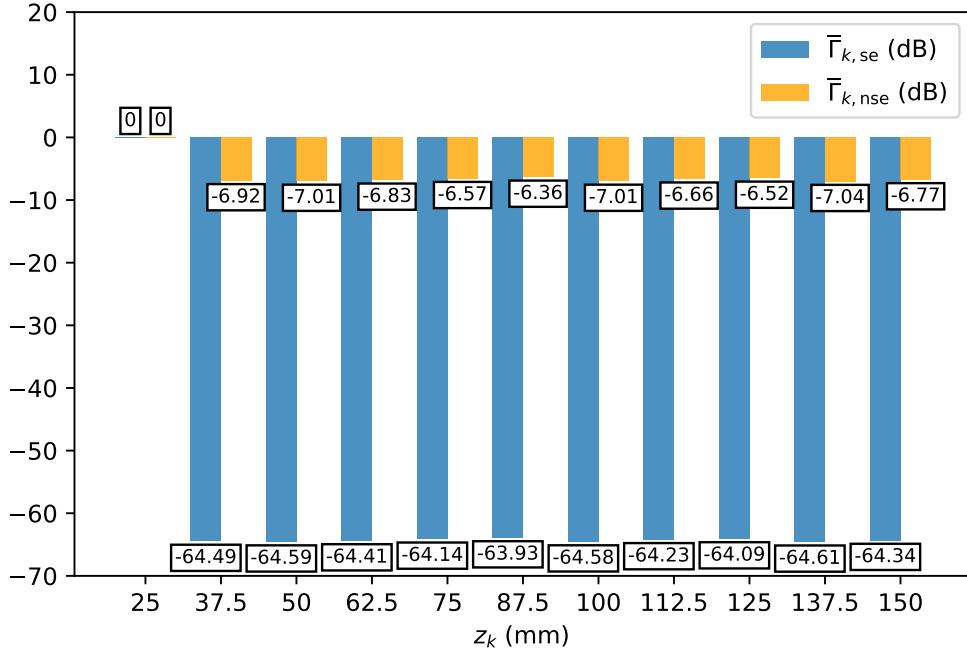


Abbildung 5.6: E_y -Planarmessungsvergleiche bzgl. der Messung $z_0 = 25$ mm

Mittelwert über alle angrenzenden Messwerte gebildet, welcher den fehlerhaften Messwert ersetzt.

Die Fehleranalyse für 12 GHz, welche in Tabelle 5.1 festgehalten ist, zeigt die Positionen fehlerhafter Messwertaufnahmen. Dabei beziehen sich die Werte des Distanzindex und der Distanz zwischen AUT und Messebene auf die Menge z_k (3.2) und die Feldindexe bzw. Feldpositionen auf die Mengen x_i (3.5) und y_j (3.6). Erkennbar ist, dass in der Distanz von 125 mm Fehler in der Nähe des Zentrums des Feldes sind, wo sie Auswirkungen auf die Analyse der FF-Pattern haben können. Die meisten Messfehler befinden sich jedoch außerhalb des relevanten Messbereichs, in dem hauptsächlich ein Rauschen detektierbar ist.

5.3.2 Frequenzabhängige Phasenunterschiede

Die Referenzebene fällt im Rahmen dieser Arbeit auf die Aperturebene der AUT. Messungen in unterschiedlichen Distanzen weisen je nach Distanz und Frequenz eine andere Phase auf. Um die Phasen gleicher Frequenzen unterschiedlicher Messdistanzen miteinander vergleichen zu können, werden diese auf die Referenzebene verschoben.

Nun sind jedoch nur Messungen gleicher Frequenz auf der gewählten Referenzebene miteinander vergleichbar, da Moden unterschiedlicher Frequenzen bereits im Hornstrahler verschiedene Ausbreitungsgeschwindigkeiten aufweisen, wodurch die gleiche Phase

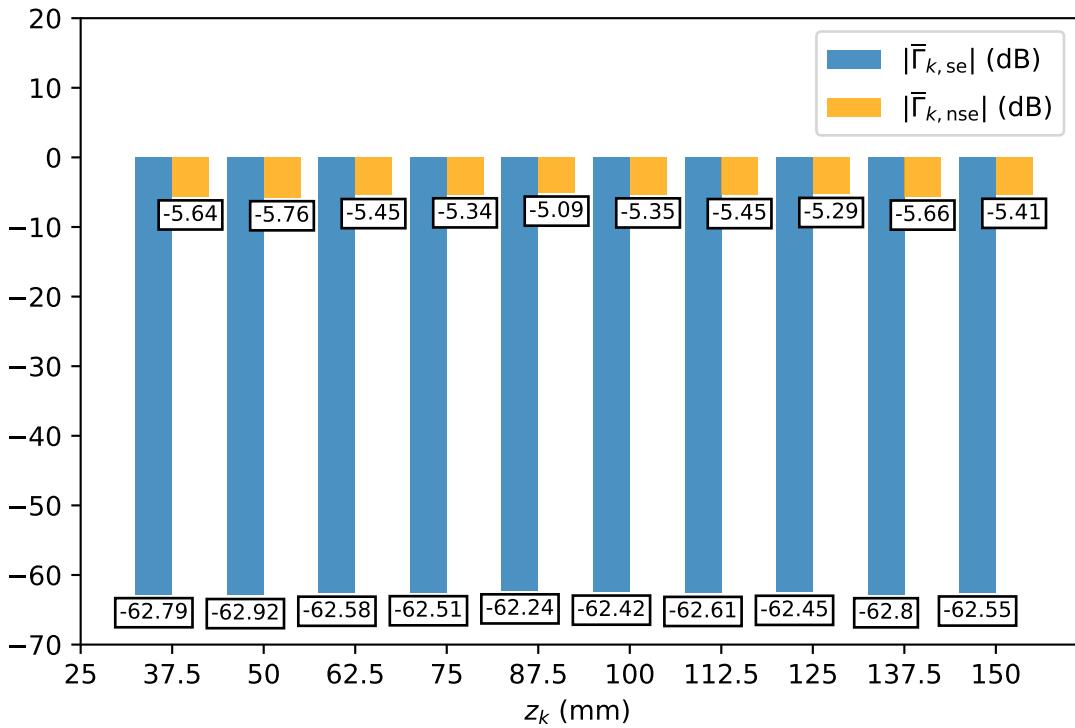


Abbildung 5.7: Betragsabweichungen $|\bar{\Gamma}_k|$ der Planarmessungsvergleiche

zweier EM Wellen unterschiedlicher Frequenz zu jeweils anderen Zeitpunkten an der Aperturebene ankommt.

Dies kann in Abbildung 5.9 zwischen den Frequenzen 10 GHz und 12.5 GHz beobachtet werden. Die ersten zwei Reihen zeigen die elektrischen Feldbeträge der FF-Pattern zweier Distanzen. Die Spalten sind representativ für die zwei unterschiedlichen Frequenzen. Das selbe Muster wiederholt sich im Viererblock darunter bzgl. der Phase. Erkennbar ist, dass die unterschiedlichen Distanzen gleicher Frequenz miteinander vergleichbar sind, nicht jedoch jene unterschiedlicher Frequenz.

Da der Gitterabstand für alle Frequenzen der selbe ist ($\Delta x = \Delta y = 12.5$ mm), haben laut der Ausbreitungsbedingung $k_0^2 \geq k_x^2 + k_y^2$ Wellen mit kleineren Frequenzen weniger ausbreitungsfähige Anteile, also einen größeren evaneszenten Feldanteil. Representativ dafür ist bei kleineren Frequenzen der kleinere Kreis mit verwertbaren Daten in den Darstellungen der FF-Pattern.

Unregelmäßigkeiten treten auf, da die Distanzänderung zwischen AUT und Messegene manuell erfolgte. Dabei kann es zu leichten Neigungen der Messegene relativ zur Aperturebene der AUT kommen und zu kleinen Abweichungen der dokumentierten Distanz von der tatsächlichen.

Tabelle 5.1: Fehleranalyse der Messdaten bzgl. $f_{80} = 12$ GHz

Index [k]	Distanz z_k	Komp.	Index [i][j]	Feldposition (x_i, y_j)
[1]	37.5 mm	E_y	[17][22]	(37.5 mm, 100 mm)
[3]	62.5 mm	E_y	[09][19]	(-62.5 mm, 62.5 mm)
[4]	75 mm	E_y	[21][23]	(-150 mm, 112.5 mm)
[6]	100 mm	E_y	[03][11]	(-137.5 mm, -37.5 mm)
[6]	100 mm	E_x	[05][27]	(-112.5 mm, 162.5 mm)
[6]	100 mm	E_x	[26][03]	(150 mm, -137.5 mm)
[6]	100 mm	E_x	[26][18]	(150 mm, 50 mm)
[8]	125 mm	E_x	[15][21]	(12.5 mm, 87.5 mm)
[8]	125 mm	E_x	[16][07]	(25 mm, -87.5 mm)
[8]	125 mm	E_x	[27][01]	(-87.5 mm, -162.5 mm)

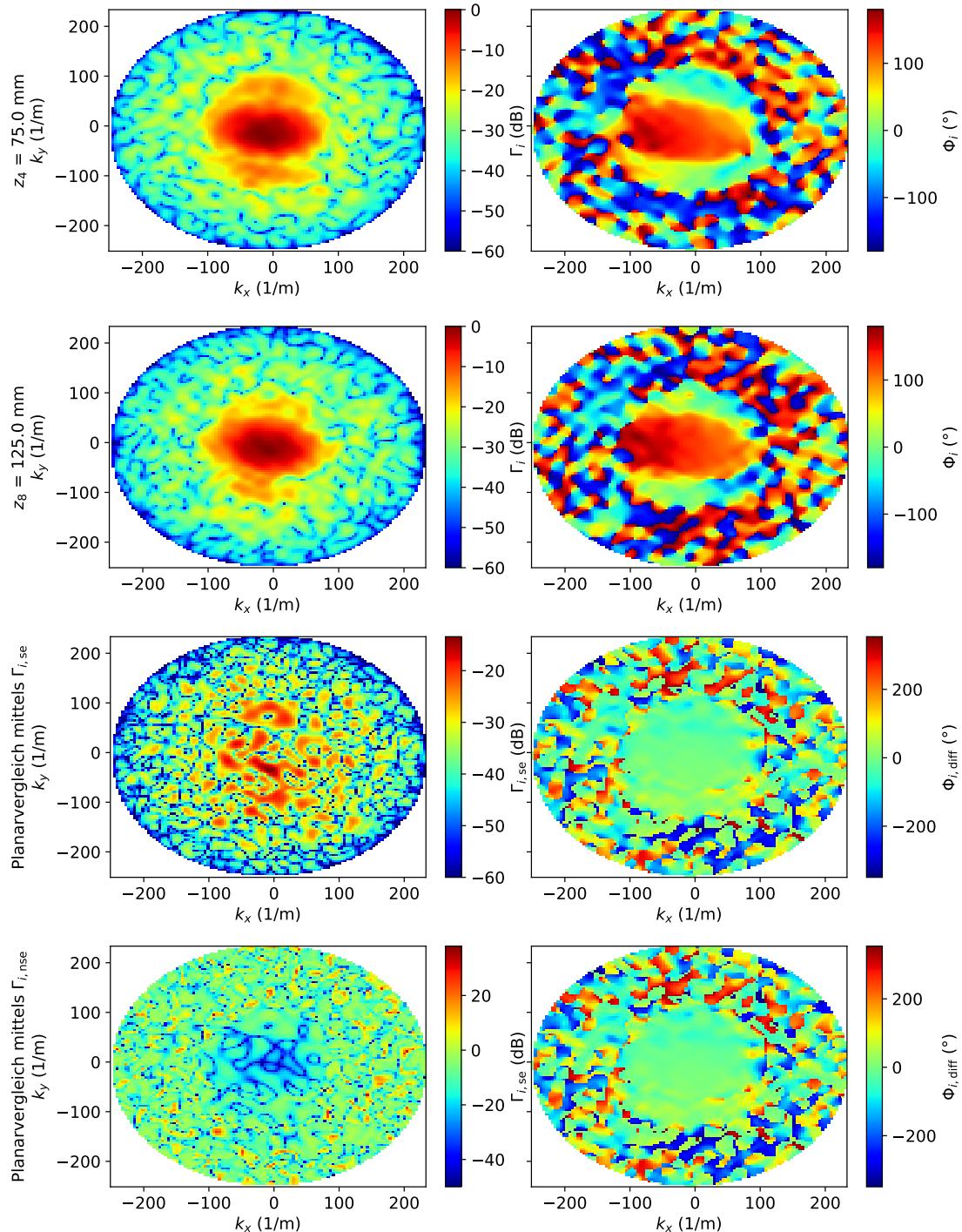


Abbildung 5.8: FF-Patternvergleiche der Distanz z_4 mit der Distanz z_8

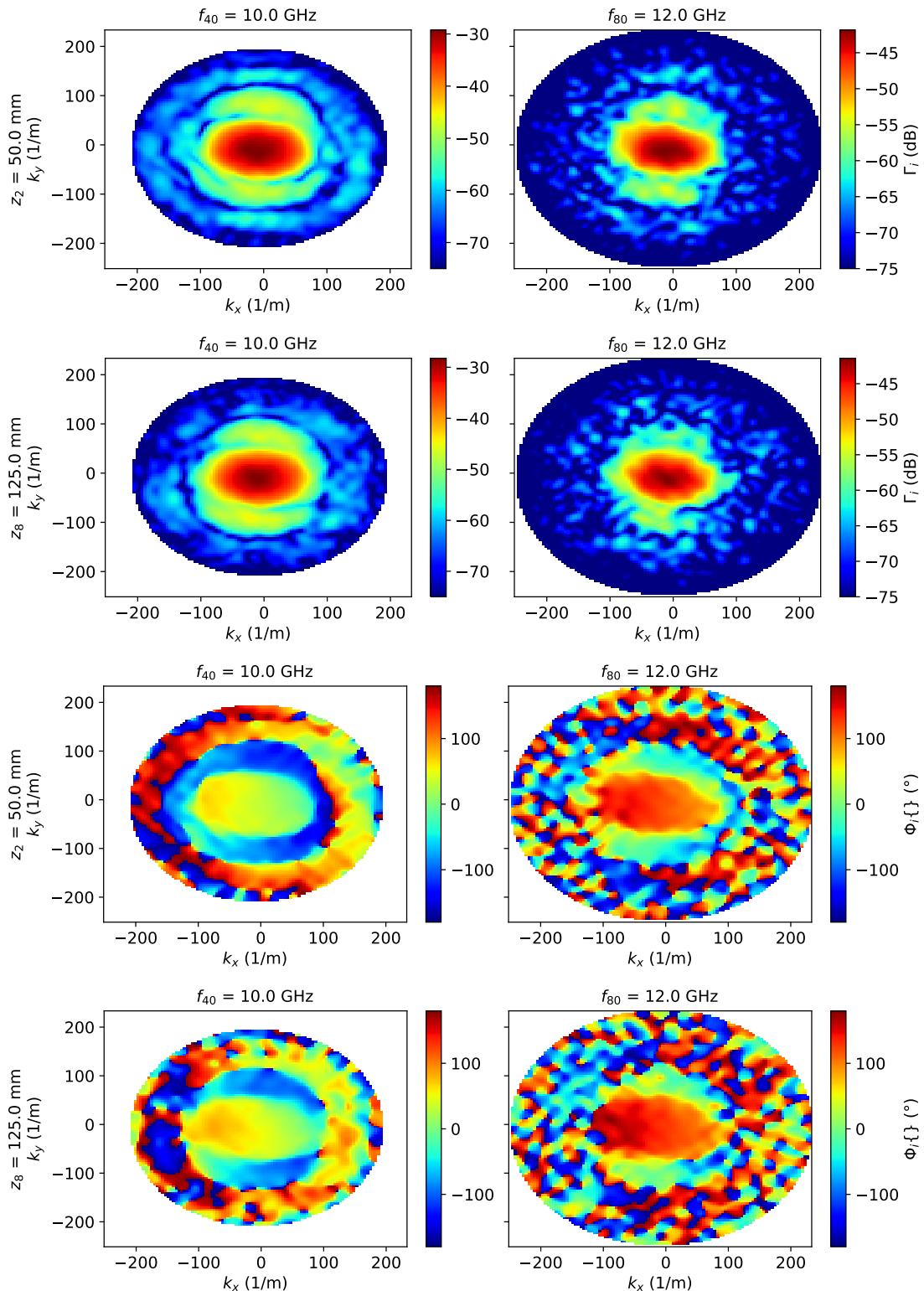


Abbildung 5.9: Gegenüberstellung der Beträge und Phasen unterschiedlicher Frequenzen

Konklusion

Die bestmögliche Übereinstimmung der ermittelten FF-Pattern planarer Nahfeldmessungen mit der Referenzmessung kann sich in Betrag und Phase, aber auch in den unterschiedlichen, orthogonalen Komponenten der Feldstärken, unterscheiden. Da die Phasenlagen im Fernfeld aufgrund der unbekannten Distanz zur Antenne von geringer Relevanz sind, wurde mit Hilfe des Betrags der E_θ - und E_φ -Komponenten (5.6) bzw. (5.7) dieses Problem auf eine Dimension verringert.

Die laut diesem Analyseweg am besten geeignete Distanz zur planaren Nahfeldmessung entspricht $z_1 = 37.5 \text{ mm}$ mit einem $\Gamma_{1,\text{se}} = -38.94 \text{ dB}$ bzw. einem $\Gamma_{1,\text{nse}} = -6.43 \text{ dB}$ (Abbildung 5.4).

Gründe für die mittlere Abweichung der Feldstärken des FF-Patterns um $\pm 47,7\%$ von der Referenzmessung können neben dem EM Rauschen, das auf der ganzen Messebene vorherrscht, fehlende Parallelität zwischen Apertur- und Messebene oder Ungenauigkeiten bzgl. der Rotation der AUT und der Distanzierung der Messebene sein.

Verbesserungspotentiale und zukünftige Arbeiten:

Bei den Messungen kam es an vereinzelten Knotenpunkten im Netz zu ungültigen Messungen. Dies kann zukünftig durch eine iterative Überprüfung der Messpunkte direkt nach der erfolgten Messung vermieden werden. Statt einer Sonde mit nur einer Polarisationsrichtung, kann eine mit zwei orthogonalen verwendet werden, um Fehler durch Rotationsmechanismen zu vermeiden. Die Positionierungsdistanz zwischen AUT und Messebene sollte mit einem mechanischen Positioniersystem mit Interferometer erfolgen, um diesbezüglich Ungenauigkeiten zu minimieren. Das Zentrum der Antennenapertur sollte genau über einem der Knotenpunkte plaziert sein, was bei der Zentralisierung der AUT bzgl. der Messebene nach einer ungeraden Gitteranzahl verlangt.

Wissenswert wäre es wie stark sich die Ergebnisse durch einen Messvorgang mittels genauer Positionierungsvorrichtungen verbessern und worin der Grund der besseren Ergebnisse der linearen Interpolation im Gegensatz zur kubischen liegt.

7

KAPITEL

Anhang

7.1 Aperturstrahler und Linse

In einem metallischen Hohlleiter können sich aufgrund der Randbedingungen, welche in guter Näherung denen eines idealen Leiters gleichen, nur bestimmte frequenzabhängige Feldkonfigurationen ausbreiten. Diese Konfigurationen werden als Moden bezeichnet.

Wird nun also eine Frequenz ausgewählt deren EM Welle im Hohlleiter ausbreitungsfähig ist, so propagierte diese Welle bis zum Ende des Leiters. Ist dieses Ende offen, wird ein Teil der elektromagnetischen Welle abgestrahlt. Jedoch wird auch ein nicht zu unterschätzender Teil in die entgegengesetzte Richtung des Hohlleiters reflektiert.

Um die reflektierte Welle im Hohlleiter zu verringern und die transmittierte zu maximieren, wird der Querschnitt des Hohlleiters aufgeweitet. Durch diese Prozedur wird also die Sendecharakteristik des Hohlleiters verbessert. Diese Form von Antennen wird auch als Aperturstrahler, Apertur lateinisch für Öffnung, bezeichnet.

7.1.1 Rundhohlleiter und Kegelhornantenne

Als AUT kommt ein Rundhohlleiter dessen Querschnitt sich kegelförmig verbreitert zum Einsatz. Aufgrund der kegelförmigen Aufweitung wird dieser Aperturstrahler unter anderem auch als Kegelhornstrahler bezeichnet. Der Grundmode des Rundhohlleiters ist der H_{11} -Mode. H_{m0} -Feldtypen sind im Rundhohlleiter nicht existenzfähig, weil zur Erfüllung der Randbedingung an der Hohlleiterwand immer eine Nullstelle des tangentialen elektrischen Feldes notwendig ist.

Mit Hilfe der Wellengleichung und einem Separationsansatz für H_z ,

$$(\nabla^2 + k_0^2)\underline{H}_z = 0, \quad \underline{H}_z = \underline{H}_0 f(\rho) g(\varphi) e^{-jk_z z} \quad (7.1)$$

wobei der Laplaceoperator $\Delta = \nabla^2 = \nabla \cdot \nabla$ in Zylinderkoordinaten verwendet wird,

$$\left(\frac{d^2}{d\rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{d}{d\rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{d^2}{d\varphi^2} + \frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right) H_z = 0 \quad (7.2)$$

erhält man Lösungen welche die Besselfunktionen $J_0(x)$ und deren Ableitung $J'_0(x)$ beinhalten (Abbildung 7.1). Für den spezifischen Fall des Grundmodes H_{11} entspricht das der Feldkonfiguration in Tabelle 7.1.

Tabelle 7.1: Feldkonfiguration des Grundmodes H_{11}

H-Komponenten	E-Komponenten
$H_z = H_0 J_0(K\rho)e^{-jk_z z}$	$E_z = 0$
$H_\rho = -H_0 \frac{jk_z}{K} J'_0(K\rho)e^{-jk_z z}$	$E_\rho = Z_F^H H_\varphi$
$H_\varphi = -H_0 \frac{jk_z}{K^2} \frac{1}{\rho} J_0(K\rho)e^{-jk_z z}$	$E_\varphi = -Z_F^H H_\rho$

Aufgrund der Tatsache, dass sie keine z-Komponente der elektrischen Feldstärke aufweisen, werden H-Wellen alternativ auch als transversal elektrisch bezeichnet. Auf die z-Richtung bezogen existiert dementsprechend nur ein transversal elektrisches Feld.

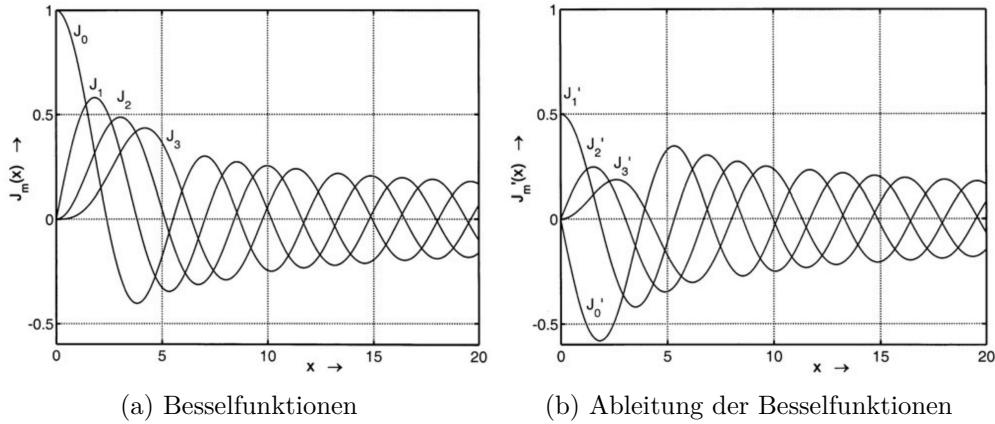


Abbildung 7.1: Darstellung der Besselfunktion und deren Ableitung [8]

Aus Tabelle 7.2 lässt sich der mit j'_{1n} der K_{11}^H -Wert der Separationsbedingung errechnen $K_{11}^H = \frac{j'_{1n}}{a}$, wobei a dem Radius des Rundhohlleiters entspricht.

Ausgehend von der Separationsbedingung kann außerdem hergeleitet werden, welche Frequenz f_c der cutoff-Frequenz entspricht, wobei es sich um jene Frequenz handelt, ab welcher die Welle im Hohlleiter nicht mehr ausbreitungsfähig ist. Im mathematischen Sinne ist das der Fall, wenn k_z komplex wird, also wenn der rechte Term folgender Gleichung kleiner als 0 wird.

$$\begin{aligned}
 k_z^2 = k_0^2 - K_{11}^2 &= \left(\frac{\omega}{c_0}\right)^2 - K_{11}^2 = 0 \Rightarrow \frac{\omega_c}{c_0} = K_{11} = \frac{2\pi f_c}{c_0} \\
 \Rightarrow f_c &= \frac{1}{2\pi} \frac{j'_{1n}}{a}
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Mit k_z lässt sich folgender Ausdruck für \underline{Z}_F^H herleiten,

$$\underline{Z}_F^H = \frac{\omega\mu_0}{k_z} = \frac{\omega\mu_0}{\sqrt{k_0^2 - K_{11}^2}} = \frac{\omega\mu_0}{k_0} \left(1 - \frac{K_{11}^2}{k_0^2}\right)^{-\frac{1}{2}} = \frac{\omega\mu_0}{k_0} \left[1 - \left(\frac{\frac{c_0}{2\pi} K_{11}}{\frac{c_0}{2\pi} k_0}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}}$$

wobei dieser sich durch $f_c = \frac{c_0}{2\pi} K_{11}$, $k_0 = \frac{\omega}{c_0} \Rightarrow f = \frac{c_0}{2\pi} k_0$, mit der Maxwellbeziehung $c_0^2 \varepsilon_0 \mu_0 = 1$ und der Vakuumimpedanz $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}$ zu folgendem Ausdruck vereinfachen lässt:

$$\underline{Z}_F^H = Z_0 \left[1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} \tag{7.4}$$

Mit Hilfe dieser Gleichung kann nun gezeigt werden, dass sich der Feldwellenwiderstand, bei wachsendem Radius a des Rundhohlleiters, immer mehr der Vakuumimpedanz annähert. Den optimalen Übergang zum Vakuum würde man bei $a = \infty$ erreichen.

$$\lim_{a \rightarrow \infty} \underline{Z}_F^H = \lim_{a \rightarrow \infty} Z_0 \left[1 - \left(\frac{\frac{1}{2\pi} \frac{j'_{1n}}{a}}{f}\right)^2\right]^{-\frac{1}{2}} = Z_0 [1 - 0^2]^{-\frac{1}{2}} = Z_0$$

Der Radius unserer AUT beträgt am Ende der Öffnung $a = 120$ mm. Bei einer Betriebsfrequenz von $f = 12\text{GHz}$ und der Nullstelle der Ableitung der Besselfunktion $j'_{11} = 1.841$, welche Tabellen entnommen werden kann, erhält man einen Abschlusswiderstand von $Z_F^H \approx 376.73 \Omega$, was in guter Näherung der Vakuumimpedanz $Z_0 \approx 376.7303 \Omega$ entspricht.

Tabelle 7.2: Einige Nullstellen der Besselfunktion sowie ihrer Ableitung

n	j_{0n}	j'_{0n}	j'_{1n}
1	2.405	3.832	1.841
2	5.520	7.016	5.331
3	8.654	10.17	8.536
4	11.79	13.32	11.71
5	14.93	16.47	14.86
6	18.07	19.62	18.02

Bei Aperturstrahlern mit großen Aperturen $L \gg \lambda_0$ kann der Aperturreflexionsfaktor in gröbster Näherung wie folgt abgeschätzt werden,

$$\underline{r} = \frac{Z_0 - Z_{11}^H}{Z_0 + Z_{11}^H} \quad (7.5)$$

woraus indirekt folgt, dass der transmittierte Anteil der Welle durch die Apertur maximal ist, wenn Z_0 dem Feldwellenwiderstand Z_{11}^H entspricht.

Betrachten wir im verlustfreien Fall die normierte reflektierte Leistung R und die normierte transmittierte Leistung T , untermauert folgende Gleichung diese Aussage.

$$\begin{aligned} 1 &= R + T = |\underline{r}|^2 + |\underline{t}|^2 \\ \Rightarrow |\underline{t}| &= \sqrt{1 - |\underline{r}|^2} \end{aligned} \quad (7.6)$$

7.1.2 Linse

Um die gekrümmten Phasenflächen am Ausgang eines Hornstrahlers zu ebenen, kommen Linsen zum Einsatz. Durch deren Einsatz erhöht sich die Direktivität eines Hornstrahlers. Man unterscheidet zwischen konvexen Verzögerungslinsen und konkaven Beschleunigungslinsen.

Bei Verzögerungslinsen wird ein konkav geformtes Dielektrum eingesetzt, um die Propagation der EM Welle im Zentrum zu verlangsamen. Dadurch, dass sich die gekrümmte Phasenfläche im Dielektrum langsamer bewegt als an den Rändern im Vakuum (Luft), wird diese geglättet und annähernd eben.

Im Gegensatz dazu existieren auch Beschleunigungslinsen, welche durch konkav geformte, äquidistante Metallplatten ein schnelleres Propagieren der Wellen an den Rändern des Hornstrahlers ermöglichen. Im Falle eines Kegelhornstrahlers sind diese Metallplatten als konzentrische Zylinder ausgeführt. In diesem Fall beweget sich die gekrümmte Phasenfläche an den Rändern durch den Einfluss der Metallplatten schneller, als im Zentrum im Vakuum, was den selben Effekt wie bei der Verzögerungslinse zur Folge hat; ein Ebnen der Phasenfläche.

Wie Abbildung 7.2 zeigt, handelt es sich bei der Linse der verwendeten AUT um eine konvexe Beschleunigungslinse, was an den konzentrisch verteilten Zylindern erkennbar ist.

7.2 Feldsonde

Bei der Feldsonde, die von den Linearachsen positioniert wird, handelt es sich um eine zirkulare Patchantenne mit einer Polarisationsrichtung. Da diese nur eine aufweist, muss die AUT gedreht werden, um mit Hilfe dieses Messaufbaus das vollständige EM Feld der Antenne rekonstruieren zu können. Im Bereich um die Sonde ist ein Absorber



Abbildung 7.2: AUT mit konvexer Beschleunigungslinse

angebracht, um die Störeinflüsse durch Reflexionen von EM Wellen in direkter Umgebung zu vermindern. Dieser Absorber ist der einzige, der im kompletten Messaufbau verwendet wird.

7.3 Kopplung zwischen elektrischem und magnetischem Feld

Durch die Rotationsgleichung der Maxwell-Beziehungen lässt sich außerdem die Kopplung zwischen elektrischem und magnetischem Feld ausdrücken. Somit muss bspw. nur die elektrische Feldstärke gemessen werden, welche im Nachhinein mit Hilfe der Kopplungs-gleichung jederzeit in die magnetische Feldstärke umgerechnet werden kann.

Die Rotationsgleichung, genauer gesagt das Induktionsgesetz,

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{d}{dt} \vec{B} \quad (7.7)$$

lässt sich mit dem Lösungsansatz der komplexen elektrischen Welle

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}\{\underline{\vec{E}}_0(\vec{k}, \omega)e^{-j(\vec{k} \cdot \vec{r} - \omega t)}\} \quad (7.8)$$

und dem Ersatz der Differentialoperatoren durch Linearoperatoren, was ein wesentlicher Vorteil komplexer Größen ist,

$$\frac{d}{dt} \leftrightarrow j\omega, \quad \vec{\nabla} \leftrightarrow -j\vec{k} \quad (7.9)$$

relativ einfach darstellen.

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0 \omega} \vec{k}_0 \times \vec{E} \quad (7.10)$$

7.4 Zusätzliche Denkansätze zur Interpolation

In diesem Abschnitt werden weitere Herangehensweisen diskutiert, die aufgrund von Ungenauigkeit bzw. Unpraktikabilität im Algorithmus dieser Arbeit nicht verwendet wurden. Den im folgenden Ansätzen fehlt außerdem noch die Transformation der Feld- und Phasenwerte nach Ludwig I (4.5).

7.4.1 Darstellung mittels naheliegenster Werte

Um die Positionsverteilung der Feldstärken in θ und φ darzustellen, ist es notwendig, für jedes Feldelement (i, j) unseres ermittelten FF-Patterns, die zugehörigen Winkel $\theta_{(i,j)}$ und $\varphi_{(i,j)}$ zu berechnen. Anschließend wird ein KOS mit $\theta = [0, 90]$ und $\varphi = (-180, 180]$ erstellt, wonach eine Zuweisung des Feldwertes an jenen (θ, φ) -Punkt im KOS erfolgt, der dem ermittelten $(\theta_{(i,j)}, \varphi_{(i,j)})$ -Punkt am nächsten ist (Abbildung 7.3). Je feiner das Netz des KOS gewählt wird, umso genau ist die Zuweisung der Feldwerte an deren Position.

Diese Methode zu verwenden ist jedoch problematisch, da schon kleinste Abweichungen von Winkeln im Fernfeld eine komplett andere Lokalisierung ausmachen! Außerdem kann es dazu kommen, dass bereits abgespeicherte Feldwerte von andern überschrieben werden. Sie ist also nicht nur ungenau, sondern auch mit Datenverlust behaftet. Deswegen wurde folgende Herangehensweise gewählt:

Eine präzise Variante der Ermittlung der (θ, φ) -Darstellung ist es, zuerst alle existierenden θ - und φ -Werte zu berechnen. Anschließend werden aus diesen Werten Listen für die Achsen erzeugt, welche nur eindeutige Werte beinhalten. Das damit erzeugbare Netz kann nun mit allen vorhandenen θ - und φ -Werten gefüllt werden. Eine Darstellung dieser Operation zeigt Abbildung 7.4. Um die Lücken der so entstandenen Darstellung mit einzelner verstreuter Werten zu schließen, kann eine Interpolation verwendet werden, die im folgenden Unterpunkt beschrieben wird.

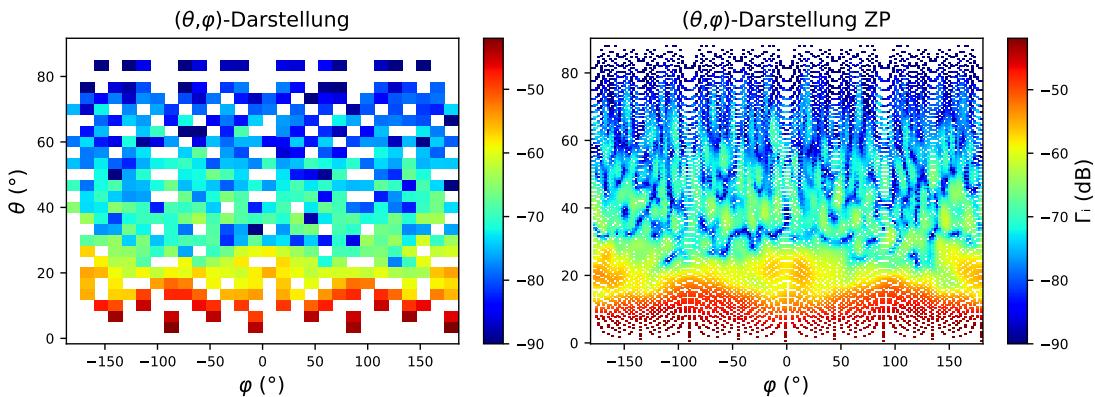


Abbildung 7.3: (θ, φ) -Darstellung der naheliegensten Punkte eines vorgegebenen Netzes der Beträge der elektrischen Feldstärke

7.4.2 Interpolation verteilter Punkte

Die Methode `scipy.interpolate.griddata`¹, der Bibliothek SciPy, kommt zum Einsatz um die Interpolation durchzuführen. Im Wesentlichen werden dieser Methode die (θ, φ) -Koordinaten eines Punktes und dessen Betrags- oder Phasenwerte übergeben. Außerdem wird noch das Netz benötigt, das von den im Punkt zuvor beschriebenen Achsen aufgespannt wird, worin unsere Feldwerte anschließend platziert werden. Der letzte notwendige Parameter ist die Art der Interpolation.

Die Interpolation nach den nächsten Werten, ersetzt nicht vorhandene Werte im Netz durch jene Feldwerte, die der Position am nächsten sind. Die lineare Interpolation interpretiert Werte die zwischen zwei Feldwerten liegen, als würden sie auf einer Geraden platziert sein, die durch die umgebenen beiden Feldwerte verläuft. In Abbildung 7.5 ist links die Interpolation nach den naheliegensten Punkten und rechts die lineare Interpolation abgebildet.

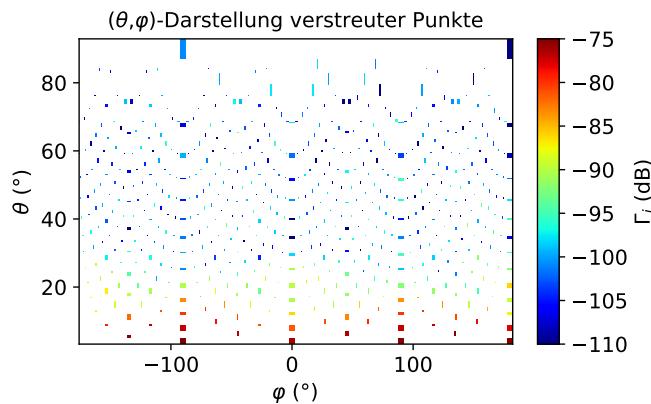


Abbildung 7.4: (θ, φ) -Darstellung explizit berechneter Positionen der Beträge der elektrischen Feldwerte

¹<https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.interpolate.griddata.html>

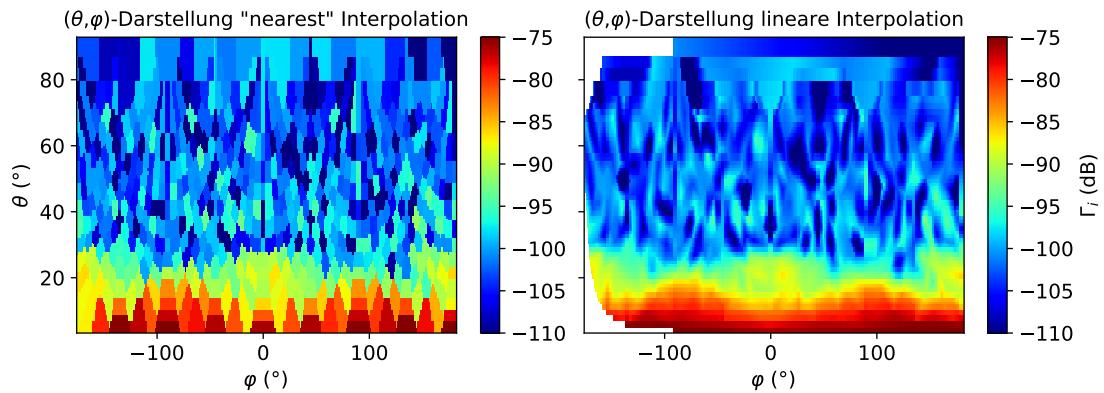


Abbildung 7.5: (θ, φ)-Darstellung der Interpolation über die expliziten Positionen der Beträge der elektrischen Feldwerte

7.5 Maxwell-Beziehungen

Zum Abschluss dieses Kapitels sind noch rein zu informativen Zwecken einige wichtige Gleichungen, die mit den Maxwell-Beziehungen zusammenhängen, überschaulich in einer Mind-Map dargestellt (Abbildung 7.6). Es ist gut zu erkennen, wie zentral die Maxwell-Gleichungen für den Thematik der Elektrodynamik sind. Auch ist der Ursprung der nur lokal gültigen Maxwell-Gleichungen von den global gültigen Sätzen einfach identifizierbar.

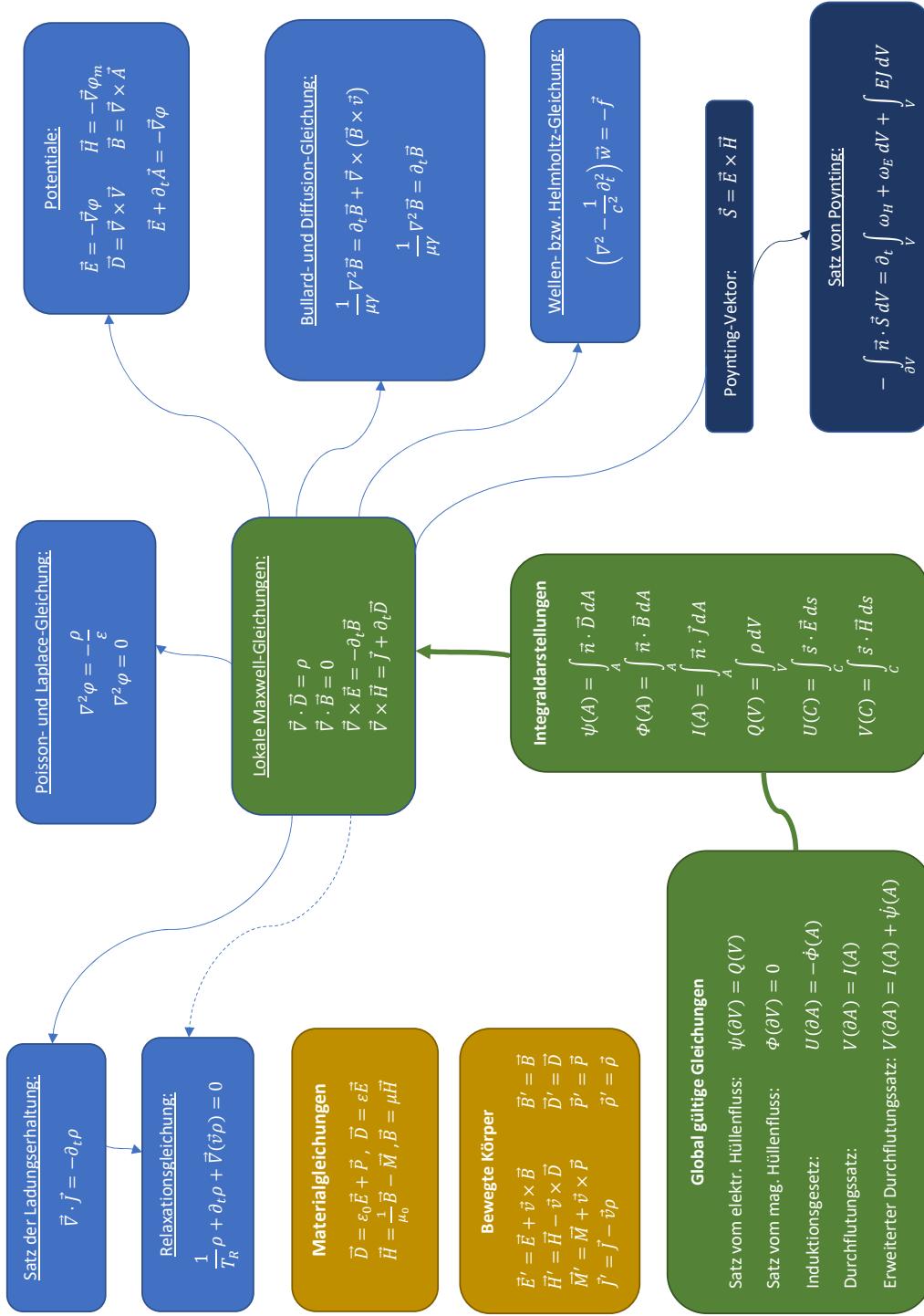


Abbildung 7.6: Maxwell-Beziehungen

Abbildungsverzeichnis

1.1	Planare Messmethode [1]	3
2.1	Projektion einer ebenen Welle auf eine (Mess-)Ebene	6
3.1	Kegelhornstrahler und zirkulare Patchantenne	12
3.2	Messvorrichtung inkl. VNA, Linearachsen, AUT und Rotatonsvorrichtung	16
3.3	Referenzmessung	16
4.1	Verschiebung verschiedener Messungen auf eine Referenzebene	21
4.2	Referenzmessung und transformiertes FF-Pattern $z_3 = 50$ mm	23
4.3	Zero-Padding einer Messung	24
5.1	$\Gamma_{i,\text{se}}$ und $\Gamma_{i,\text{nse}}$ der Messungen aus Abbildung 4.2	28
5.2	Referenzmessungsvergleiche der E_θ -Komponenten	29
5.3	Referenzmessungsvergleiche der E_φ -Komponenten	30
5.4	Betragsabweichungen $ \bar{\Gamma}_k $ der elf Referenzmessungsvergleiche	31
5.5	E_x -Planarmessungsvergleiche bzgl. der Messung $z_0 = 25$ mm	32
5.6	E_y -Planarmessungsvergleiche bzgl. der Messung $z_0 = 25$ mm	33
5.7	Betragsabweichungen $ \bar{\Gamma}_k $ der Planarmessungsvergleiche	34
5.8	FF-Patternvergleiche der Distanz z_4 mit der Distanz z_8	36
5.9	Gegenüberstellung der Beträge und Phasen unterschiedlicher Frequenzen .	37
7.1	Darstellung der Besselfunktion und deren Ableitung [8]	42
7.2	AUT mit konvexer Beschleunigungslinse	45
7.3	(θ, φ) -Darstellung der naheliegensten Punkte eines vorgegebenen Netzes der Beträge der elektrischen Feldstärke	46
7.4	(θ, φ) -Darstellung explizit berechneter Positionen der Beträge der elektrischen Feldwerte	47
7.5	(θ, φ) -Darstellung der Interpolation über die expliziten Positionen der Beträge der elektrischen Feldwerte	48
7.6	Maxwell-Beziehungen	49

Tabellenverzeichnis

3.1	Auflistung der wichtigsten Ansteuerungsklassen. Das Hauptprogramm vereint die Ansteuerung aller Vorrichtungen	14
4.1	Vergleich der Interpolationsarten LI und KI	22
5.1	Fehleranalyse der Messdaten bzgl. $f_{80} = 12 \text{ GHz}$	35
7.1	Feldkonfiguration des Grundmodes H_{11}	42
7.2	Einige Nullstellen der Besselfunktion sowie ihrer Ableitung	43

Literaturverzeichnis

- [1] L. J. Foged, J. Dobbins, V. Rodriguez, J. Fordham, and V. Monebhurrun. Recent progress in revision of ieee std 1720-2012 recommended practice for near-field antenna measurements. In *2021 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS)*, pages 224–225, 2021.
- [2] J. Fordham, L. J. Foged, V. Rodriguez, J. Dobbins, and V. Monebhurrun. Publication of the antenna measurement standard ieee std™ 149. In *2022 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (AP-S/URSI)*, pages 661–662, 2022.
- [3] S. Gregson, J. McCormick, and C. Parini. *Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements*, volume 53. 2007.
- [4] C. R. Harris, K. J. Millman, S. J. van der Walt, R. Gommers, P. Virtanen, D. Cournapeau, E. Wieser, J. Taylor, S. Berg, N. J. Smith, R. Kern, M. Picus, S. Hoyer, M. H. van Kerkwijk, M. Brett, A. Haldane, J. F. del Río, M. Wiebe, P. Peterson, P. Gérard-Marchant, K. Sheppard, T. Reddy, W. Weckesser, H. Abbasi, C. Gohlke, and T. E. Oliphant. Array programming with NumPy. *Nature*, 585(7825):357–362, Sept. 2020.
- [5] J. D. Hunter. Matplotlib: A 2d graphics environment. *Computing in Science & Engineering*, 9(3):90–95, 2007.
- [6] V. S. Kalashnikov, M. Y. Ponomarev, O. Y. Platonov, V. V. Shubnikov, M. I. Rivkin, A. Y. Shatrakov, Y. G. Shatrakov, and O. I. Zavalishin. *Near-Field Antenna Measurements*, volume 3. 2019.
- [7] P. Virtanen, R. Gommers, T. E. Oliphant, M. Haberland, T. Reddy, D. Cournapeau, E. Burovski, P. Peterson, W. Weckesser, J. Bright, S. J. van der Walt, M. Brett, J. Wilson, K. J. Millman, N. Mayorov, A. R. J. Nelson, E. Jones, R. Kern, E. Larson, C. J. Carey, İ. Polat, Y. Feng, E. W. Moore, J. VanderPlas, D. Laxalde, J. Perktold, R. Cimrman, I. Henriksen, E. A. Quintero, C. R. Harris, A. M. Archibald, A. H. Ribeiro, F. Pedregosa, P. van Mulbregt, and SciPy 1.0 Contributors. SciPy 1.0: Fundamental Algorithms for Scientific Computing in Python. *Nature Methods*, 17:261–272, 2020.

- [8] K. W. Kark. *Antennen und Strahlungsfelder*, volume 3. 2010.