

Aufgabenstellung für die Diplomarbeit

Sommersemester 2000

im Fernstudium Studiengang **Nachrichtentechnik** für

Peter Mosshammer

Matrikel-Nr.: 0164747

Thema: Untersuchung der Einflüsse des Messzubehörs und der Umgebung auf die Messunsicherheit bei der Messung der Störfeldstärke auf Freifeldmessplätzen

Die Messung der Störfeldstärke auf Freifeldmessplätzen ist ein unverzichtbares Messverfahren für die Beurteilung der Störfeldstärke von Prüflingen. Weiterhin ist die Messung der Störfeldstärke auf dem Freifeldmessplatz das Referenzverfahren im Falle eines Disputs über Störfeldstärken, die in einem anderen Messverfahren ermittelt wurden.

Die Messunsicherheit dieser Störfeldstärkemessung auf dem Freifeld ist im Verlauf der Anwendung reduziert worden. Diese Reduzierung basiert auf der genaueren Bestimmung der Messplatzdämpfung, der verbesserten Kalibrierung der Antennen sowie der genaueren Verfahrensanweisung für die Ausführung des Messaufbaus und der Messdurchführung. Dieser Prozess ist auch immer noch Bestandteil der internationalen Normung.

Die Anforderungen der internationalen Normung beziehen sich auf die verwendete Messausrüstung (Empfänger, Antenne und NSA) und auf die Anordnung der Prüflinge.

In einschlägigen Normen sind bisher nur sehr unscharfe Anforderungen an die Umgebung des Messplatzes und an Messplatzaufbauten, wie Antennenmast und Drehtisch, formuliert worden.

Im Rahmen dieser Diplomarbeit sind die letztgenannten Einflüsse zu untersuchen. Aus teilweise vorliegenden Messergebnissen, ergänzenden messtechnischen Untersuchungen und rechentechnischen Modellierungen sind folgende Untersuchungen auszuführen und Ergebnisse zu erarbeiten:

- Ermittlung der Messunsicherheit, die von dem gegenwärtig angewandten Messplatzaufbauten verursacht wird
- Entwicklung einer Methode zur Bestimmung der Einflussfaktoren von Messplatzaufbauten auf die Feldstärkemessung auf Freifeldmessplätzen
- Untersuchungen zu Abschätzung der Einflüsse der Umgebung des Freifeldmessplatzes auf die Messunsicherheit.

ausgehändigt am: 08. 04. 2000

einzureichen bis: 10. 10. 2000

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. A. Meißner
Prof. Dr.-Ing. W. Werner
Dipl.-Ing. L. Dunker

Inhaltsverzeichnis

	Seite
1 Einleitung	5
2 Grundlagen und Eigenschaften von Freifeldmessplätzen zur Funkstörfeldstärkemessung im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1000 MHz	7
2.1 Eignungskriterium für Freifeldmessplätze	8
2.1.1 Der 4-dB-Akzeptanzbereich der Normierten Messplatzdämpfung	9
3 Messunsicherheiten bei Freifeld-Feldstärkemessungen	10
3.1 Einflussgrößen auf die Messunsicherheit	11
3.1.1 Messunsicherheiten durch Messtechnik	11
3.1.2 Messunsicherheiten durch Messaufbauten und Umgebung	12
3.1.3 Ursachen für Messunsicherheiten durch Messaufbauten und Umgebung	12
3.1.3.1 Reflexionen an dielektrischen Grenzschichten	14
3.1.3.2 Ausbreitung in verlustbehafteten Medien	16
3.1.3.3 Verkopplung im Nahfeld des Prüflings	17
4 Methoden zur Bestimmung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen	18
4.1 Numerische Analyse des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen mit dem Simulationsprogramm CONCEPT II	18
4.1.1 Prinzip des Simulationsprogramms CONCEPT II	18
4.1.2 Anregung metallischer, ideal leitender sowie verlustbehafteter Objekte durch ein ebenes Wellenfeld	20
4.1.3 Modelle zur Simulation von Freifeldverhältnissen	28
4.1.3.1 Untersuchungen an einem $\lambda/2$ -Dipol	28
4.1.3.2 Einflüsse in Abhängigkeit vom Prüfling, Breitbandstrahler	35
4.1.3.3 Einflüsse in Abhängigkeit vom Prüfling, EUT mit angeschlossenen Leitungen	39
4.1.3.4 Einflüsse im Frequenzbereich von 30 MHz bis 200 MHz	44
4.1.4 Zusammenfassung der Ergebnisse numerischer Analysen	47
4.2 Messtechnische Verifizierung numerisch gewonnener Ergebnisse	50
4.2.1 Randbedingungen der Messung	50
4.2.1.1 Strahlungsquellen	50
4.2.1.2 Untersuchungsobjekt	50

4.2.1.3	Messaufbau	51
4.2.1.4	Messablauf	51
4.2.2	Messergebnisse	52
4.2.3	Zusammenfassung der Ergebnisse der messtechnischen Verifizierung numerischer Analysen	55
4.3	Messtechnische Ermittlung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen durch Rückstreuungsmessung	56
4.3.1	Ziele und Grundlagen des Messverfahrens	56
4.3.2	Messtechnische Besonderheiten und Probleme	60
4.3.2.1	Rückstreuungsmessung unter Anwendung des FDR-Prinzips	63
4.3.2.2	Huygensche Quelle als Empfangsantenne im Schatten der Untersuchungsobjekte	65
4.3.2.3	Dimensionierung und Bau einer Huygenschen Antenne	67
4.3.3	Erprobung des Messverfahrens	75
4.3.3.1	Laboruntersuchungen	76
4.3.3.2	Erprobung unter Freifeldverhältnissen	80
4.3.4	Zusammenfassung der Ergebnisse des Rückstreuungsmessverfahrens	86
5	Zusammenfassung, Ergebnisse, Schlussfolgerungen	87
5.4	Zusammenfassung der Untersuchungsmethoden	87
5.5	Untersuchungsergebnisse	88
5.6	Schlussfolgerungen	89
Anhang		I
	Abbildungsverzeichnis	I
	Tabellenverzeichnis	VI
	Verzeichnis verwendeter Symbole	VII
	Abkürzungsverzeichnis	X
	Quellenverzeichnis	XI
	Anlagen	XII
	Danksagung	XXII

1 Einleitung

Seit dem 1. Januar 1996 ist im Bereich der EU die EMV-Richtlinie für die innerhalb der EU in Verkehr gebrachten elektrischen und elektronischen Geräte und Anlagen verbindlich. Die EMV-Richtlinie wurde mit dem Inkrafttreten des EMV-Gesetzes in nationales Recht umgesetzt, vgl.[1].

Demgemäss ist vor dem Inverkehrbringen von Geräten deren Konformität mit der EMV-Richtlinie zu gewährleisten. Das heißt, es ist sicherzustellen, dass die betreffenden Produkte den einschlägigen harmonisierten Normen entsprechen und damit die Schutzanforderungen an Geräte eingehalten werden. Ziel der Schutzanforderungen ist, erstens die Erzeugung elektromagnetischer Störungen zu begrenzen und zweitens ausreichende Störfestigkeit der Geräte gegen elektromagnetische Störgrößen aufzubringen, um den bestimmungsgemäßen Betrieb von Funk- und Telekommunikationsgeräten und anderen Geräten zu ermöglichen.

Zur Prüfung auf Einhaltung der Schutzanforderungen von Geräten wird in verschiedenen, in den einschlägigen Normen definierten Messverfahren die Einhaltung vorgeschriebener technischer EMV-Parameter festgestellt.

Technisch relevante EMV-Parameter werden nach geleiteten und gestrahlten Größen unterschieden. Funkstörfeldstärkemessungen dienen der Ermittlung gestrahlter Störaussendungen zur Beschreibung des Störvermögens von Geräten.

Die Liberalisierung des Telekommunikationsmarktes ist auch mit der Freizügigkeit der Wahl der Messlabore, die unterschiedlichste Messeinrichtungen für Funkstörfeldstärkemessungen besitzen, verbunden. Neben herkömmlichen Freifeldmessplätzen sind beispielsweise Vollabsorberhallen mit einer Groundplane gebräuchlich, die wegen des Fehlens von Fremdstörern und ihrer Witterungsunabhängigkeit vorteilhafter, aber auch teurer im Vergleich zu Freifeldmessplätzen sind.

Auf Grund der Freizügigkeit ist aber die Gewährleistung der Vergleichbarkeit und Reproduzierbarkeit von Messungen in verschiedenen Einrichtungen dringend geboten. Deshalb ist eine exakte Analyse auftretender Messunsicherheiten unumgänglich.

Naturgemäß unterliegt jeder Feldstärkemessplatz anderen, zeitveränderlichen Umgebungs- und Randbedingungen, die sich unmittelbar auf die physikalischen Eigenschaften der Messeinrichtung und somit auf die Ergebnisse von Feldstärkemessungen auswirken. Beiträge zu auftretenden Messunsicherheiten liefern Messaufbauten und Objekte in näherer Umgebung von Freifeldmessplätzen.

In der vorliegenden Diplomarbeit werden mit verschiedenen Methoden Untersuchungen grundsätzlicher Art, als auch exemplarisch geführt, die zur Abschätzung dieser Messunsicherheiten dienen. In dem Zusammenhang soll ein geeignetes Messverfahren entwickelt und beschrieben werden, das eine einfache messtechnische Bewertung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung ermöglichen soll.

2 Grundlagen und Eigenschaften von Freifeldmessplätzen zur Funkstörfeldstärkemessung im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1000 MHz

Freifeldmessplätze sind Messeinrichtungen zur Funkstörfeldstärkemessung. Dabei handelt es sich um Messeinrichtungen, die sich durch besondere physikalischen Eigenschaften auszeichnen und somit für reproduzierbare Messungen der Funkstörfeldstärke von Prüflingen geeignet sind.

In der Messvorschrift E DIN VDE 0876 Teil 16-1 ist der Freifeldmessplatz als ein ausreichend großer, hindernisfreier Bereich um die Messantenne und den Prüfling über einer ebenen, metallischen, reflektierenden Grundfläche (Groundplane) beschrieben. Als ausreichend groß wird im allgemeinen eine Ellipse angenommen, in deren beiden Brennpunkten sich die Messantenne und der Prüfling befinden, wobei die größere Achse dem doppelten und die kleinere Achse dem $\sqrt{3}$ -fachen der Messentfernung d entspricht. *Abbildung 1* stellt einen Freifeldmessplatz, der den Empfehlungen der CISPR 16-1, vgl. [2], entspricht, dar. Auf Grund dieser geometrischen Vorgaben wird sichergestellt, dass unerwünschte Reflexionen an Objekten am Rand der Ellipse mindestens immer über die doppelte Distanz der Messentfernung gedämpft werden.

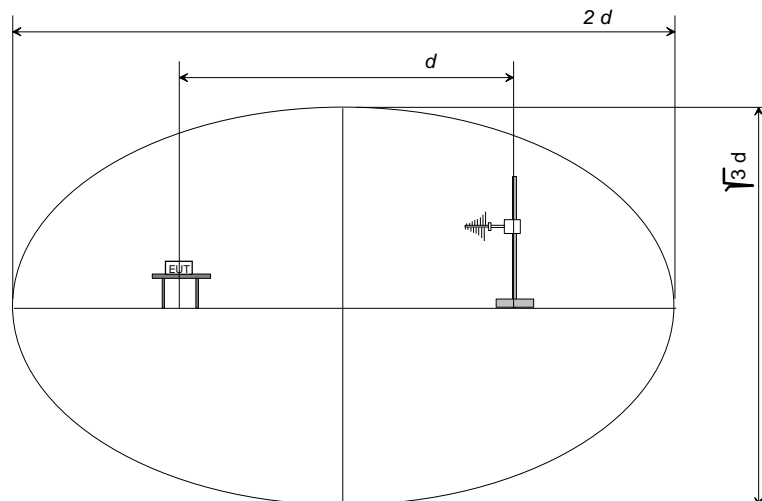


Abbildung 1: schematische Darstellung eines Freifeldmessplatzes nach CISPR 16-1

In *Abbildung 2* ist der Ausbreitungsmechanismus für die vom Prüfling emittierte Störstrahlung in einer Freifeldumgebung schematisch gezeichnet. Darin wird erkennbar, dass die ausbreitenden Wellenzüge je nach Phasenlage am Ort der Messantenne in verschiedenen Höhen unterschiedlich interferieren. Es stellt sich ein Interferenzmuster mit höhenabhängiger Feld-

stärkeverteilung ein, die bei der Bestimmung der Störfeldstärke zunächst auf einen gegenüber Freiraumbedingungen anderen Feldstärkewert führt.

Für den Fall der konstruktiven Überlagerung ergibt sich eine um maximal 6 dB höhere Feldstärke, andernfalls, bei destruktiver Überlagerung, führt sie idealerweise zur Auslöschung der beteiligten Wellenzüge.

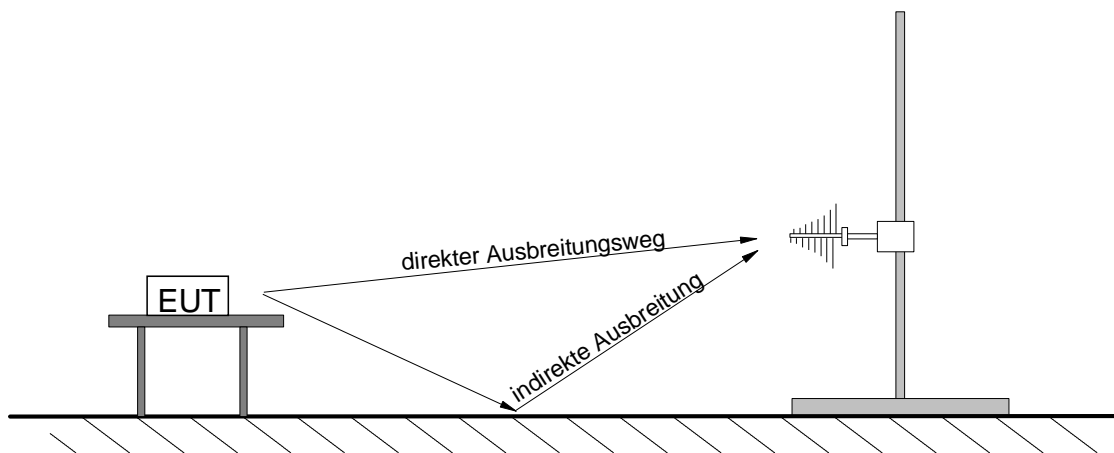


Abbildung 2: Ausbreitungsmechanismus Freifeld, schematisch

Dieser vermeintliche Fehler, verglichen mit Freiraum-Feldstärkemessungen, wird bewusst in Kauf genommen, da er leicht analytisch erfassbar und somit auch korrigierbar ist. Dies spiegelt sich letztlich im festgelegten Feldstärkegrenzwert wider, in welchem dieser Zusammenhang berücksichtigt wurde. Aber was zumindest historisch noch wichtiger ist, ist die Tatsache, dass sich nahezu ideale Freiraumbedingungen nur verbunden mit einem hohen Kostenaufwand realisieren lassen, während sich wegen des einfachen Herstellens von Freifeldverhältnissen, zunächst ohne, später mit einer Groundplane, sehr viel preiswerter, relativ leicht beherrschbare und konstante Bedingungen schaffen lassen, die es gestatten, Feldstärkemessungen reproduzierbarer durchzuführen.

2.1 Eignungskriterium für Freifeldmessplätze

Die Eignung eines Freifeldmessplatzes für Funkstörfeldstärkemessungen nach CISPR 16-1, wird bestimmt durch die Einhaltung der theoretischen Streckendämpfung bezogen auf die jeweilige Messentfernung, die Freifeldämpfung, elektromagnetischer Wellen innerhalb eines festgelegten Toleranzbereiches. Sie hängt wesentlich von der Größe, Form, Leitfähigkeit und Rauigkeit der Groundplane ab.

Unter Berücksichtigung des Rayleigh-Kriteriums für die Streuung an rauen Flächen kann die höchstzulässige effektive Rauigkeit b_r der Groundplane nach [3] mit folgender Gleichung

$$b_r = \frac{\lambda}{8 \cdot \sin \beta_e} \quad (2.1-1)$$

quantitativ abgeschätzt werden. Darin bedeuten α_e - der Einfallswinkel auf der Groundplane und $\beta_e = 90^\circ - \alpha_e$. Für einen 10-m-Freifeldmessplatz bei 1 m Sende- und 4 m Empfangsantennenhöhe ergibt sich damit eine maximal hinnehmbare Rauigkeit von etwa 8,4 cm bei einem Einfallswinkel von etwa 63,5°.

Die Einhaltung der Freifelddämpfung des Messplatzes als Eignungskriterium wird in einem eigenen Messverfahren nachgewiesen, welches prinzipiell auf einer Dämpfungsmessung zwischen Sende- und Empfangsantenne beruht, sofern das ganze System Sender-Sendeantenne-Freifeld-Empfangsantenne-Empfänger als Vierpolsystem betrachtet wird, in welchem in einer zweiten Messung das Freifeld durch eine Eichleitung zu substituieren ist. Unter Einbeziehung der Antennenfaktoren der verwendeten Antennen wird dann die ermittelte Freifelddämpfung als Normierte Messplatzdämpfung (NMD, engl.: NSA) des untersuchten Freifeldes angegeben. Der zulässige Akzeptanzbereich der gemessenen NMD ist dabei mit ± 4 dB um den theoretischen Wert der NMD vorgegeben. In einem 50- Ω -System gilt:

$$NMD/dB = A_{Mess}/dB - AF_S/dB - AF_E/dB - 2 \cdot 1,64dB \quad (2.1-2)$$

2.1.1 Der 4-dB-Akzeptanzbereich der Normierten Messplatzdämpfung

Das 4-dB-Eignungskriterium der NMD wurde nicht mit Hilfe statistischer Methoden ermittelt, sondern setzt sich aus der Summe der geschätzten Fehler zusammen, die die Messunsicherheiten der beiden Antennenfaktoren und eines Dämpfungsgliedes zu je ± 1 dB sowie zusätzlich einer Unsicherheit von ± 1 dB zur Berücksichtigung für Unvollkommenheiten des Messplatzes enthält.

3 Messunsicherheiten bei Freifeld-Feldstärkemessungen

Naturgemäß sind Messungen jeder Art fehlerbehaftet, was durch die Angabe einer Messunsicherheit der Ergebnisgröße Y in folgender Form zum Ausdruck gebracht wird.

$$Y \pm U$$

wobei

$$U = k_x \cdot u(y)$$

mit

y	Messwert
U	erweiterte Messunsicherheit
u	Standardmessunsicherheit
k_x	Standarderweiterungsfaktor

Der gegenwärtige Stand in der nationalen und internationalen Normung hinsichtlich der Messunsicherheiten bei Feldstärkemessungen lässt sich so umreißen, dass es für normenkonforme Feldstärkemessungen ausreichend ist, lediglich die Eignung des Freifeldmessplatzes mit dem oben beschriebenen Verfahren nachgewiesen zu haben. Das Ergebnis der eigentlichen Feldstärkemessung selbst wird jedoch i.a. ohne eine weitere Aussage über vorhandene Messunsicherheiten zur Kenntnis genommen und akzeptiert. Dies ist ganz klar als ein Mangel in der Normung zu werten, denn letztlich gibt die Kenntnis und Angabe von Messunsicherheiten der Messverfahren sowohl dem mit der Messung Beauftragten, als auch dem Auftraggeber Sicherheit über das Ergebnis. Außerdem würde sie zu einer besseren Vergleichbarkeit und Transparenz zwischen verschiedenen Messeinrichtungen führen.

Es gibt jedoch in den entsprechenden Normungsgremien Bemühungen, künftig wenigstens die durch die Messtechnik verursachten Messunsicherheiten bei Feldstärkemessungen im Ergebnis mit anzugeben. Seit kurzem werden in den internationalen Gremien Diskussionen mit dem Ziel in Gang gebracht, auch die vom Messzubehör hervorgerufenen Unsicherheiten zu analysieren und gegebenenfalls zu berücksichtigen.

3.1 Einflussgrößen auf die Messunsicherheit

Die Gesamtheit der Messunsicherheit umfasst zufällige und systematische Fehler. Unter der Voraussetzung, dass die Fehler unkorreliert sind, werden diese nach geometrischer Addition als Gesamtmessunsicherheit angegeben, vgl. [4] und [5].

Einflussfaktoren systematischer Messunsicherheiten bei Freifeld-Feldstärkemessungen sind im wesentlichen zwei unterschiedlichen Quellen zuzuordnen. Zum einen sind es die Messunsicherheiten, die durch die gesamte Messtechnik, also u.a. durch Messempfänger, Kabel, Antennen, Übergänge, etc. verursacht werden. Die zweite Quelle auftretender Messunsicherheiten ist durch die Messumgebung und die notwendigen Messaufbauten gegeben.

Nachfolgend schließt der Begriff Messaufbauten alles zur Messung benötigtes Zubehör, wie zum Beispiel den Drehtisch und den Antennenmast ein. Es bezeichnet nicht die Art und Weise des Aufbaus des Prüflings und dessen Konfiguration.

3.1.1 Messunsicherheiten durch Messtechnik

Die durch die Messtechnik verursachten Messunsicherheiten können beim heutigen Stand der Technik durch exaktere Kalibrier- und Messverfahren mit relativ hoher Genauigkeit quantifiziert werden.

In CISPR A wurde eigens zur Beschreibung der Messunsicherheiten durch die Messtechnik beim Messen gestrahlter und leitungsgeführter Störgrößen eine Arbeitsgruppe eingerichtet. Im Ergebnis dieser Arbeit wurden die für die jeweilige Messung signifikanten Messunsicherheiten charakterisiert.

Beispielgebend wurden nachfolgend die für Feldstärkemessungen mit einer log.-per. Antenne bei horizontaler Polarisierung auf einem 10-m-Freifeldmessplatz im Frequenzbereich von 200 MHz bis 1000 MHz zutreffenden Einflussgrößen auf Messunsicherheiten aus CISPR/A/256/CD übernommen und tabellarisch zusammengestellt.

Tabelle 1: Messunsicherheiten nach CISPR-A

Eingangsgröße X_i	Unsicherheit von X_i /dB
Empfängeranzeige	$\pm 0,1$
Dämpfung: - Antenne-Empfänger	$\pm 0,1$
Antennenfaktor: - Log-periodische Antenne	$\pm 2,0$
Fehlanpassung: - Antenne-Empfänger	$\pm 0,9/-1,0$
Empfängerunsicherheit: - Sinussignale - gepulste Signale - Rauschabstand	$\pm 1,0$ $\pm 1,5$ $\pm 0,5$
Unsicherheiten des Antennenfaktors: - frequenzabhängige Interpolation - Höhenabhängigkeit - Differenz der Direktivität - wanderndes Phasenzentrum - Kreuzpolarisation - Antennenunsymmetrie	$\pm 0,3$ $\pm 0,3$ $\pm 1,0/-0,0$ $\pm 0,3$ $\pm 0,9$ $\pm 0,0$
Unsicherheit des Messplatzes: - NMD - Messentfernung	$\pm 4,0$ $\pm 0,1$

3.1.2 Messunsicherheiten durch Messaufbauten und Umgebung

Wie schon erwähnt, bleiben bis heute Messunsicherheiten von Messaufbauten und der Umgebung bei Feldstärkemessungen unberücksichtigt. Aus *Tabelle 1* wird klar, dass zur Zeit nicht vorgesehen ist, sie in die Gesamtmessunsicherheit mit einzubeziehen. Aus eigenen Messungen ist aber bekannt, dass der Einfluss, insbesondere von Messaufbauten, bei einigen Feldstärkemessungen durchaus nennenswert ist und daher nicht generell vernachlässigt werden darf.

3.1.3 Ursachen für Messunsicherheiten durch Messaufbauten und Umgebung

Da Objekte des Messzubehörs und der Umgebung unterschiedliche Materialien mit anderen Eigenschaften als Luft sind, verändern sie zwangsläufig das ursprüngliche Funkfeld des Freifeldes mit seinen Randbedingungen Luft und Groundplane. Die Ursachen der durch sie provozierten Messunsicherheiten sind also in ihren Materialeigenschaften zu suchen.

Bereits aus den Materialgleichungen der Maxwell'schen Gleichungen (3.1-1) bis (3.1-3) lässt sich erahnen, dass Stoffe verschiedener Materialkonstanten andere Wirkungen auf die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen hervorrufen.

$$\vec{J} = \kappa \cdot \vec{E} \quad (3.1-1)$$

$$\vec{D} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \vec{E} \quad (3.1-2)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \cdot \vec{H} \quad (3.1-3)$$

Deutlicher wird dies, bei Betrachtung der Lösung, der aus den Maxwell'schen Wirbelgleichungen (3.1-4) und (3.1-5)

$$\text{rot} \vec{E} = -j\omega \mu \vec{H} \quad (3.1-4)$$

$$\text{rot} \vec{H} = \kappa \vec{E} + j\omega \varepsilon \vec{E} = j\omega \vec{E} \varepsilon \left(1 - j \frac{\kappa}{\omega \varepsilon} \right) \quad (3.1-5)$$

hergeleiteten Helmholtzgleichungen (3.1-6) und (3.1-7)

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_y}{\partial z^2} + \omega^2 \underline{\varepsilon} \mu \underline{H}_y = 0 \quad (3.1-6)$$

$$\frac{\partial^2 \underline{E}_x}{\partial z^2} + \omega^2 \underline{\varepsilon} \mu \underline{E}_x = 0 \quad (3.1-7)$$

$$\text{mit der komplexen Permittivität } \underline{\varepsilon} = \left(\varepsilon - j \frac{\kappa}{\omega} \right) \quad (3.1-8)$$

einer fortschreitenden ebenen homogenen Welle in z-Richtung. Sie lautet:

$$\underline{E}_x(z, t) = E_0 e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (3.1-9)$$

$$\underline{H}_y(z, t) = H_0 e^{j(\omega t - \gamma z)} \quad (3.1-10)$$

$$\text{mit der Ausbreitungskonstante } \gamma = j\omega \sqrt{\underline{\varepsilon} \mu} \quad (3.1-11)$$

und gestattet die Einsicht, dass sich jede Änderung von γ durch Änderung von $\underline{\varepsilon}$ oder $\underline{\mu}$ zwangsläufig auch auf die Ausbreitung von \underline{E}_x und \underline{H}_y auswirken muss.

Insgesamt sind die Möglichkeiten zu Beeinflussung der Wellenausbreitung sehr komplex und von vielen Faktoren gleichzeitig abhängig. Für die Bedingungen auf einem Freifeld lassen sie sich jedoch etwas einschränken und in folgende Fälle unterscheiden.

1. Reflexionen an Objekten
2. Transmission und Ausbreitung in verlustbehafteten Medien
3. Beeinflussung durch Verkopplung im Nahfeld des Prüflings

Durch die genannten Möglichkeiten zur Beeinflussung der Wellenausbreitung, ergeben sich an der Empfangsantenne durch Reflexionen zusätzliche, durch Transmission und Ausbreitung in verlustbehafteten Medien bedämpfte und durch Verkopplungen im Nahfeld des Prüflings bedämpfte oder verstärkte Feldkomponenten, welche in Abhängigkeit ihrer Phasenlage zu einer veränderten Feldstärkeverteilung über den Höhenscanbereich führen.

Die Theorie von Transmission und Reflexion ist hinlänglich gut von Fresnel beschrieben, um derartige Probleme analytisch lösen zu können, sofern Kenntnis über die Strahlungscharakteristik des Prüflings und der Materialkennwerte ε , μ und κ sowie der Geometrie der, das Funkfeld beeinflussenden Objekte besteht. Für Beeinflussungen durch Verkopplung im Nahfeld existieren keine allgemeingültigen analytischen Lösungen, sie können aber numerisch bestimmt werden.

3.1.3.1 Reflexionen an dielektrischen Grenzschichten

Ebene Wellen werden grundsätzlich beim Auftreffen auf Medien, die sich in ihren Materialkennwerten von denen des bisherigen Ausbreitungsmediums unterscheiden, teilweise reflektiert und teilweise transmittiert, vgl. [6] und [7]. Zur besseren Vorstellung der nachfolgenden Ausführungen soll die Grafik in *Abbildung 3*, die [8] entlehnt ist, beitragen.

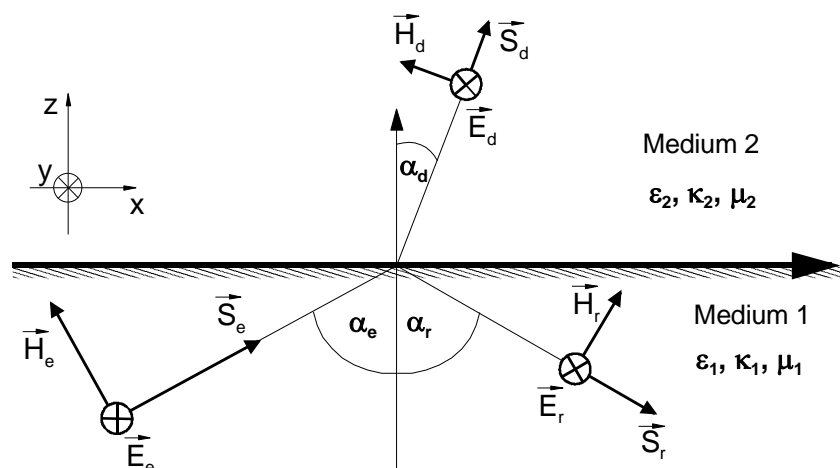


Abbildung 3: Wellenausbreitung an Grenzschichten zweier Medien

Für ebene, monochromatische Wellen kann bei Berücksichtigung der Randbedingung gleicher elektrischer und magnetischer Tangentialfeldstärken an der Übergangsstelle der Medien gezeigt werden, dass das Reflexionsgesetz

$$\alpha_e = \alpha_r \quad (3.1-12)$$

und das Brechungsgesetz nach Snellius gelten muss.

$$k_1 \sin \alpha_e = k_2 \sin \alpha_d \quad (3.1-13)$$

$$\text{mit der Wellenzahl } k = \omega \sqrt{\underline{\varepsilon} \mu} \quad (3.1-14)$$

Unter diesen Voraussetzungen lassen sich die Fresnelschen Formeln herleiten, aus denen Reflexionsfaktor r und Transmissionsfaktor t_r bestimmbar sind. Sie sind in den nachfolgenden Gleichungen für die elektrische Feldstärke beider Polarisierungsebenen, senkrecht und parallel zur Einfallsebene, angegeben.

$$\underline{r}_{\perp} = \frac{\Gamma_2 \cos \alpha_e - \Gamma_1 \cos \alpha_d}{\Gamma_2 \cos \alpha_e + \Gamma_1 \cos \alpha_d} \quad (3.1-15)$$

$$\underline{r}_{\parallel} = \frac{\Gamma_2 \cos \alpha_d - \Gamma_1 \cos \alpha_e}{\Gamma_2 \cos \alpha_d + \Gamma_1 \cos \alpha_e} \quad (3.1-16)$$

$$\underline{t}_r = 1 + \underline{r} \quad (3.1-17)$$

$$\text{mit dem Feldwellenwiderstand } \Gamma = \sqrt{\frac{\mu}{\underline{\varepsilon}}} \quad (3.1-18)$$

Für die Verhältnisse auf dem Freifeld mit Luft und deren relativen Permittivität $\underline{\varepsilon}_r \approx 1$ als Ausbreitungsmedium und einer allen Medien unterstellte Permeabilität $\mu_r \approx 1$ vereinfachen sich die Gleichungen (3.1-15) und (3.1-16) wie folgt:

$$\underline{r}_{\perp} = \frac{\sqrt{\underline{\varepsilon}_1 / \underline{\varepsilon}_2} - \cos \alpha_d / \cos \alpha_e}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_1 / \underline{\varepsilon}_2} + \cos \alpha_d / \cos \alpha_e} = \frac{\cos \alpha_e / \cos \alpha_d - \sqrt{\underline{\varepsilon}_{r_2} - j \frac{\kappa}{\omega \underline{\varepsilon}_2}}}{\cos \alpha_e / \cos \alpha_d + \sqrt{\underline{\varepsilon}_{r_2} - j \frac{\kappa}{\omega \underline{\varepsilon}_2}}} \quad (3.1-19)$$

$$r_{\parallel} = \frac{\sqrt{\underline{\varepsilon}_1/\underline{\varepsilon}_2} - \cos\alpha_e/\cos\alpha_d}{\sqrt{\underline{\varepsilon}_1/\underline{\varepsilon}_2} + \cos\alpha_e/\cos\alpha_d} = \frac{\cos\alpha_d/\cos\alpha_e - \sqrt{\varepsilon_{r_2} - j\frac{\kappa}{\omega\varepsilon_2}}}{\cos\alpha_d/\cos\alpha_e + \sqrt{\varepsilon_{r_2} - j\frac{\kappa}{\omega\varepsilon_2}}} \quad (3.1-20)$$

Bei Betrachtung der Gleichungen (3.1-19) und (3.1-20) wird klar, dass bei unterschiedlichen Werten von ε oder κ der beteiligten Medien sich ein Reflexionsfaktor von $r \neq 0$ und ein Transmissionsfaktor und von $t_r \neq 1$ ergibt.

Ausbreitung in verlustbehafteten Medien

Wie aus den Gleichungen (3.1-15) bis (3.1-17) ersichtlich ist, wird es außer im Fall $|r| = 1$ immer einen in das Medium transmittierten Anteil der Wellen geben. Für die Ausbreitung diesen Anteils ist es daher von Bedeutung, ob das Medium verlustlos oder verlustbehaftet ist. Für den Fall des nicht verlustlosen Mediums existiert ein reeller Anteil α der Ausbreitungskonstante γ .

$$\gamma = j\omega\sqrt{\underline{\varepsilon}\mu} = \alpha + j\beta \quad (3.1-21)$$

Die komplexe Permittivität erhält durch die endliche Leitfähigkeit κ im Medium einen imaginären Anteil $\tan\delta$, der sich letztlich im Dämpfungsmaß α wiederfindet. Das heißt, der Verlustwinkel δ des Mediums ist >0 . Daraus folgt, dass \vec{E} und \vec{H} im dämpfenden Medium nicht mehr in Phase sind und damit der Feldwellenwiderstand komplex wird. Der reelle Anteil des Ausbreitungskoeffizienten bewirkt ein stärkeres exponentielles Abklingen der Feldstärke in z-Richtung.

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon\left(1 - j\frac{\kappa}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}\right) \quad (3.1-22)$$

$$\tan\delta = \frac{\kappa}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r} \quad (3.1-23)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{\underline{\varepsilon}\mu(1 - j\tan\delta)} \quad (3.1-24)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{Re}\left\{\sqrt{1 - j\frac{\kappa}{\omega\varepsilon_0\varepsilon_r}}\right\} \quad (3.1-25)$$

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{Im} \left\{ \sqrt{1 - j \frac{\kappa}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r}} \right\} \quad (3.1-26)$$

An sich spielen für die Wellenausbreitung auf dem Freifeld verlustbehaftete Medien nur eine untergeordnete Rolle, da eine durch sie hindurchlaufende Welle sehr stark bedämpft wird, folglich ist auch ihr Einfluss an der Messantenne geringer und trägt nur gering zur Erhöhung der Messunsicherheit bei. Nicht zuletzt ist entsprechend der Vorgaben der CISPR 16-1 auch davon auszugehen, dass das Freifeld ein hindernisfreier Bereich ist.

Für den (Dreh)-Tisch jedoch sind diese physikalischen Zusammenhänge von Bedeutung. Speziell für kleine Prüflinge im oberen Frequenzbereich ist vorstellbar, dass ein Teil der sich vom Prüfling ausbreitenden elektromagnetischen Energie den Tisch durchdringen muss, um als indirekter Strahl durch Reflektion an der Groundplane gemäß *Abbildung 2* zum Feldstärkemesswert beitragen zu können.

Verkopplung im Nahfeld des Prüflings

Unter Verkopplung im Nahfeld des Prüflings wird die durch Anwesenheit von Objekten im Nahfeld der Strahlungsquelle gegebene Möglichkeit verstanden, die Ablösung elektromagnetischer Wellen von der Strahlungsquelle, bspw. durch die Veränderung ihrer Strahlungscharakteristik oder ihres Eingangswiderstands und der damit verbundenen Änderung der Resonanzeigenschaften der Quelle, zu beeinflussen.

Die Verkopplung von Objekten mit dem Prüfling in dessen Nahfeld, als dritte Ursache des Beitrages zur Messunsicherheit, wird ebenfalls vorrangig am Tisch in Erscheinung treten. Sie hängt aber stark von der Gestalt und Strahlungscharakteristik des Prüflings selbst ab. Wegen der Komplexität des Problems und der Vielfalt der Prüflinge, wird es schwierig sein, für dieses Phänomen eine allgemeingültige Lösung anzugeben. Bei Klassifizierung von Randbedingungen, zum Beispiel der Prüflinge, können aber Tendenzen beschrieben werden.

Da alle der drei genannten Phänomene, insbesondere im interessierenden Frequenzbereich, beim erwähnten Tisch wirksam sind, der zudem bei Feldstärkemessungen große Bedeutung hat, wird sich das Interesse der Untersuchungen im weiteren Verlauf vor allem auf dessen Einfluss und Eigenschaften konzentrieren. Im Mittelpunkt steht dabei, die Allgemeingültigkeit der Aussagen und Verfahren zu wahren.

4 Methoden zur Bestimmung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen

Ziel der vorliegenden Arbeit ist es, Verfahren aufzuzeigen, die geeignet sind, den Einfluss bestimmter Objekte von Messaufbauten und Umgebung bei Feldstärkemessungen zu erkennen und zu quantifizieren. Im weiteren Verlauf werden drei Methoden erläutert und angewendet.

Im ersten Verfahren werden Ergebnisse ausgewertet, interpretiert und verallgemeinert, die ausschließlich auf Computeranalysen beruhen, die mit der Feldsimulationssoftware CONCEPT II, Ver. 8.0 der Technischen Universität Hamburg-Harburg, vgl. [9], verschiedener CAD-Modelle gewonnen wurden.

Die zweite Methode basiert auf der wie in Abschnitt 2. beschriebenen Eignungsprüfung des Freifeldes durch Bestimmung der NMD zuzüglich einer weiteren Messung, bei der die für den späteren Messaufbau erforderlichen Objekte mit auf das Freifeld gebracht werden, um so ihren Einfluss zu bestimmen. Sie dient hier im wesentlichen zur Verifizierung der Computeranalysen. Einflüsse, die ausschließlich von immobilien Objekten in der Umgebung herrühren, können mit dieser Methode nicht bestimmt werden.

Das dritte Verfahren ist ein Messverfahren, mit Hilfe dessen durch Messung und Analyse der Rückstreuung interessierender Objekte auf deren Einflüsse bei Feldstärkemessungen geschlossen werden soll.

4.1 Numerische Analyse des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen mit dem Simulationsprogramm CONCEPT II

Wie schon erwähnt, stützt sich das im folgenden beschriebene Verfahren ausschließlich auf numerische Ergebnisse, die aus computersimulierten Freifeld-Feldstärkemessungen gewonnen werden. Es bietet den Vorteil, dass sich CAD-Modelle auf die wesentlichen Eigenschaften der Objekte reduzieren lassen, weshalb sich die daraus gewonnenen Ergebnisse gut verallgemeinern lassen.

4.1.1 Prinzip des Simulationsprogramms CONCEPT II

CONCEPT II ist eine Feldsimulationssoftware, die feldtheoretische Probleme in einem weiten Frequenzbereich für zeitharmonische und transiente Vorgänge analysieren kann. Sie stützt

sich auf die Momentenmethode, welche ein numerisches Lösungsverfahren darstellt, vgl. [10], das ausgehend von den Helmholtz-Gleichungen des elektrischen skalaren Potentials $\underline{\phi}$ und des magnetischen Vektorpotentials $\underline{\vec{A}}$ die Feldstärken $\underline{\vec{E}}$ und $\underline{\vec{H}}$ für beliebige Aufpunkte des Raumes ermittelt.

$$\Delta \underline{\phi} + k^2 \cdot \underline{\phi} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (4.1-1)$$

$$\Delta \underline{\vec{A}} + k^2 \cdot \underline{\vec{A}} = -\mu \cdot \underline{\vec{J}} \quad (4.1-2)$$

$$\text{mit der Wellenzahl } k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon} \quad (4.1-3)$$

$$\underline{\vec{E}} = -\text{grad} \underline{\phi} - j\omega \underline{\vec{A}} \quad (4.1-4)$$

$$\underline{\vec{H}} = \frac{1}{\mu} \text{rot} \underline{\vec{A}} \quad (4.1-5)$$

Es lässt sich zeigen, dass das elektrische Potenzial ϕ aus dem über die Kontinuitätsgleichung gegebenen Zusammenhang der Raumladungsdichte ρ mit der Stromdichte $\underline{\vec{J}}$ in Gleichung (4.1-4) durch die Stromdichte $\underline{\vec{J}}$ ersetzt werden kann.

$$\text{div} \underline{\vec{J}} = -j\omega \underline{\rho} \quad (4.1-6)$$

Letztlich können also aus der Kenntnis der Stromverteilung beliebiger Strukturen die interessierenden Größen, wie Feldstärken, Strahlungsdiagramme, Impedanzen usw. berechnet werden. Da die Stromverteilungen i.a. nicht bekannt sind, ist eine vorherige Diskretisierung der Strukturen erforderlich, um sie dann durch einfache mathematische Funktionen in den Teilsegmenten unter Berücksichtigung bestimmter Randbedingungen, bspw. dass die elektrische Tangentialfeldstärke längs einer ideal leitenden Oberfläche gleich Null ist, zu approximieren. Im Anschluss kann die gesamte Stromverteilung durch Integration, die wegen der vorherigen Diskretisierung eine Summation über alle Teilsegmente ist, ermittelt werden.

Von entscheidendem Vorteil dieses Verfahrens ist, dass auf Grund des Ansatzes grundsätzlich immer eine vollständige numerische Lösung des jeweiligen Problems der Maxwell'schen Gleichungen gefunden wird und somit Nah- und Fernfeld berücksichtigt sind. Aus diesem Grund müssen die aus den Simulationen gewonnenen Ergebnisse unbedingt bei der Abschätzung der Messunsicherheit durch das Messzubehör mit einbezogen werden, da analytische Ansätze oftmals nur unter Fernfeldbedingungen volle Gültigkeit besitzen.

4.1.2 Anregung metallischer, ideal leitender sowie verlustbehafteter Objekte durch ein ebenes Wellenfeld

Um Erfahrungen bei der Modellierung und der Interpretation der Simulationsergebnisse zu sammeln und anhand einfacher Modelle bekannte theoretische Zusammenhänge zu spiegeln, die sich auf das eigentliche Untersuchungsproblem übertragen lassen, wurden im Vorfeld Reflexionen an metallisch, ideal leitenden sowie verlustbehafteten, dielektrischen Strukturen untersucht.

In Gliederungspunkt 3.1.3 wurde gezeigt, dass es beim Auftreffen einer ebenen Welle auf die Trennfläche zweier unterschiedlicher Medien immer zu Reflexions- und Transmissionsercheinungen kommt. Das heißt, es existieren in Abhängigkeit der Materialkennwerte und des Einfallswinkel ein bestimmter Reflexions- und Transmissionsfaktor. Für den einfachsten Fall des senkrechten Einfalls einer ebenen Welle aus Luft auf eine dielektrische Grenzschicht vereinfachen sich die Gleichungen (3.1-19) und (3.1-20) weiter zu:

$$\underline{r} = \frac{1 - \sqrt{\epsilon_{r_2} - j \frac{\kappa}{\omega \epsilon_2}}}{1 + \sqrt{\epsilon_{r_2} - j \frac{\kappa}{\omega \epsilon_2}}} \quad (4.1-7)$$

$$\underline{t} = \frac{2}{1 + \sqrt{\epsilon_{r_2} - j \frac{\kappa}{\omega \epsilon_2}}} \quad (4.1-8)$$

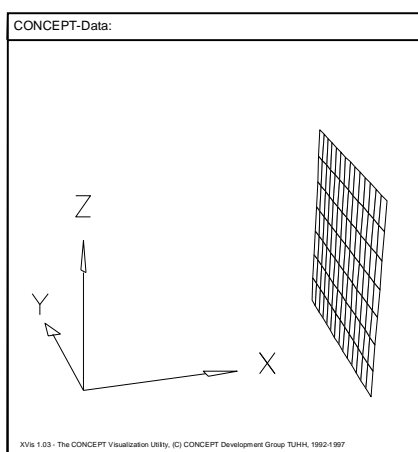


Abbildung 4: Modell zur Analyse der Reflexion an dielektrischen Grenzflächen

Zur Analyse dieser Variante wurden zwei Flächen bzw. homogene Körper (Anm.: für Simulationsrechnungen permittiver Materialien sind grundsätzlich geschlossene Körper mit definierten Randbedingungen erforderlich) im freien Raum mit den Abmaßen 70 cm x 70 cm x 1 cm und 70 cm x 140 cm x 3 cm modelliert und diskretisiert.

Ein Modellbeispiel nach der Diskretisierung ist in *Abbildung 4* zu sehen.

In den Simulationen wurden drei Fälle, gekennzeichnet durch jeweils andere Materialdaten, untersucht. Da, wie aus Gleichung (4.1-7) erkennbar, die Leitfähigkeit des Materials, wenn sie im Bereich weniger mS liegt, im Frequenzbereich einiger hundert MHz einen zu vernachlässigen Beitrag zum Betrag des Reflexionsfaktors liefert, ist die Wahl der relativen Permittivität ϵ_r für die Übertragbarkeit der Ergebnisse auf das zu untersuchende Problem von größerer Bedeutung. Die Entscheidung der einzusetzenden relativen Permittivitätswerte orientierte sich an den in [11] veröffentlichten Daten. Für eine Auswahl in Frage kommender Materialien wurden diese auszugsweise [11] entnommen und in *Tabelle 2* zusammengefasst.

Tabelle 2: Dielektrische Parameter bestimmter Materialien bei ca. 750 MHz

Material		ϵ_r bei 1 kHz	ϵ_r	$\tan\delta$ $\cdot 10^4$	$\kappa /$ S/m	$ g /$ F/m
Kunststoffe	Styrofoam	1.03	1.03	1	4.30E-06	9.12E-12
	Polyethylen	2.3	2.3	15	1.44E-04	2.04E-11
	PVC	3.15	2.8	70	8.17E-04	2.48E-11
	Plexiglas	3.12	2.66	60	6.66E-04	2.36E-11
	Polyester	4.1	3.95	115	1.89E-03	3.50E-11
	Teflon	2.1	2	1.5	1.25E-05	1.77E-11
Hölzer	Pappel	1.84	1.55	175	1.13E-03	1.37E-11
	Birke	2.88	2.2	340	3.12E-03	1.95E-11
	Tanne	2	1.81	270	2.04E-03	1.60E-11
	Tanne (Sperrholz)	2.1	1.7	330	2.34E-03	1.51E-11
	Tanne (unbehandelt)	7.05	3.75	800	1.25E-02	3.32E-11
sonstige	Papier	3.3	2.7	600	6.76E-03	2.39E-11
	Naturgummi	2.4	2.5	35	3.65E-04	2.21E-11
	Porzellan	6.2	5.5	140	3.21E-03	4.87E-11

Vergleichsweise sind in der Tabelle relative Permittivitäten für 1 kHz und 750 MHz angegeben, um zu sehen, wie sich diese mit steigender Frequenz ändern. Die Änderungen sind mit Ausnahmen relativ gering. In [11] sind auch einige Plast- und Elastwerkstoffe angegeben, deren Permittivitäten eine deutlich größere Frequenzabhängigkeit aufweisen. Um Vergleichsdaten über eigene übliche Werkstoffe zu erhalten, wurden mit Hilfe einer RLC-Messbrücke bei 1 kHz eigene Messungen durchgeführt. Dazu wurde ein Plattenkondensator aus zwei Messingplatten der Kantenlänge 20 cm x 20 cm mit variablen Abständen, wie er in *Abbildung 5* zu sehen ist, angefertigt.

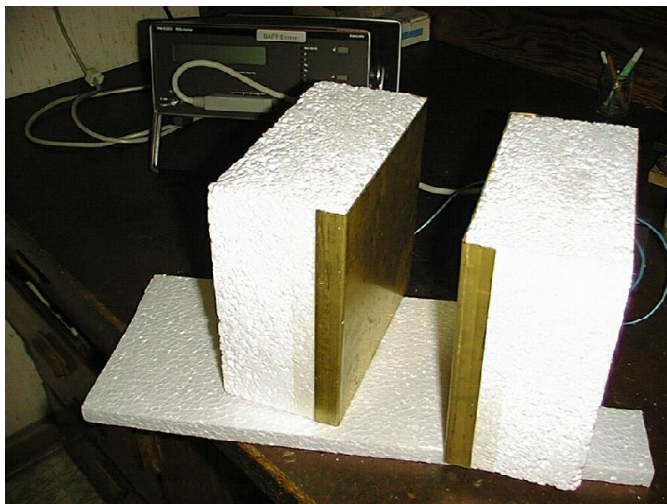


Abbildung 5: Plattenkondensator zur Messung der Permittivität

Die Messergebnisse sind in *Tabelle 3* aufgelistet. Zwischen den Daten der Veröffentlichung und denen aus eigenen Messungen wurden zum Teil gute Korrelationen erreicht, insbesondere bei den Kunststoffen. Die Unterschiede bei den Werten der Hölzer sind verständlich. Weder von Hippel noch in den eigenen Daten sind bspw. Aussagen über den Feuchtigkeitsgehalt oder den Bearbeitungszustand der Hölzer gemacht. Die verwendeten eigenen Holzarten sind unbekannt. Demnach ist der Vergleich an sich nicht zulässig. Er zeigt aber, dass relative Permittivitätswerte der Werkstoffe des Messzubehörs von $2,5 \leq \epsilon_r \leq 4$ als realistisch zu betrachten sind.

Tabelle 3: Dielektrische Parameter bestimmter Materialien aus eigenen Messungen bei 1 kHz

Material		ϵ_r	$\tan\delta$ * 10^4	$\kappa /$ S/m	$ \epsilon /$ F/m
Kunststoffe	Styrofoam	1	1	4.17E-06	8.85E-12
	PVC	2.87	90	1.08E-03	2.54E-11
	Plexiglas	2.3	310	2.97E-03	2.04E-11
	Pertinax	5.8	1510	3.65E-02	5.14E-11
	HDF	2.76	420	4.03E-04	2.44E-11
	Rohacell 71	1.95	15000	1.22E-01	1.74E-11
Hölzer	Fichte	2.78	-	-	-
	Pressspan	3	870	1.09E-02	2.66E-11
	Pressspan beschichtet	2.85	560	6.66E-03	2.52E-11
	Sperrholz (unbehandelt)	4.9	3600	7.36E-02	4.35E-11
	Kork	1.87	440	3.43E-03	1.66E-11

Für die Simulation beider Körper wurden folgende Werte ausgewählt:

1. Fall: $\epsilon_r = 2,2$ $\tan\delta = 330 \cdot 10^{-4}$ $\kappa = 3,03 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$
2. Fall: $\epsilon_r = 3,0$ $\tan\delta = 330 \cdot 10^{-4}$ $\kappa = 4,13 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$
3. Fall: ideal leitendes Metall

In den insgesamt sechs Simulationen wurden die Körper mit einer aus negativer x-Richtung einfallenden ebenen, linear polarisierten Wellenfront mit gleicher Amplitude von 100 mV/m bei 750 MHz angeregt. Zur Analyse wurde eine 10 m lange Feldaufpunktlinie festgelegt, die die Flächennormale im Mittelpunkt der Platte bildet und entlang dieser die Maximalfeldstärke bestimmt wurde. Die Linie beginnt für den kleinen (großen) Körper 7,80 m (7 m) vor ihm, entgegen zur Leistungsflussrichtung und endet 2,20 m (3 m) hinter ihm in Flussrichtung. Die Ergebnisse der Modellrechnungen sind in den folgenden Abbildungen dargestellt.

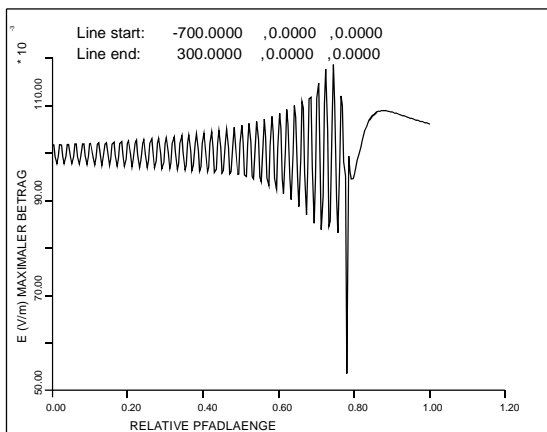


Abbildung 6: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm
 $\epsilon_r = 2,2$; $\kappa = 3,03 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$

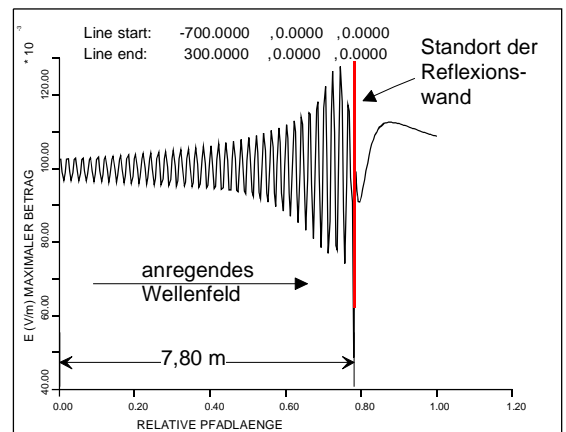


Abbildung 7: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm
 $\epsilon_r = 3,0$; $\kappa = 4,131 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$

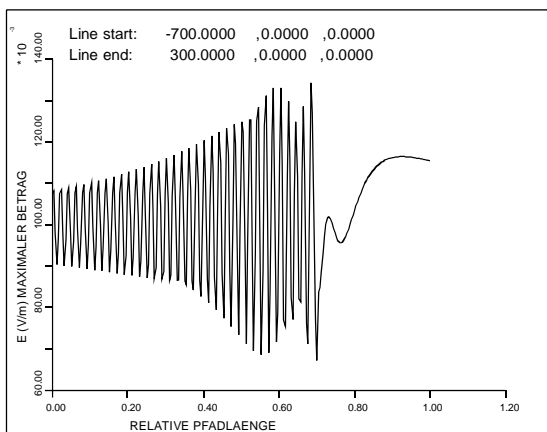


Abbildung 8: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm
 $\epsilon_r = 2,2$; $\kappa = 3,03 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$

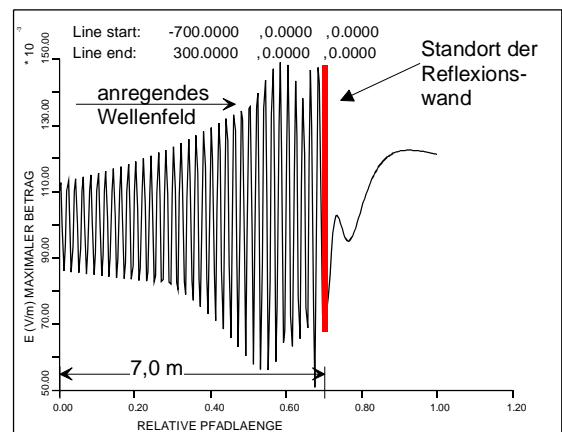


Abbildung 9: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm
 $\epsilon_r = 3,0$; $\kappa = 4,131 \cdot 10^{-3} \text{ S/m}$

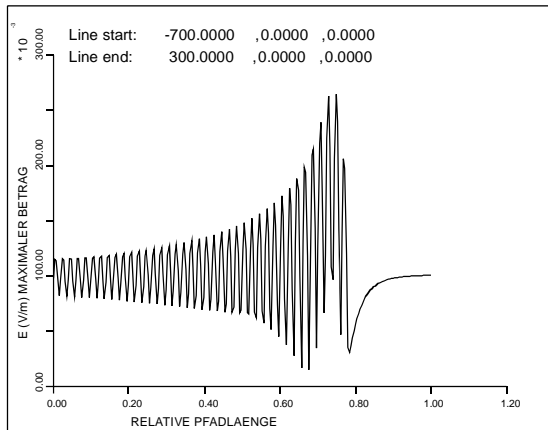


Abbildung 10: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm metallisch, ideal leitend

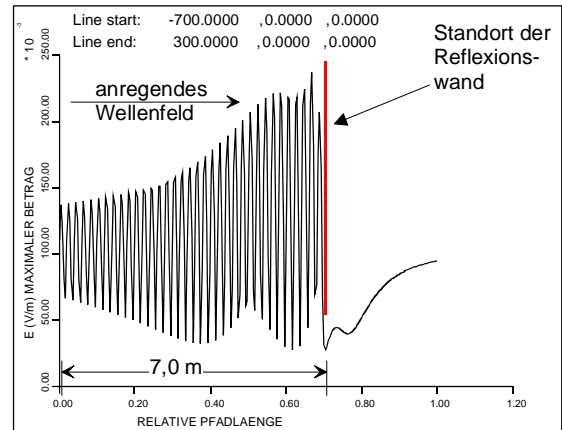


Abbildung 11: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm metallisch, ideal leitend

Die Diagramme zeigen die Verteilungen der Maximalfeldstärken, die sich bei Reflexion an dielektrischen Grenzschichten verschiedener Materialien in Luft ergeben. Die Reflexionsebenen befinden sich für den kleinen (großen) Körper bei 0,78 (0,7) der relativen Pfadlänge.

Bei Betrachtung der Bilder ist folgendes festzustellen. Erwartungsgemäß bilden sich auf Grund der Überlagerung von hin- und rücklaufender Welle vor den Platten resultierende stehende Wellen mit einer $\lambda/2$ -Periodizität, die exponentiell mit βz in entgegengesetzter Richtung zur Anregung abklingen.

Interessant sind die Darstellungen aus *Abbildung 8* und *Abbildung 9*, die wie folgt interpretiert werden. Die Verteilungsfunktion, resultierend aus der Überlagerung von hin- und von der ersten Wand rücklaufenden Welle, wird hier von einer weiteren phasenverschobenen stehenden Welle überlagert, ähnlich der Spiegelung an einer doppelten Fensterscheibe. Dies wird hier durch die Reflexion an einer zweiten Grenzschicht an der Rückwand des Körpers vom Medium nach Luft verursacht und tritt erst an dem etwas dickerem Körper wegen der größeren Phasendifferenz spürbar in Erscheinung. Zur Veranschaulichung ist in den nachfolgenden Bildern die Feldstärkeverteilung im inneren der Körper stark vergrößert dargestellt.

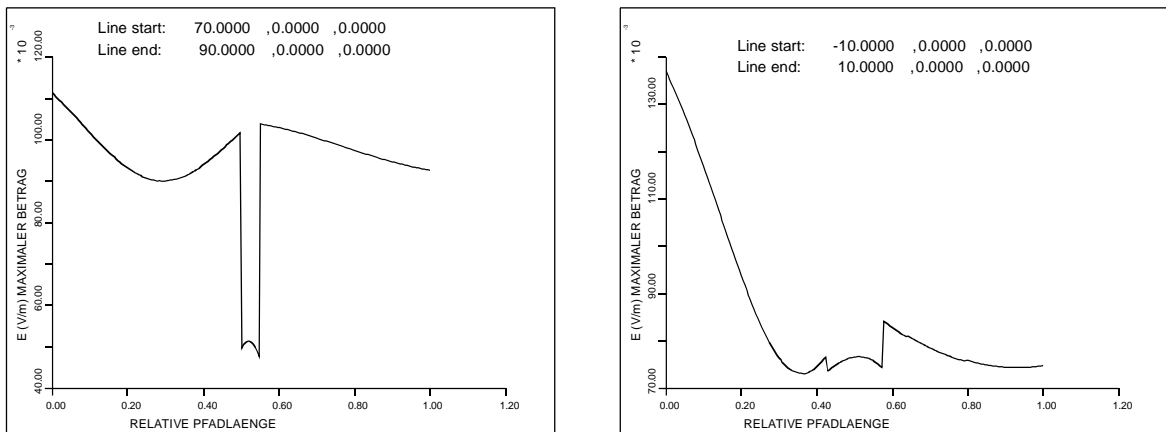


Abbildung 12: Feldstärkeverteilung am Rand und innerhalb beider dielektrischer Körper ($\epsilon_r = 3$); links Körper 1; rechts Körper 2

Für die Metallkörper ist eine ähnliche Interferenz erkennbar, die darauf zurückgeführt wird, dass es sich hier nicht um unendlich große Metallplatten handelt. Dadurch werden beim Auftreffen der Wellenfront neben der Reflexion weitere Phänomene wirksam. So wird es bspw. in Abhängigkeit von Größe und Form der Platten, Polarisation und Wellenlänge der Anregung mehr oder weniger zu Resonanzerscheinungen kommen, auf Grund dessen sich die Platte ähnlich wie ein Aperturstrahler verhält. Da dies jedoch nicht im Mittelpunkt der Untersuchungen steht, wird darauf nicht weiter eingegangen.

Von eigentlichem Interesse der Untersuchungen ist die Möglichkeit, aus den vorliegenden Diagrammen den Betrag des Reflexionsfaktors an den verschiedenen Materialien ermitteln zu können. Aus dem Verhältnis von E_{max} zu E_{min} kann das Stehwellenverhältnis s (engl.: vswr) bestimmt werden, um damit den Betrag des Reflexionsfaktors $|r|$ der jeweiligen Materialien wie folgt zu errechnen:

$$s = \frac{E_{max}}{E_{min}} \quad (4.1-9)$$

$$r = \frac{s-1}{s+1} \quad (4.1-10)$$

Analytisch kann der Reflexionsfaktor mit Hilfe von Gleichung (4.1-7) bestimmt werden. Zum Vergleich sind in der nachfolgenden Tabelle die numerisch aus den Diagrammen gewonnenen und analytisch ermittelten Reflexionsfaktoren dargestellt.

Tabelle 4: Numerisch und analytisch bestimmte Reflexionsfaktoren beider Körper

Medium	Bestimmung des Betrags des Reflexionsfaktors $ r $									
	$ r $ Körper 1					$ r $ Körper 2				
	$E_{\max}/$ mV/m	$E_{\min}/$ mV/m	s	numerisch	analytisch	$E_{\max}/$ mV/m	$E_{\min}/$ mV/m	s	numerisch	analytisch
$\epsilon_r=2,2$	118	82	1,4	0,180	0,195	135	68	2,0	0,330	0,195
$\epsilon_r=3,0$	128	74	1,7	0,267	0,268	148	52	2,8	0,480	0,268
metallisch	270	45	6,0	0,714	1	230	48	4,8	0,655	1

Beim Vergleich der Ergebnisse in *Tabelle 4* fällt auf, dass die numerisch und analytisch bestimmten Reflexionsfaktoren des Körpers 1 sehr gut miteinander korrelieren. Für den Körper 2 ist diese Korrelation nicht nachweisbar und lässt auf ein mangelndes analytische Modell bezüglich der Reflexion an der zweiten Grenzschicht schließen. Weiterhin ist zu bemerken, dass vor den Metallplatten der Reflexionsfaktor 1 nicht erreicht wird. Die Gründe dafür wurden weiter oben erörtert. Die Metallplatten sind eben nicht groß bezüglich der Wellenlänge.

Als ein wesentliches Ergebnis der bisherigen Untersuchungen ist der relativ große Reflexionsfaktor des dickeren Körpers 2 zu werten, dessen Abmaße vergleichbar mit denen eines bei Feldstärkemessungen verwendeten Tisches sind. Bei Annahme eines eher wahrscheinlicheren, vom Lot abweichenden Einfallswinkels, wird sich der Reflexionsfaktor gemäß des Zusammenhangs in den Fresnelschen Formeln für senkrechte und parallele Polarisation der einfallenden Welle unterschiedlich ändern. Dies belegt ein einfaches Zahlenbeispiel am Modell des Körpers 1. Für den Winkel α_d , der in das Medium durchtretenden Welle, lässt sich folgender Zusammenhang aus den Gleichungen (3.1-13) und (3.1-14) herstellen:

$$\alpha_d = \arcsin\left(\frac{\sin \alpha_e}{\sqrt{\epsilon_r}}\right) \quad (4.1-11)$$

Damit ist mit Hilfe der Gleichungen (3.1-19) und (3.1-20) der Reflexionsfaktor berechenbar. Bei einem angenommenen Einfallswinkel $\alpha_e = 45^\circ$ werden für eine senkrecht zur Einfallsebene polarisierten ebenen Welle folgende Werte ermittelt:

Tabelle 5: Brechungswinkel und Reflexionsfaktoren in Abhängigkeit relativer Permittivität

Relative Permittivität ϵ_r	Brechungswinkel α_d	Reflexionsfaktor $ r $
2,2	28,5°	0,297
3,0	24,1°	0,382

Zur Veranschaulichung dieses Sachverhalts ist in *Abbildung 13* der Betrag des Reflexionsfaktors in Abhängigkeit des Einfallswinkels und der Art der Polarisation der einfallenden Welle für $\varepsilon_r = 2,2$ dargestellt.

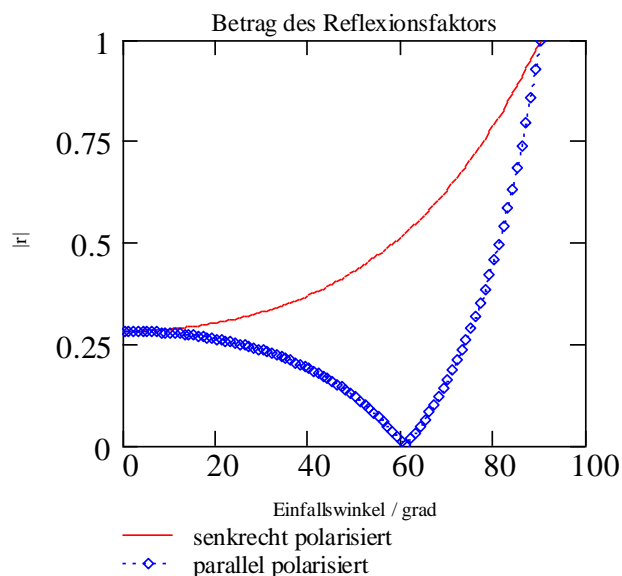


Abbildung 13: Verlauf des Betrags des Reflexionsfaktors als Funktion von Einfallswinkel und Polarisation

Mit Blick auf das eigentliche Untersuchungsziel sind mit diesen Ergebnissen erste Abschätzungen bezüglich des Einflusses des Messzubehörs und der Umgebung auf die Messunsicherheit möglich. Dazu sei ein batteriebetriebener Prüfling mit äußeren Abmaßen im Bereich der von ihm emittierten Wellenlänge, in der Mitte des Drehtischs liegend, angenommen. Seine Strahlungscharakteristik sei vereinfachend mit der eines horizontal angeordneten $\lambda/2$ -Dipols vergleichbar. Unter Annahme eines geschätzten Reflexionsfaktors von 0,4 wird die Amplitude des indirekten Strahls, gemäß *Abbildung 2*, auf das 0,6-fache ihres ursprünglichen Wertes durch die Reflexion an der Grenzschicht vermindert. Auf Grund dessen wird sich bei idealer konstruktiver Interferenz des direkten und indirekten Strahls am Ort der Messantenne nicht mehr eine Feldstärkeerhöhung der erwarteten 6 dB, sondern nur von 4 dB gegenüber der Freiraumfeldstärke feststellen lassen. Vielmehr wird sich der Ort der Maximalfeldstärke durch eine zusätzlich auftretende dritte Komponente nach der Reflexion am Tisch verschieben, im ungünstigsten Fall über den Bereich des Höhenscans von 4 m hinaus. Diese Erkenntnis dürfte insbesondere bei Messungen, die keinen Höhenscan vorsehen, von Bedeutung sein.

Dieses stark vereinfachte, idealisierte Modell weist eine Reihe von Unzulänglichkeiten auf. So wurden bspw. grundsätzlich Fernfeldbedingungen angenommen, denn nur dann besitzen

die Fresnelschen Formeln volle Gültigkeit. Verkopplungen im Nahfeld des Prüflings wurden ganz außer Acht gelassen. Des weiteren wurden bei diesen Betrachtungen nur die Reflexionen an einer Grenzschicht einbezogen. Dennoch geben sie aber einen Eindruck, mit welchen Unsicherheiten zu rechnen sein wird. Im weiteren Verlauf wird sich zeigen, inwieweit sich diese Überlegungen bestätigen werden.

4.1.3 Modelle zur Simulation von Freifeldverhältnissen

Vor Simulationen sind grundsätzlich zielgerichtete Überlegungen zur Gestaltung der CAD-Modelle erforderlich, um diese so zu entwerfen, dass sie hinsichtlich des Speicher- und Rechenzeitaufwands möglichst gut rechentechnisch beherrschbar bleiben, aber dennoch die realistischen Verhältnisse auf das Wesentliche beschränkt hinreichend genau nachbilden. Es ist hierbei zu berücksichtigen, dass die Rechenzeit mit der dritten Potenz der Anzahl der Unbekannten ansteigt. Um die Rechenzeit auf ein erträgliches Maß zu beschränken und trotzdem zu allgemeingültigen Aussagen zu gelangen, werden charakteristische Modelle mit unterschiedlichen Parametern und entsprechend differenzierten Zielstellungen untersucht, deren Ergebnisse im Anschluss zusammengefasst und verallgemeinert werden müssen.

Da anhand der Simulationsergebnisse eine Vergleichbarkeit zu üblichen Feldstärkemessungen auf 10-m-Freifeldern hergestellt werden soll, bei denen in einem Höhenscan der Messantenne von 1 m bis 4 m über Ground die Maximalfeldstärke zu messen ist, wird zur Analyse in den Modellen die Feldstärkeverteilung in 10-cm-Schritten entlang einer 10 m vom Prüfling entfernten Feldaufpunktlinie, die diesen Höhenscan der Messantenne repräsentiert, numerisch bestimmt.

Da sowohl davon auszugehen ist, dass es in unmittelbarer Umgebung des Prüflings zu Verkopplungen des Messzubehörs, hier des Tisches, mit dem Prüfling kommt, wodurch sich dessen Strahlungscharakteristik verändert, als auch die Größe und Form des strahlenden Gebildes selbst vermutlich von Bedeutung dafür ist, welchen Einfluss z.B. der Tisch auf die Abstrahlung haben kann, ist es zweckmäßig, Prüflinge verschiedener Größe, Form und Strahlungscharakteristik zu untersuchen.

4.1.3.1 Untersuchungen an einem $\lambda/2$ -Dipol

Die Simulationen wurden in 50-MHz-Schritten, beginnend bei 200 MHz bis 1 GHz durchgeführt. Dies ist der Frequenzbereich, der üblicherweise auch mit einer log.-per. Antenne abgedeckt wird.

Zunächst ist von Interesse, ob sich die im Gliederungspunkt 4.1.2 herausgearbeiteten Überlegungen und Ergebnisse auf Freifeldverhältnisse übertragen und bestätigen lassen. Zu diesem Zweck wird als Prüfling ein mit 1 V gespeister, auf 750 MHz abgestimmter $\lambda/2$ -Dipol verwendet, der in 1 m Höhe über Ground auf dem Freifeld angeordnet ist. Eine Modellskizze ist in *Abbildung 14* zu sehen.

Entlang der Feldaufpunktlinie wird dann die elektrische Feldstärke wahlweise mit und ohne Einbringen einer in 80 cm Höhe befindlichen, dielektrischen Platte, die parallel zur Groundplane angeordnet ist und einen Tisch verkörpern soll, bestimmt. Aus dem Vergleich der Daten kann auf den Einfluss der Platte geschlossen werden. Hier muss darauf hingewiesen werden, dass versehentlich bei der Modellierung der Platte, abweichend zu den einschlägigen Normen, deren Unterkante in 80 cm Höhe angeordnet wurde, so dass sich eine Höhendifferenz zum normenkonformen Messplatz von 2,5 cm ergibt. Für die Auswertung spielt dies keine Rolle, da hier ausschließlich das relative Verhältnis der Ergebnisse mit und ohne Platte bewertet wurde. Durch Variierung weiterer Parameter innerhalb dieses Modells, wie Höhe des Dipols über der Platte, Permittivität, Größe und Dicke der Platte lassen sich zusätzliche Erkenntnisse gewinnen. Wie aus *Abbildung 13* hervorgeht, reicht es zur Worst-Case Abschätzung aus, wenn nur der Fall senkrechter Polarisierung bezüglich der Tischplatte untersucht wird. Auf dem Freifeld entspricht dies einer horizontal polarisierten Abstrahlung über der Tischplatte.

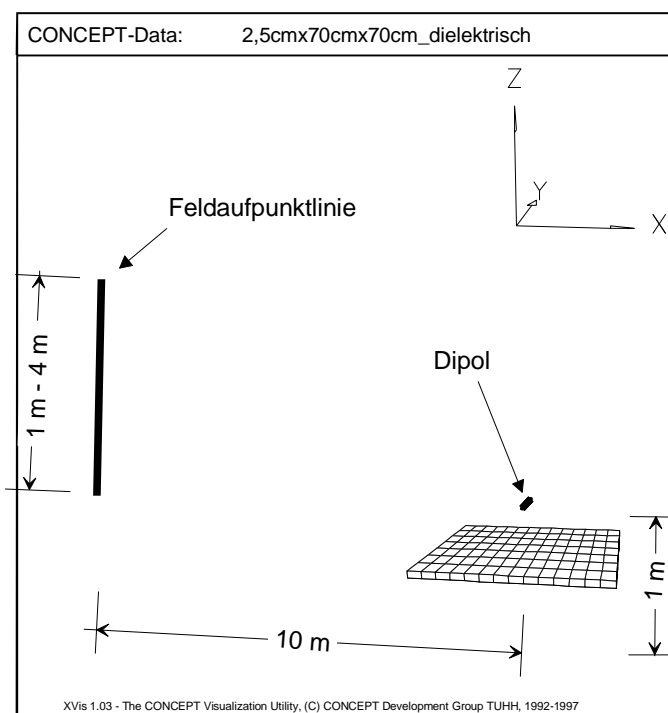


Abbildung 14: Skizze des Modells „ $\lambda/2$ -Dipol“ für Freifeldsimulationen, nicht maßstäblich

Die Simulationsergebnisse werden nachfolgend mit Hilfe von Oberflächendiagrammen gezeigt, da diese geeignet sind, höhen- und frequenzabhängige Feldstärkeverteilung gleichzeitig darstellen zu können. Zum besseren Verständnis dieser Diagramme dienen *Abbildung 15*, in der die höhenabhängige Feldstärkeverteilung von 1 m bis 4 m ausgewählter Frequenzen, normiert auf das jeweilige Minimum, dargestellt ist sowie *Abbildung 16* und *Abbildung 17*, die die Entstehung der 3-D-Diagramme beschreiben.

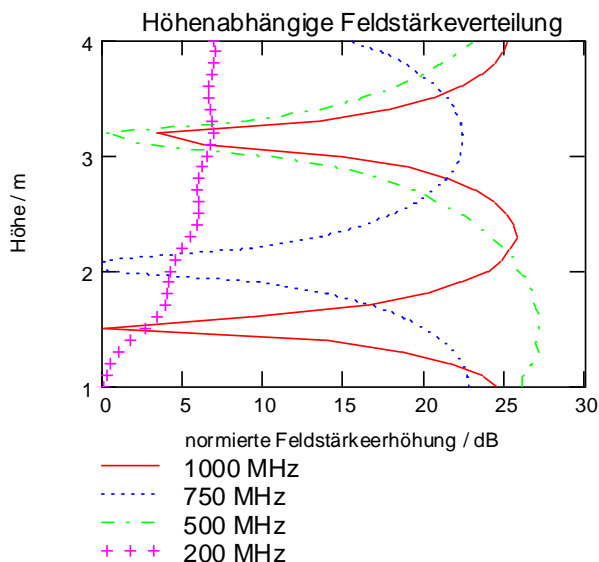


Abbildung 15: höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei horizontaler Polarisation

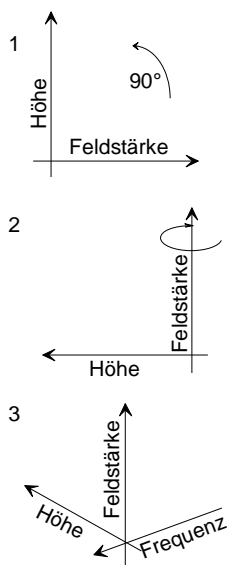
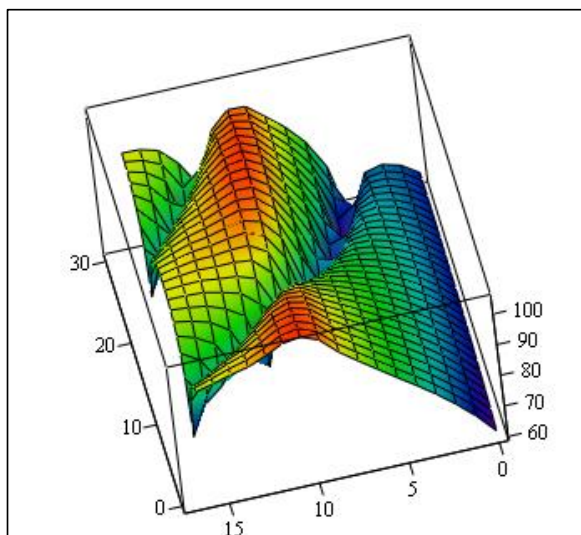


Abbildung 16: Bildung der Oberflächen-diagramme



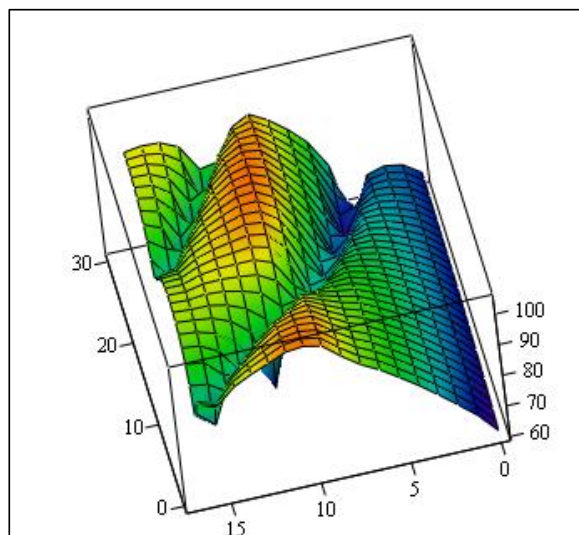
Abbildung 17: Bedeutung der Koordinatenachsen nachfolgender Diagramme

Bei Drehung des Diagramms um 90° gegen den Uhrzeigersinn und Einführung einer zusätzlichen Frequenzachse entsteht besagtes Oberflächendiagramm.



Er1

Abbildung 18: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung ohne dielektrische Platte



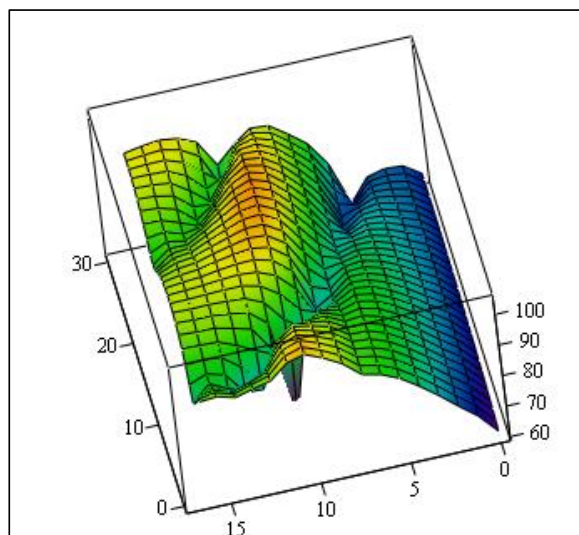
Er3

Abbildung 19: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$

Den Diagrammen in *Abbildung 18* bis *Abbildung 20* ist zu entnehmen, dass über den Höhenbereich ein Feldstärkeminimum ab etwa 350 MHz auftritt, ab etwa 650 MHz sind zwei, im Diagramm als Graben sichtbar, zu beobachten.

Das absolute Maximum liegt erwartungsgemäß bei 750 MHz (Frequenz-Achsenmarkierung 11) und befindet sich in einer Höhe von etwa 1,20 m (Höhen-Achsenmarkierung etwa 2).

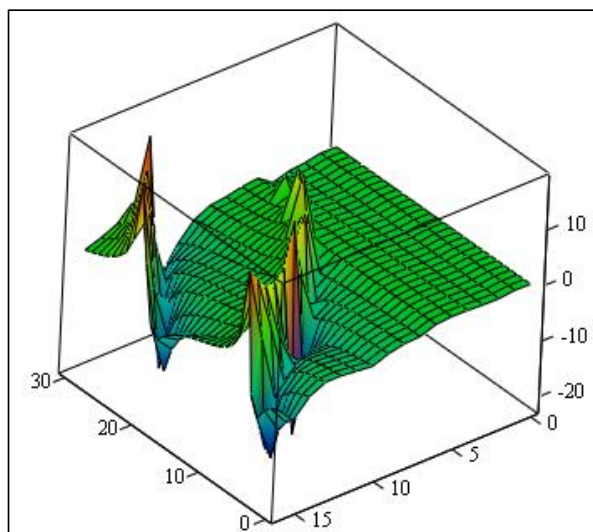
Der Vergleich der Diagramme zeigt, dass mit wachsender Permittivität das absolute Feldstärkemaximum kleiner wird, als abnehmende Rotfärbung im



Er5

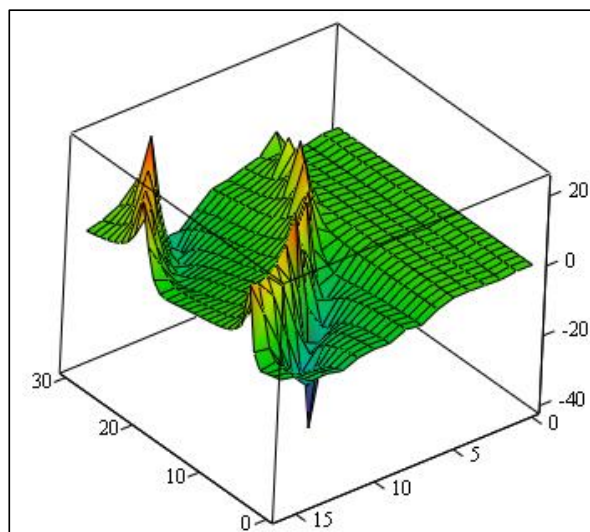
Abbildung 20: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei relativer Permittivität $\epsilon_r = 5$

Diagramm verdeutlicht, und sich die Maxima und Minima insgesamt verschieben. Aus der Differenzbildung der Oberflächen ergibt sich demnach keine ebene Fläche bei 0 dB, wie es bei einer Platte ohne Einfluss zu erwarten wäre. Dies wird in den folgenden Abbildungen anschaulich dargestellt.



Er3 - Er1

Abbildung 21: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$



Er5 - Er1

Abbildung 22: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, relativer Permittivität $\epsilon_r = 5$

Deutlich sichtbare Differenzen sind erst ab etwa Frequenzen größer 400 MHz zu beobachten. Diese Abweichungen sind nicht unerheblich und lassen sich, wie vorher vermutet, mit dem verschobenen Interferenzmuster erklären. Sie sind für 750 MHz am größten, da der Dipol auf diese Frequenz abgestimmt ist und deshalb hier seinen größten Gewinn hat, die „Gräben“ also am tiefsten sind. Bei Verschiebung der „Gräben“ entstehen diese großen Differenzen. Zudem war der Dipol etwa im $\lambda/2$ -Abstand über der Platte angeordnet, so dass sich auf Grund der reflektierenden Wirkung der Platte, die Strahlungscharakteristik etwas vom Rundstrahler hin zum Querstrahler verändert.

Sehr plastisch wird dieser Sachverhalt in *Abbildung 23* zum Ausdruck gebracht. Darin sind die 3-D-Strahlungsdiagramme des Dipols des oberen Halbraums mit und ohne einer, unter ihm befindlichen Platte relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$, bei Freiraumbedingungen in 10 m Entfernung zu sehen. Die beschriebene Anordnung stellt für 750 MHz gewissermaßen den Worst-Case dar.

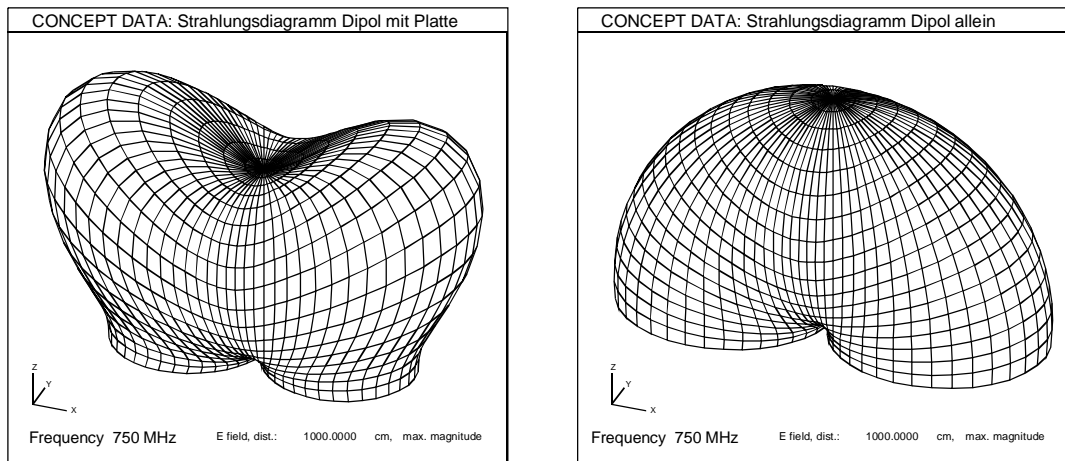


Abbildung 23: Strahlungsdiagramme eines $\lambda/2$ -Dipols im oberen Halbraum, links mit, rechts ohne einer dielektrischen Platte in $\lambda/2$ Abstand unter ihm

Wirksam werden derartig große Differenzen, wie sie in *Abbildung 21* und *Abbildung 22* zu sehen sind, jedoch nur bei Messungen, die keinen Höhenscan vorsehen. Sie sind dann auf keinen Fall mehr zu vernachlässigen. Da aber i.a. bei Feldstärkemessungen Höhenscans zur Maximumsuche durchgeführt werden, wird sich als Fehler nur die Differenz der absoluten Maxima bemerkbar machen. Sie sind im folgenden Diagramm abgebildet.

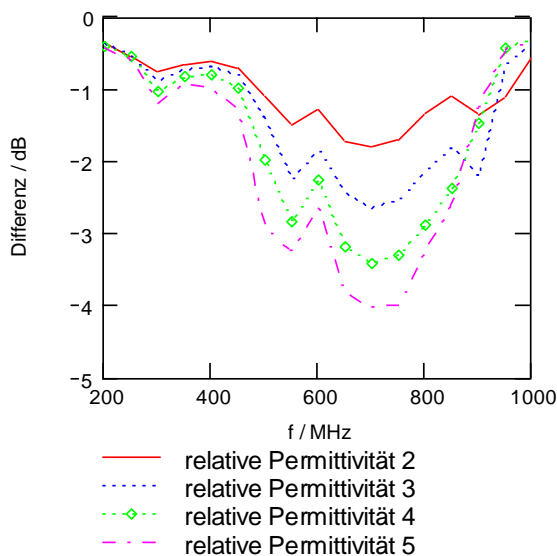


Abbildung 24: Differenz der absoluten Maximalfeldstärken bei Abstrahlung über verschiedenen dielektrischen Platten bezogen auf die Maximalfeldstärke bei Abstrahlung ohne dielektrischer Platte innerhalb des Höhen-scanbereichs 1 m - 4 m

Das Diagramm unterstreicht die bisherigen Ausführungen, dass eine merkliche Beeinflussung erst ab Frequenzen größer 400 MHz auftritt und für diese Anordnung zwischen 700 und 750 MHz die größte Beeinflussung festzustellen ist. Bei einer realistischen relativen Permittivität von $\epsilon_r = 3-4$ der Platte ist eine Abweichung von etwa minus 2,5 dB – 3 dB abzulesen und bestätigt damit die in Pkt. 4.1.2 getroffenen Abschätzungen.

Überzeugend kommt in dem Diagramm zum Ausdruck, dass Platten relativer Permittivität ≥ 2 als kritisch und für Feldstärkemessungen ungeeignet eingeschätzt werden müssen.

Zur Illustration und zum besseren Verständnis, ist in der rechts zu sehenden *Abbildung 25*, abgeleitet aus den numerischen Daten, die höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 750 MHz dargestellt.

Normiert auf das Feldstärkeminimum ohne Platte ist unverkennbar, wie sich mit Zunahme der Permittivität das Interferenzmuster nach unten verschiebt, das absolute Feldstärkemaximum dabei abnimmt und erst beim 2. lokalen Maximum erreicht wird.

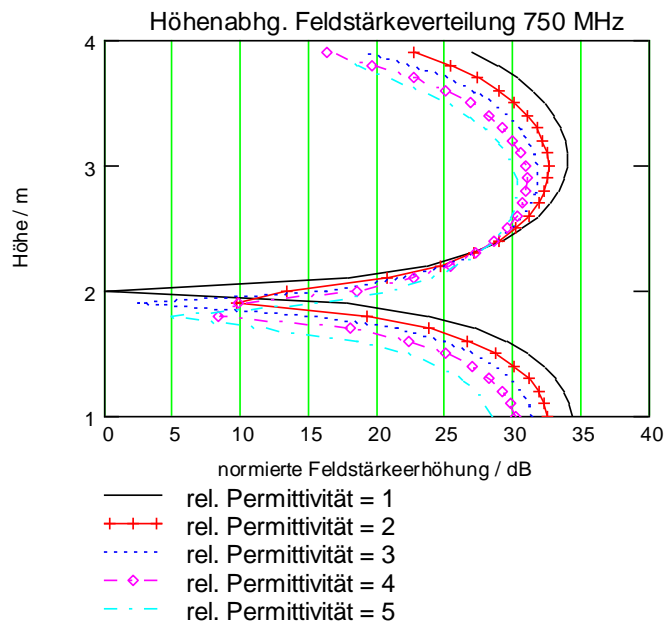


Abbildung 25: Normierte höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 750 MHz

Hier drängt sich die Frage auf, welche frequenzabhängigen Abweichungen sich in Abhängigkeit anderer Plattengrößen, Prüflinge und deren Abstände zur Platte ergeben. Im weiteren Verlauf der vorliegenden Arbeit wird versucht, diese Frage zu beantworten.

Zu diesem Zweck wurden zwei weitere Prüflinge für Simulationen modelliert. Einer der beiden repräsentiert einen kleinen Breitbandstrahler, der andere soll einen kleinen Prüfling mit angeschlossenen Leitungen verkörpern. Auf die Modellierungen selbst wird nicht weiter eingegangen, da ausgedehnte Erklärungen darüber nicht unmittelbar zum Ergebnis beitragen.

Die Prüflinge wurden zunächst wie bisher über der gleichen dielektrischen Platte der Abmaße 70 cm x 70 cm x 2,5 cm betrieben. Zusätzlich ist der Einfluss einer größeren runden Platte mit dem Radius 60 cm, wie sie auch als reale Drehtischplatte verfügbar ist, untersucht worden.

In den Simulationen wurden die drei Prüflinge mit und ohne der beiden, Unterkante 80 cm über Ground befindlichen Platten in den Höhen 90 cm, 100 cm und 110 cm angeordnet. Bei allen Kombinationen wurden relativen Permittivitäten der Platten von 2, 3, 4 und 5 eingesetzt.

4.1.3.2 Einflüsse in Abhängigkeit vom Prüfling, Breitbandstrahler

Für das Modell des Breitbandstrahlers wurde eine übliche bikonische Breitbandantenne entworfen. Sie ist unkompliziert zu modellieren, die symmetrische Anregung ist problemlos zu realisieren, sie besitzt Rundstrahlcharakteristik und hat kein wanderndes Phasenzentrum.

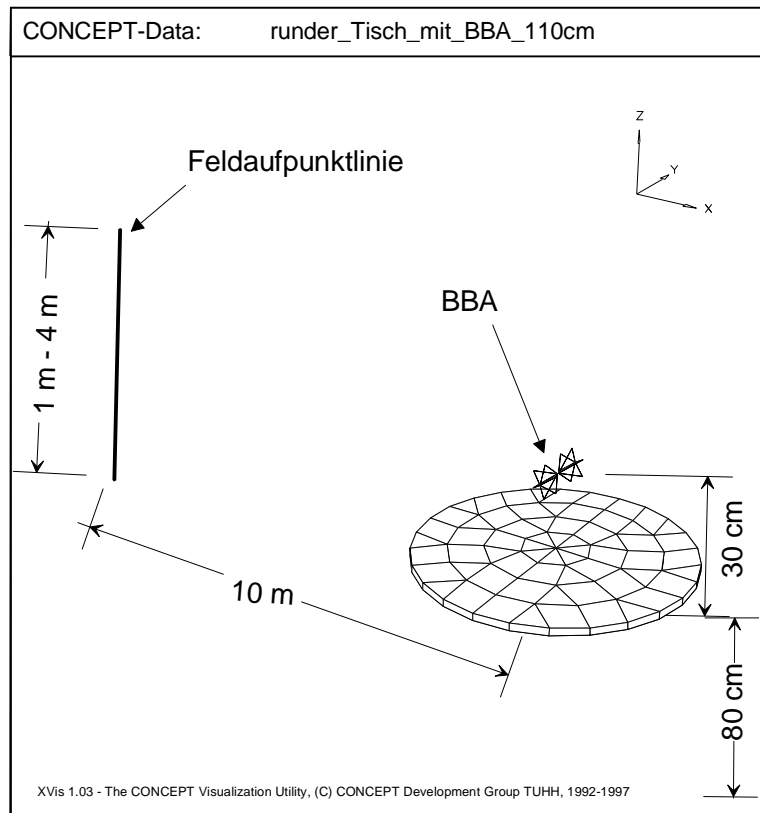


Abbildung 26: Simulationsmodell „Runde Platte mit BBA“ in 110 cm Höhe, nicht maßstäblich

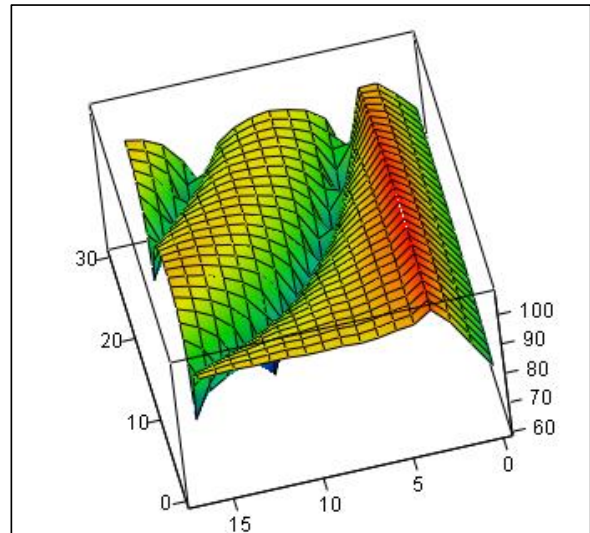
Abbildung 26 zeigt ein Modell der runden Platte zusammen mit der Breitbandantenne (BBA), wie es bei den Simulationen Verwendung fand.

Bei Betrachtung der Abbildung ist vorstellbar, dass sich der Einfluss der Platte reduziert, je höher sich die Antenne über ihr befindet. Sie bewegt sich damit praktisch aus dem Schatten der Platte heraus, den diese für den indirekten Strahl bildet.

Um einen Eindruck vom Breitbandcharakter der modellierten BBA zu bekommen, ist in *Abbildung 27* die höhen- und frequenzabhängige Gesamtfeldstärkeverteilung in 10 m Entfernung, hier bei Verwendung der BBA ohne dielektrische Platte, dargestellt.

Man vergleiche dazu diese Abbildung mit der zugehörigen des abgestimmten Dipols auf *Seite 31*.

Im folgenden werden die Ergebnisse der numerischen Berechnungen bei einer Höhe der BBA von 90 cm wiedergegeben.



Er1

Abbildung 27: Feldstärkeverteilung, BBA in 100 cm Höhe ohne dielektrische Platte

Die vollständigen Ergebnisse der drei unterschiedlichen Höhen sind im Anhang auf *Seite XIV* in *Abbildung 94* bis *Abbildung 99* enthalten. Sie zeigen, zwischen beiden Platten vergleichend, deren Einfluss auf die elektrische Feldstärke entlang der Aufpunktlinie in Abhängigkeit ihrer Permittivität, ihrer Größe und ihres Abstandes zur BBA bezogen auf die Feldstärke ohne Verwendung einer Platte.

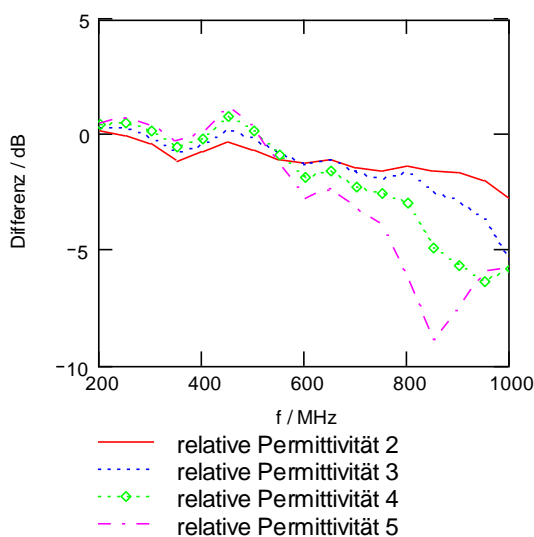


Abbildung 28: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe der BBA

Aus der Analyse der 6 Diagramme geht hervor, dass der Kurvenverlauf der Differenzen beider Platten bei jeweils gleichen Antennenhöhen ähnlich ist. In erster Näherung ist in einigen Frequenzbereichen ein direkter linearer Zusammenhang zwischen der Größe des Einflusses der Platten und ihrer Permittivität zu beobachten.

Bei 90 cm Antennenhöhe, also 7,5 cm Abstand zur Platte, ist der größte Einfluss und bei 110 cm Antennenhöhe, entspricht 27,5 cm Abstand zur Platte,

ist der kleinste Einfluss nachweisbar. Bei allen Höhen sind die Abweichungen für Frequenzen unter etwa 350 MHz nur geringfügig. Bei einem Abstand der Antenne von 27,5 cm zur Platte, ist eine geringe Beeinflussung im Frequenzbereich von 350 MHz bis 500 MHz zu registrieren.

Es ist festzustellen, je kleiner der Abstand zwischen BBA und Platte ist, desto weiter verschiebt sich der Einfluss der Platten in den höheren Frequenzbereich. Beim 17,5 cm-Abstand machen sich stärkere Einflüsse der Platten besonders im mittleren Frequenzbereich von 450 MHz bis 800 MHz bemerkbar.

Bei weiterer Reduzierung des Abstandes auf 7,5 cm ist vor allem eine starke Zunahme des Einflusses für Frequenzen oberhalb 800 MHz zu verzeichnen. Bei diesem Abstand ist näherungsweise ein linearer Anstieg des Einflusses mit der Frequenz erkennbar.

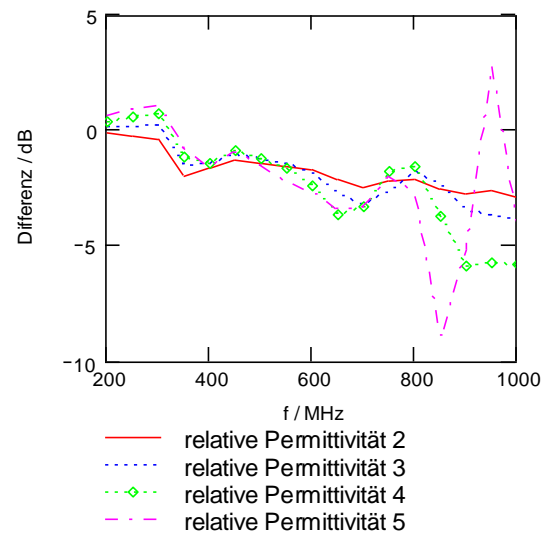


Abbildung 29: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 90 cm Höhe der BBA

Bei Abständen von 17,5 cm und 27,5 cm gibt es nur unwesentliche Unterschiede im Einfluss der beiden Platten, während beim Abstand von nur 7,5 cm zur Antenne der Einfluss der großen Platte um 1-2 dB größer als der der kleinen ist. Anschaulich ist dies, stellvertretend für alle Modelle, bei relativer Permittivität 3 im Diagramm der *Abbildung 30* zu sehen (grüne Kurven).

Für die beobachteten Erscheinungen sind verschiedene Ursachen verantwortlich, die sich in ihren Wirkungen auf unbestimmte Weise überlagern. Es ist daher schwierig, eindeutige Ursache - Wirkung Beziehungen der Beobachtungen aufzustellen. Dennoch soll versucht werden, anhand der Bilder signifikante Erscheinungen zu analysieren und ursächlichen Phänomenen zuzuordnen, ohne den Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben.

Grundsätzlich sind die physikalischen Wirkungen beider Platten vergleichbar, deshalb ergibt sich auch ein ähnlicher Kurvenverlauf. Eine Ursache der Beeinflussung wird in der Veränderung der Strahlungscharakteristik durch die Platte, wie sie schon für den $\lambda/2$ -Dipol aufgezeigt wurde, vermutet. Sie wird besonders deutlich spürbar, wenn der Strahler sich im $\lambda/4$ - bis $\lambda/2$ -

Abstand über der Platte befindet. Damit ist auch die Frequenzverschiebung des Einflusses bei der Reduzierung des Abstandes zu höheren Frequenzen erklärlich.

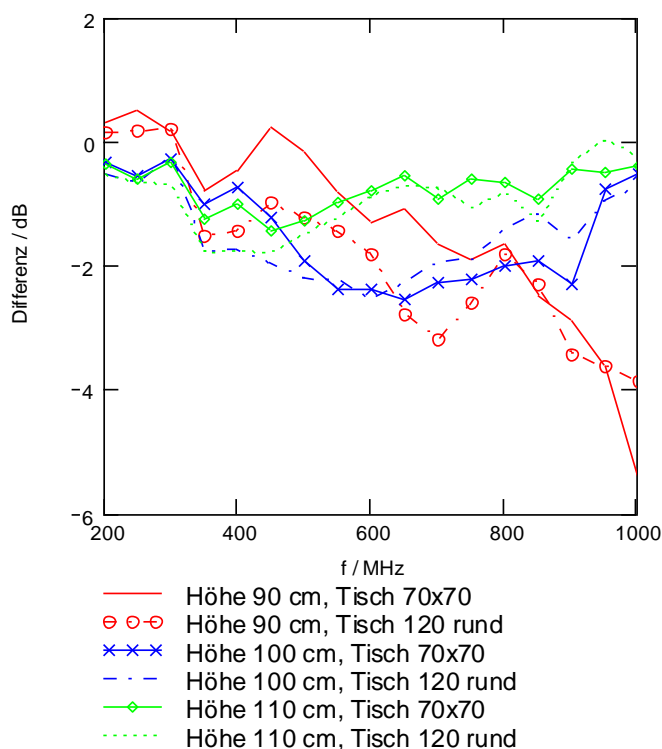


Abbildung 30: Differenz der Feldstärkemaxima, vergleichend zwischen beiden Platten bei rel. Permittivität $\epsilon_r = 3$ der Platten

Als weitere Ursache für die stärker werdende Beeinflussung bei Verkleinerung des Abstandes sind sowohl die zunehmende Abschattung des indirekten Strahls durch die Platte, als auch die Zunahme des Reflexionsfaktors wegen des größer werdenden Einfallswinkels zu nennen. Das ist meiner Ansicht nach auch der Grund dafür, warum es zu größeren Unterschieden im Einfluss der Platten bei einem Abstand von 7,5 cm im Frequenzbereich von 400 MHz bis etwa 650 MHz kommt. Hier hat offensichtlich die abschattende Wirkung der Platte den größeren Anteil am Einfluss der Platte. Für höhere Frequenzen über 750 MHz wird als überwiegende Ursache des Einflusses die abschattende Wirkung der Platten angenommen.

Am Modell des $\lambda/2$ -Dipols wurden die gleichen Untersuchungen mit beiden Platten durchgeführt. Da sich deren Ergebnisse den hier vorgelegten prinzipiell sehr ähneln, sei an dieser Stelle auf ihre Darstellung verzichtet und auf den Anhang verwiesen, wo sie vollständig zusammengestellt sind.

4.1.3.3 Einflüsse in Abhängigkeit vom Prüfling, EUT mit angeschlossenen Leitungen

Der dritte untersuchte Prüfling verkörpert ein typisches kleines Gerät mit einer 1,86 m langen angeschlossenen Leitung. Er wird im folgenden als KG2 bezeichnet. In *Abbildung 31* ist eine Skizze des Simulationsmodells zusammen mit dem runden Tisch zu sehen. Die bisher und auch im weiteren untersuchten Höhen des Prüflings 90 cm, 100 cm und 110 cm beziehen sich auf die angeschlossene Leitung über Ground, die mittig mit der Stirnseite des Geräts der Abmaße 3 cm x 3 cm x 14 cm verbunden ist. Die Messentfernung bezieht sich immer auf den Mittelpunkt der Platte, über dem sich der Ort der Einspeisung befindet.

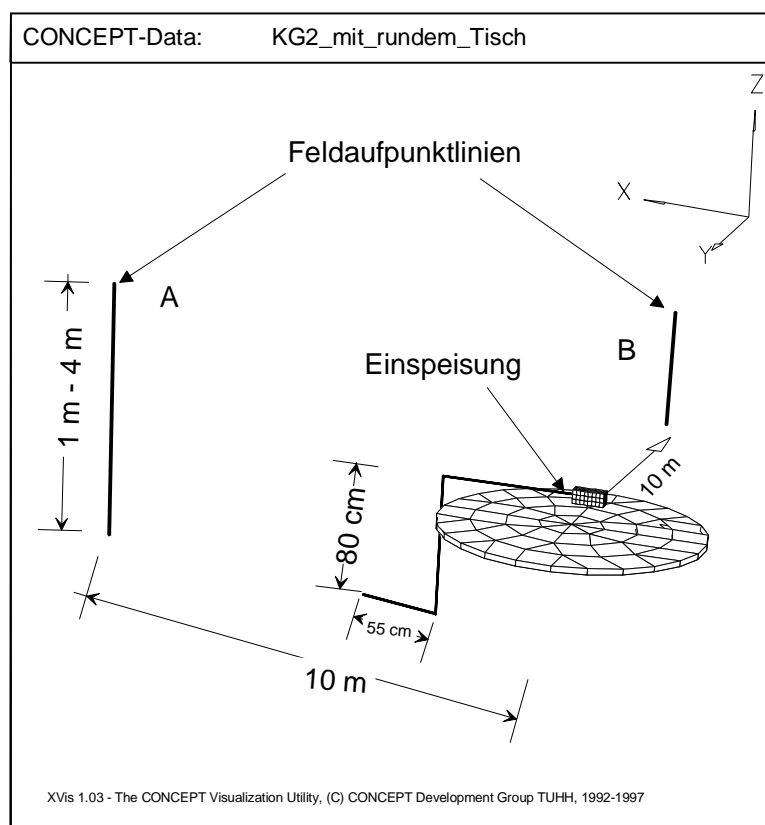
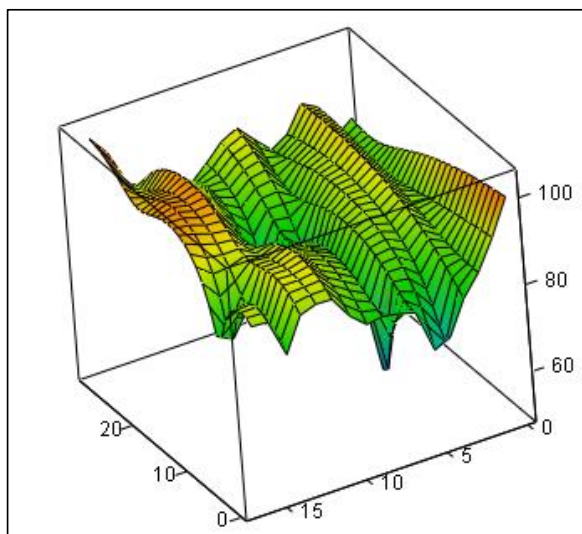


Abbildung 31: Modell „Runde Platte mit KG2“, nicht maßstäblich

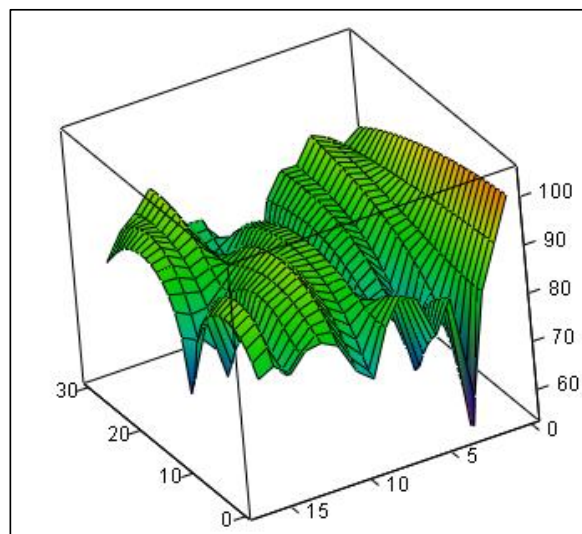
Die Anregung des Prüflings erfolgte an der in der Skizze gekennzeichneten Stelle der Leitung. Bei diesem Prüfling ist davon auszugehen, dass der größte Teil der abgestrahlten elektromagnetischen Energie von der Leitung emittiert wird. Infolgedessen wird bei dem oben gezeigten Aufbau das Maximum der horizontal polarisierten Komponente in $\pm y$ -Richtung zu erwarten sein, während das Maximum der vertikal polarisierten Komponente in positiver x -Richtung zu finden sein wird. Aus diesem Grund wurde bei dem Modell entlang von 2 Feldaufpunktlinien A und B die Feldstärke bestimmt. Dies entspricht bei realen Feldstärkemessungen der vorgeschriebenen Drehung des Tisches zur Suche der maximalen Feldstärke.

Die unterstellten Annahmen werden mit den anschließend gezeigten, komponentenweisen Darstellungen der frequenz- und höhenabhängigen Feldstärkeverteilungen ohne dielektrische Platte in x- und in y-Richtung bei 100 cm Prüflingshöhe belegt. Sie lassen zugleich einen Einblick in die komplizierte Strahlungscharakteristik von KG2 zu.



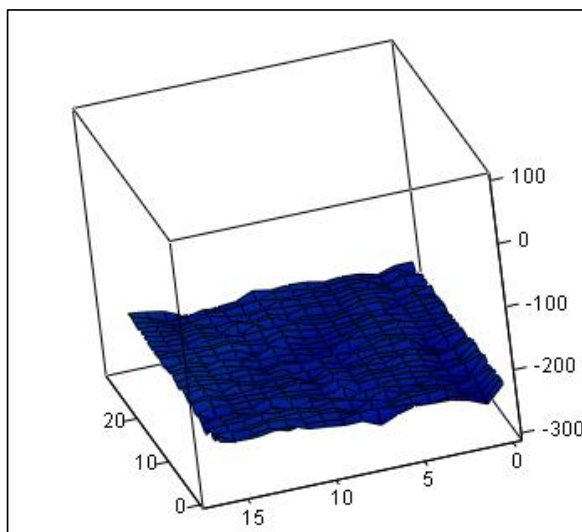
Vertikal

Abbildung 32: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente (E_z) entlang der Feldaufpunktlinie A



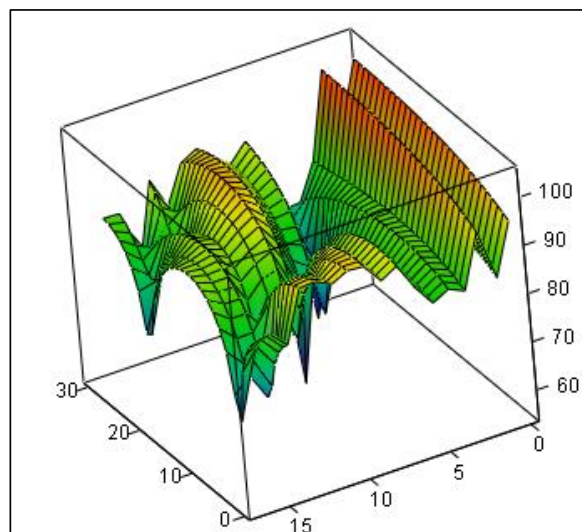
Vertikal

Abbildung 33: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente (E_z) entlang der Feldaufpunktlinie B



Horizontal

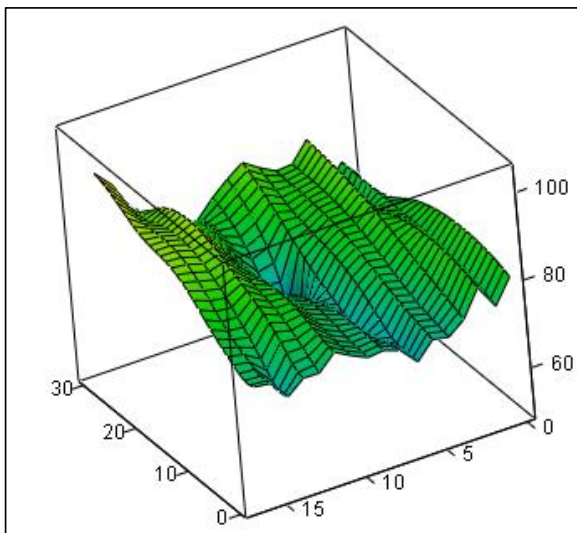
Abbildung 34: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente (E_y) entlang der Feldaufpunktlinie A



Horizontal

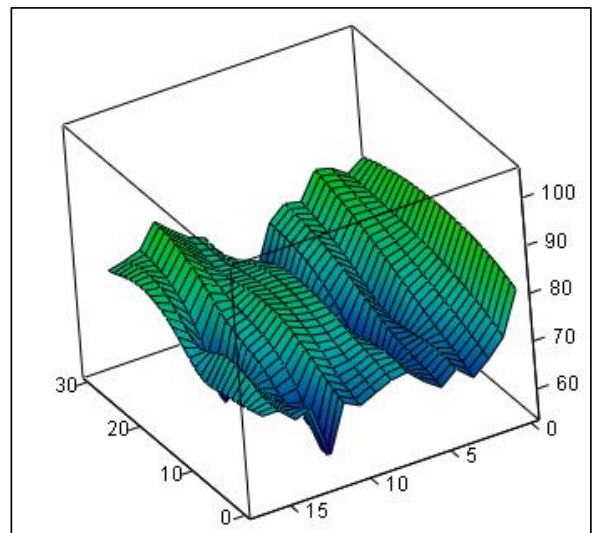
Abbildung 35: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente (E_x) entlang der Feldaufpunktlinie B

Abbildung 32 bis Abbildung 35 bestätigen überzeugend die oben aufgestellte Behauptung. Die horizontale Feldkomponente (E_y) ist in x-Richtung (Feldaufpunktlinie A) verschwindend klein, während im Gegensatz dazu die vertikale Komponente (E_z) dort ihren größten Beitrag zur Gesamtfeldstärke liefert. Dagegen liegt der Anteil der horizontalen Feldkomponente (E_x) in y-Richtung (Feldaufpunktlinie B) um cirka 10 dB über dem der vertikalen Komponente. Diese Tatsache wird daraus abgeleitet, dass zum einen in diesem Frequenzbereich die Abstrahlung vorrangig nach der Einspeisung am Anfang der Leitung stattfindet. Zum anderen ist wegen der geringeren Höhe über Ground und der daraus resultierenden Winkel- und Phasenverhältnisse zu unterstellen, dass der an der Groundplane reflektierte Anteil des vertikalen Leitungsstücks einen kleineren Feldstärkebeitrag am Empfangsort liefert, als dies bei den Komponenten des horizontalen Leitungsstücks der Fall ist. Hinzu kommt, dass die vertikale Komponente in x-Richtung wegen der Unsymmetrie in diese Richtung einen Winkel zur y-Achse >0 einnimmt, wodurch ebenfalls andere Phasenverhältnisse am Empfangsort entstehen.



Longitudinal

Abbildung 36: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der longitudinalen Komponente (E_x) entlang der Feldaufpunktlinie A



Longitudinal

Abbildung 37: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der longitudinalen Komponente (E_y) entlang der Feldaufpunktlinie B

Erstaunlich sind die an beiden Aufpunktlinien zu registrierenden, bemerkenswert großen, longitudinalen Komponenten. Sie werden zur Vollständigkeit in *Abbildung 36* und *Abbildung 37* gezeigt, ohne dafür umfassende plausible Erklärungen abzugeben. Dass sie existent sind, steht außer Frage. Allein die Tatsache ihrer Größe, mit der sie in der Entfernung noch festzustellen sind, erstaunt. Da üblicherweise bei Freifeldmessungen das Feldstärkemaximum nur aus den Maxima horizontaler und vertikaler Komponenten bestimmt wird, hat die

longitudinale Komponente für das verfolgte Untersuchungsziel keine Relevanz und wird deshalb in den Auswertungen nicht berücksichtigt.

Folglich ist eine polarisationsbezogene Verarbeitung der Daten von KG2 empfehlenswert und in der Weise sinnvoll, die vertikal polarisierten Komponenten (E_z) in x-Richtung, und die horizontal polarisierten Komponenten (E_x) in y-Richtung auszuwerten, da sie in diesen Richtungen jeweils ihr Maximum erreichen.

Anhand der gezeigten Bildern der höhenabhängigen Feldstärkeverteilung von KG2 ist damit zu rechnen, dass es sich trotz der geometrischen Einfachheit um ein strahlungsphysikalisch sehr komplexes Gebilde handelt. Entsprechend schwierig werden auch die Ergebnisse der numerischen Simulationen zu interpretieren sein. Deshalb sei darauf hingewiesen, dass es nicht das Ziel dieser Arbeit ist, bis ins letzte Detail für bestimmte Erscheinungen plausible Erklärungen zu erbringen, weil sie letztlich auch gar nicht im Rahmen dieser Arbeit zu beweisen wären und nicht davon auszugehen ist, dass allein die Anschauung als Beweis der Richtigkeit der Erklärungen gelten kann.

Vor Beginn der Auswertung der Simulationsergebnisse von KG2 wurde zunächst vermutet, dass die horizontale Komponente in y-Richtung ähnlich, wenngleich nicht identisch, wegen anderer Anregungs-, Symmetrie- und Lastverhältnisse, auf Veränderungen durch das Einbringen der dielektrischen Platte reagiert, wie es beim Modell „BBA“ zu beobachten war. Die Ergebnisse zeigten aber, dass diese Überlegungen sich nicht bestätigten. Deshalb wurde auch nicht auf die Darstellung der vollständigen Ergebnisse der horizontalen Komponente (E_x) in y-Richtung verzichtet. Die ausgewerteten Simulationsergebnisse beider Feldstärkekomponenten werden im Anhang in den Diagrammen der *Abbildung 102* bis *Abbildung 115* ab *Seite XVI* gezeigt. Sie geben eine Vorstellung davon, wie kompliziert die Wechselwirkungen zwischen dem Prüfling und den Platten sind und schaffen das Verständnis dafür, dass die Art des Prüflings selbst mitbestimmend für die entstehenden Abweichungen ist.

Die Diagramme zeigen nacheinander vergleichend zwischen beiden Plattengrößen mit jeweils unterschiedlichen Permittivitäten die ermittelten Differenzen der über den Höhenscanbereich gefundenen Maximalfeldstärke der vertikalen Komponente in x-Richtung an der Feldaufpunktlinie A und der horizontalen Komponente in y-Richtung an der Feldaufpunktlinie B. Diese Differenzen wurden, wie auch schon bei den anderen Modellen, bei unterschiedlichen Abständen der Strahlungsquelle zur Platte bestimmt.

Die sechs Diagramme der Differenzen der horizontalen Feldstärkemaxima (E_x) lassen ein offensichtlich vollkommen unterschiedliches Einflussverhalten beider Platten erkennen. Bei der kleinen Platte ist eine Art schmaler Resonanzstelle mit negativen Differenzen sichtbar, die

sich mit Reduzierung des Abstandes im Frequenzbereich nach oben verschiebt und dabei zugleich an Stärke zunimmt und breitbandiger erscheint. Im Vergleich dazu ist bei der großen runden Platte vor allem die deutlich sichtbare Erhöhung der maximalen Feldstärke bei Frequenzen über 800 MHz auffällig.

Die Analyse der Diagramme zu Differenzen der vertikalen Feldstärkemaxima erlaubt den eindeutigen Schluss, dass diese Komponente deutlich geringeren Einflüssen der Platten unterliegt. Als Ursache des reduzierten Einflusses der Platten ist zu vermuten, dass sich einerseits für die vertikal polarisierte Feldkomponente die Platten nicht im Ausbreitungsweg zwischen dem als Strahlungsquelle fungierendem vertikalen Leitungsstück und der Empfangsantenne befinden und zusätzlich auf Grund von Form und Lage der Platten quasi eine Art Polarisationsentkopplung zwischen Platten und Strahlungsquelle wirksam ist.

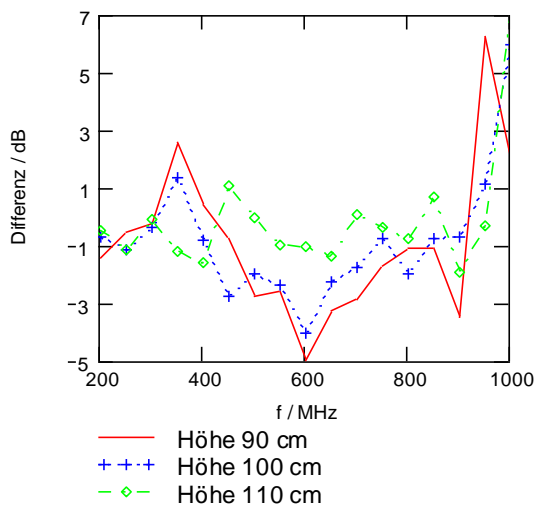


Abbildung 38: Differenz der horizontalen elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „KG2“

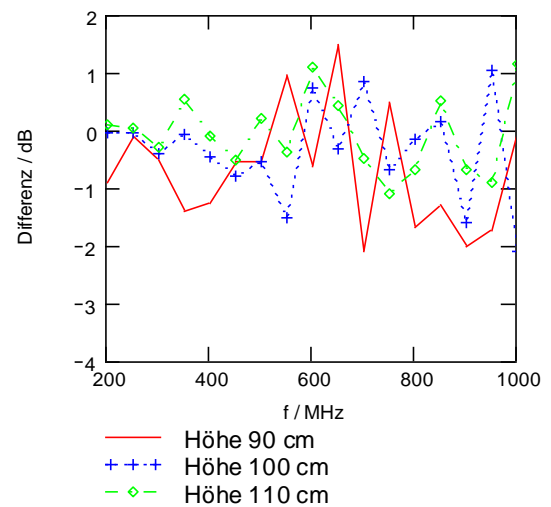


Abbildung 39: Differenz der vertikalen elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „KG2“

Insgesamt ist auch für die Konfigurationen mit KG2 zu beobachten, dass mit der Reduzierung des Abstandes der Platten zum EUT deren Einfluss stetig zunimmt und beim geringsten Abstand am größten ist. Die hier in Erscheinung tretenden Einflüsse können offensichtlich, wie besonders bei der großen Platte gut zu sehen ist, auch erhöhend wirken.

Mit *Abbildung 38* bis *Abbildung 40* wird versucht, die unterschiedlichen Wechselwirkungen der beiden Modelle „BBA“ und „KG2“ zusammenfassend am Beispiel der großen runden Platte mit relativer Permittivität 4 zu demonstrieren.

Aus den Bildern geht hervor, dass doch erhebliche Unterschiede im Einfluss der Platten in den Modellen „BBA“ und „KG2“, aber auch zwischen beiden Feldkomponenten des Modells „KG2“ festzustellen sind.

Die drei Diagramme machen somit auf anschauliche Weise bewusst, dass der Prüfling selbst als komplexes strahlendes Gebilde im Zusammenwirken mit der dielektrischen (Tisch)platte die dabei entstehenden Unsicherheiten nicht zu unterschätzend mitbeeinflusst.

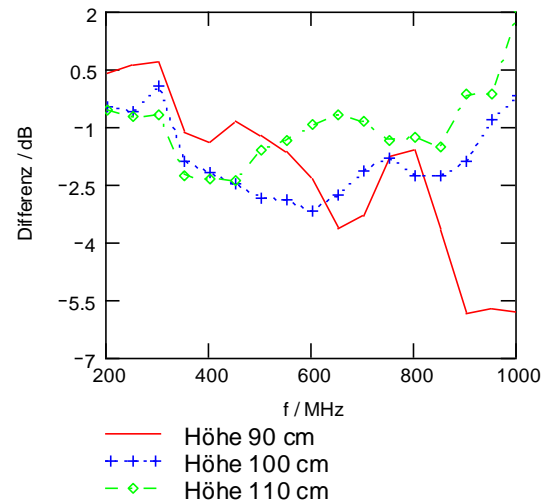


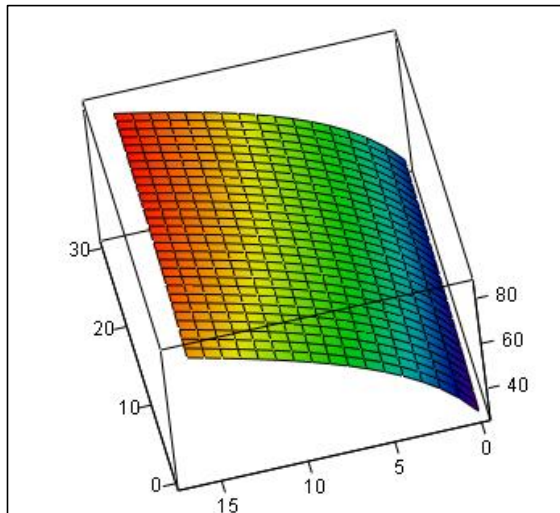
Abbildung 40: Differenz der elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „BBA“

4.1.3.4 Einflüsse im Frequenzbereich von 30 MHz bis 200 MHz

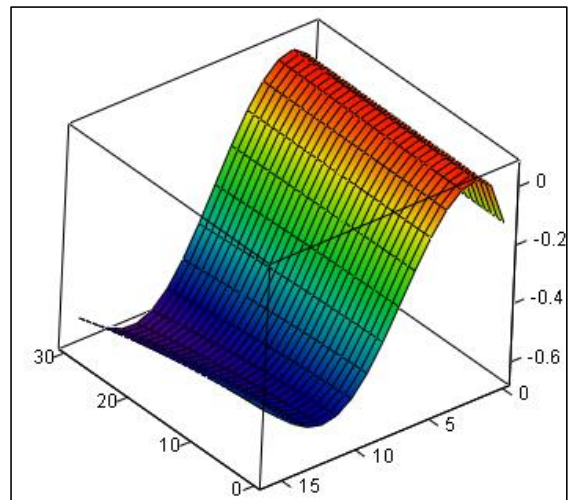
Die bisherigen Untersuchungen erstreckten sich ausschließlich auf den Frequenzbereich ab 200 MHz. Die Frage nach den Einflüssen im Frequenzbereich von 30 MHz bis 200 MHz ist nicht unberechtigt, wurde aber in der vorliegenden Arbeit nur zum Teil behandelt.

Grund dafür ist die Annahme, die sich auch auf Messergebnisse stützt, dass der Einfluss des Messzubehörs, insbesondere der Tischplatte, im Frequenzbereich unter 200 MHz erheblich kleiner ist.

Um diese Behauptung ansatzweise zu beweisen, wurde ausschließlich das Modell „BBA“ in den drei bekannten Konfigurationen, gemäß Gliederungspunkt 4.1.3.2 über der großen runden Platte analysiert. Die Berechnungen wurden lediglich bei einer relativen Permittivität von $\epsilon_r = 3$ in 10-MHz-Schritten von 30 MHz bis 190 MHz durchgeführt. Die ermittelten Ergebnisse werden im folgenden gezeigt. Um auch hier einen Eindruck von der frequenz- und höhenabhängigen Feldstärkeverteilung in 10 m Entfernung zu vermitteln, sind zunächst in *Abbildung 41* und *Abbildung 42* das äquivalente Diagramm für die Strahlerhöhe 100 cm ohne eingefügte dielektrische Platte als auch das Diagramm mit den sich ergebenden Differenzen bei eingefügter dielektrischer Platte abgebildet. Es ist zu erkennen, dass sich eine sehr viel homogenere Feldstärkeverteilung zeigt, als im oberen Frequenzbereich.



Er1



Er3 - Er1

Abbildung 41: Feldstärkeverteilung, BBA in 100 cm Höhe ohne dielektrische Platte

Abbildung 42: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, rel. Permittivität 3

Abbildung 43 stellt die Differenzen der Feldstärkemaxima dar, die bei verschiedenen Höhen der Strahlungsquelle durch das Einfügen einer dielektrischen Platte mit relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$ entstehen.

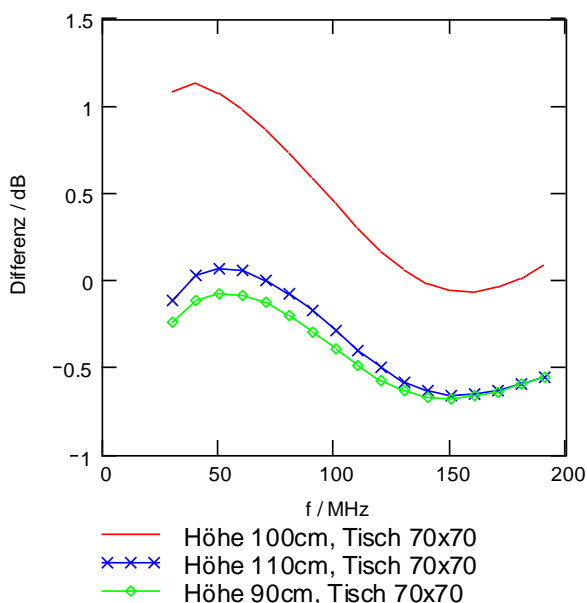


Abbildung 43: Differenzen der Feldstärkemaxima für verschiedene Höhen der Strahlungsquelle bei eingefügter dielektrischer Platte mit rel. Permittivität $\epsilon_r = 3$

Darin wird ersichtlich, dass bei Abständen ≥ 20 cm zur Platte Beeinflussungen von $\leq 0,5$ dB erzeugt werden. Erst bei einem Abstand von 7,5 cm lassen sich größere Beeinflussungen erreichen. Offenbar wirkt die Platte dabei verstärkend, was sich zwischen 30 MHz und 120 MHz in einer Erhöhung um maximal +1 dB äußert.

Diese Tatsache kann damit beschrieben werden, dass es auf Grund der 10-m-Freinfeldverhältnisse und der daraus resultierenden Phasenbeziehungen direkter und reflektierter Anteile in diesem Frequenz-

bereich nur zu konstruktiven Interferenzen zwischen 1 m und 4 m Höhe kommen kann.

Infolgedessen existiert kein ausgeprägtes Interferenzmuster mit Verstärkung und Auslöschung, den bekannten „Gräben“, wie es im höheren Frequenzbereich zu beobachten ist. Dadurch wiederum führt jede zusätzliche Komponente innerhalb des Höhenscanbereichs, wenn ihre Phasendifferenz kleiner $\lambda/2$ ist, sei sie durch Reflexion oder Veränderung der Strahlungscharakteristik entstanden, grundsätzlich zu einer Verstärkung.

Dieser Sachverhalt soll mit *Abbildung 44* deutlich gemacht werden, in der die höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 40 MHz mit und ohne dielektrischer Platte dargestellt ist.

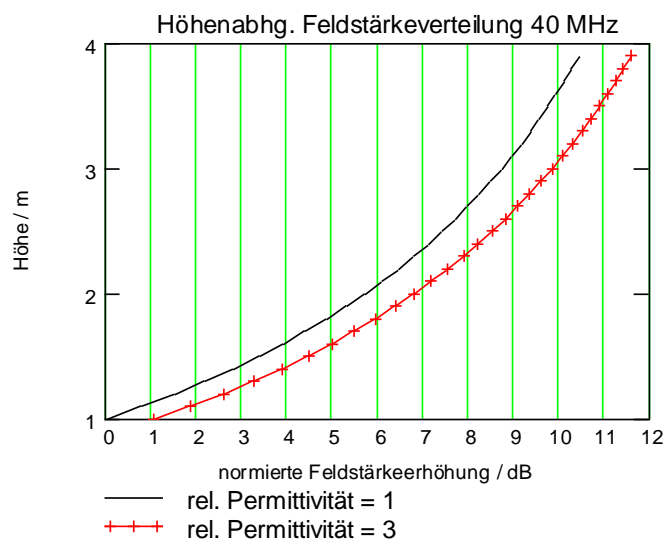


Abbildung 44: Normierte höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 40 MHz

4.1.4 Zusammenfassung der Ergebnisse numerischer Analysen

Einen messtechnisch erfassbaren Einfluss des Messzubehörs schwach permittiver Materialien sehr geringer Leitfähigkeit auf die Messunsicherheit bei Freifeld-Feldstärkemessungen konnte vorausgesagt und mit Hilfe numerischer Analysen an verschiedenen Modellen im Frequenzbereich von 500 MHz bis 1 GHz problemlos nachgewiesen werden. Hauptuntersuchungsgegenstand waren zwei dielektrische Platten unterschiedlicher Permittivitäten als Verkörperung des bei Freifeld-Feldstärkemessungen verwendeten Tisches. Eine alle Details und Abhängigkeiten berücksichtigende Analyse war im Rahmen dieser Arbeit nicht möglich und wurde daher auf die meiner Ansicht nach wesentlichsten Faktoren beschränkt.

Die umfangreichen Simulationsergebnisse lassen sich in folgende Kernaussagen verallgemeinernd zusammenfassen.

1. Hinsichtlich des Einflusses der Platte in Abhängigkeit ihrer Permittivität ist festzuhalten, dass dieser nachweisbar mit wachsender Permittivität zunimmt. Ab Permittivitäten >4 macht sich ein zum Teil sprunghafter Anstieg des Einflusses bemerkbar.
2. Ein prinzipiell ähnliches Abhängigkeitsverhalten ist bezüglich der Größe der Platte zu beobachten, jedoch nicht immer in dieser Eindeutigkeit ersichtlich.
3. Eine Reduzierung des Abstandes der Strahlungsquelle zur Platte wirkt sich immer am gravierendsten auf die Zunahme entstehender Feldstärkedifferenzen aus. Aus den Ergebnissen ist abzuleiten, dass die Einflüsse bei Abständen kleiner 20 cm und relativen Permittivitäten größer 2 als nicht hinnehmbar zu werten sind. In Messaufbauten sollten daher Vorkehrungen gegen einen zu geringen Abstand getroffen werden.
4. Es konnte gezeigt werden, dass der Einfluss der dielektrischen Platte zur Verschiebung des Interferenzmusters am Empfangsort führt, weshalb bei Unterlassung eines Höhen-scans Feldstärkeabweichungen von >20 dB möglich werden. Dies ist sinngemäß auch auf Messungen unter Freiraumbedingungen übertragbar, wäre aber hinsichtlich der Größe der auftretenden Differenzen weiter zu untersuchen.
5. Anschaulich konnte dargelegt werden, dass die Art der Strahlungsquelle den Einfluss, den die Platte auf die entstehenden Feldstärkeabweichungen ausübt, mitbestimmt. In diesem Zusammenhang wurde festgestellt, dass die Beeinflussung nicht grundsätzlich eine Reduzierung der Feldstärke bewirkt, sondern auch zu deren beachtlichen Erhöhung führen kann.

6. Für Abstände von 7,5 cm zur Platte, mit einer realistisch gegen 4 tendierenden relativen Permittivität, können folgende Abschätzungen der zu erwartenden Unsicherheiten gemacht werden:

- Für geometrisch kleine Prüflinge ohne angeschlossene Leitungen lassen sich die Unsicherheiten mit etwa 0 dB bei 200 MHz fallend auf -6 dB bei 1 GHz beziffern.
- Für Prüflinge mit angeschlossener Leitung kann im Bereich von 200 MHz bis 1 GHz eine mit der Frequenz steigende Unsicherheit von etwa ± 1 dB bis ± 6 dB bei zunehmender Streuung abgeschätzt werden.

Zur Illustration der vorangegangenen Einschätzung dienen *Abbildung 45* und *Abbildung 46*, die die Einflüsse der beiden Platten einer relativen Permittivität 4 beim Abstand von 7,5 cm für alle Modelle zusammengefasst darstellen.

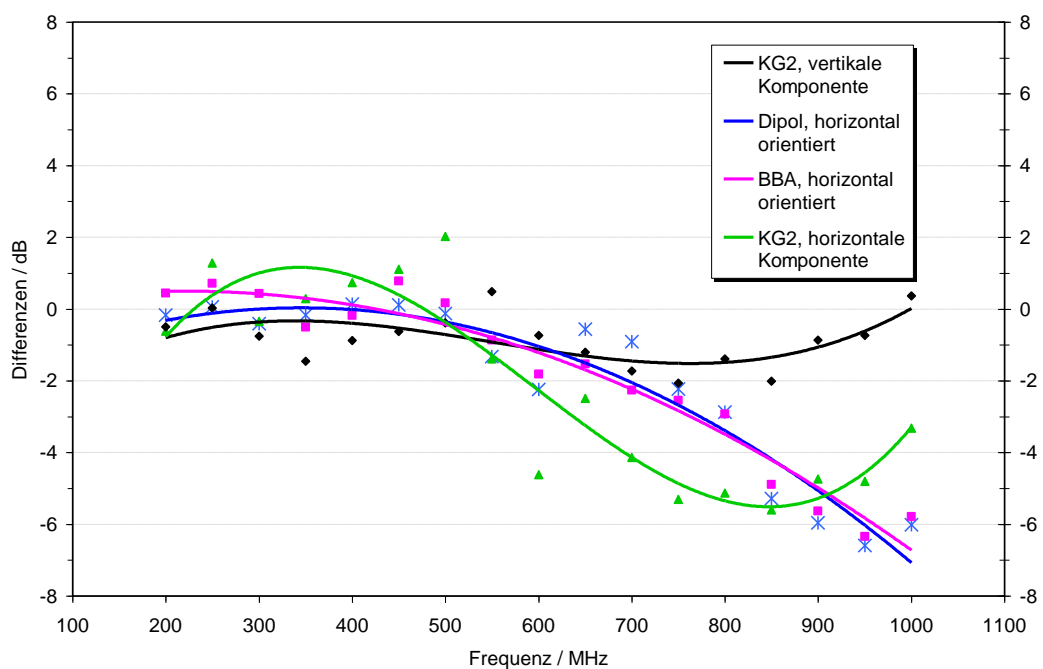


Abbildung 45: Einfluss der kleinen Platte mit relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 90 cm Höhe

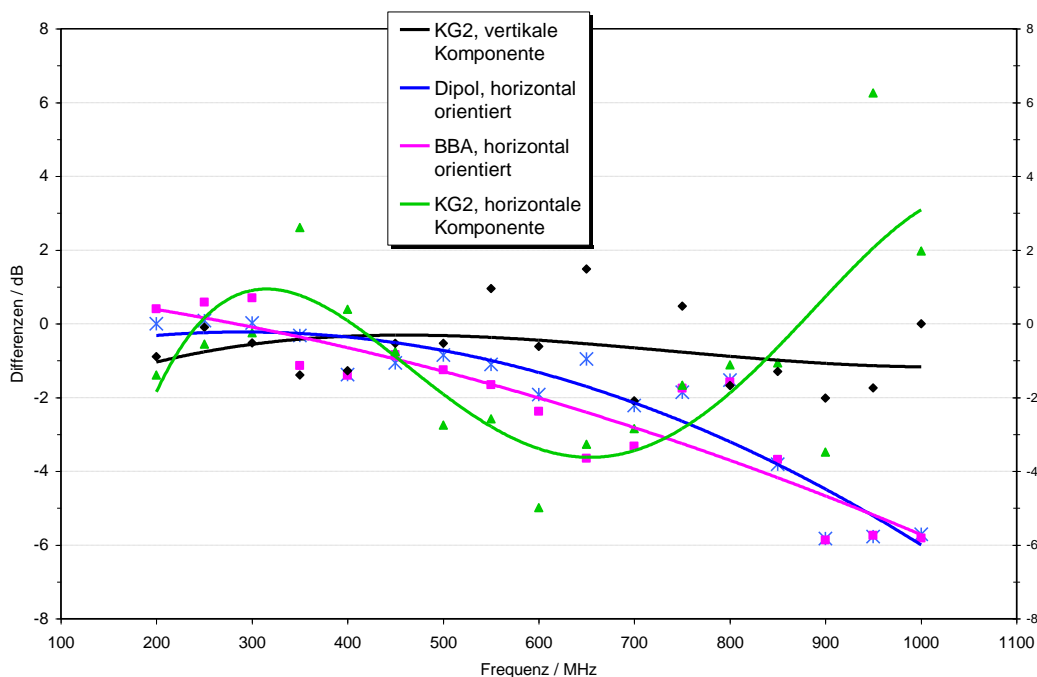


Abbildung 46: Einfluss der großen runden Platte mit relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 90 cm Höhe

7. Im Frequenzbereich von 30 MHz bis 200 MHz hat die dielektrische Platte einen merkbar kleineren Einfluss auf Feldstärkeänderungen und wird mit maximal +1 dB veranschlagt.
8. Grundsätzlich ist festzustellen, je weniger die Objekte des Messzubehörs in das direkte Funkfeld zwischen Strahlungsquelle und Empfänger eindringen, desto geringer ist ihr Einfluss auf etwaige Messunsicherheiten. Dies ließe sich in entsprechenden Anweisungen zu Messaufbauten korrigierend berücksichtigen.
9. Resümierend kann gesagt werden, als geeignete Mittel zur Abschätzung des zu erwartenden Einflusses bei Freifeld-Feldstärkemessungen können die Bestimmung der relativen Permittivität der Messzubehörobjekte bei angenommener zu vernachlässigender Leitfähigkeit sowie damit zusammenhängend die Bestimmung ihrer Reflexionseigenschaften unter Berücksichtigung deren Größe und Lage angewendet werden.

4.2 Messtechnische Verifizierung numerisch gewonnener Ergebnisse

Im folgenden Abschnitt stand die Aufgabe, einige der in Abschnitt 4.1.3 mit Hilfe numerischer Simulationen in CONCEPT II gewonnenen Erkenntnisse messtechnisch am Beispiel eines für Freifeldmessungen typischen Drehtisches zu bestätigen.

4.2.1 Randbedingungen der Messung

Zur Erzielung von Ergebnissen, die für einen Nachweis der Korrelation beider Verfahren ein sicheres Vergleichen numerisch und messtechnisch ermittelter Daten zulassen, stand im Vordergrund, das Messverfahren und die wesentlichsten Randbedingungen, wie Messplatz, Strahlungsquellen und Untersuchungsobjekt, denen der Simulationen so optimal wie möglich anzupassen.

Als Messplatz diente der 10-m-Freifeldmessplatz der Reg TP in Kolberg. In vorausgegangenen Messungen der NMD des Messplatzes wurde nachgewiesen, dass der Messplatz die NMD im Mittel mit ± 2 dB einhält.

4.2.1.1 Strahlungsquellen

Die Prüflinge der Simulationen orientierten sich schon an real existierenden Strahlungsquellen. Daher war es leicht für die Messungen gleichartige, d.h. einen auf 750 MHz abgestimmten $\lambda/2$ -Präzisionsdipol und eine bikonische Breitbandantenne bereitzustellen.

Der dem Modell KG2 adäquate Prüfling stand leider für die Messungen nicht zur Verfügung. Daher wurde eine, diesem näherungsweise entsprechende Strahlungsquelle ausgewählt. Auf Grund dessen sind bei Messungen mit Konfigurationen dieses Prüflings die größten Unterschiede zu numerisch gewonnenen Ergebnissen zu erwarten.

4.2.1.2 Untersuchungsobjekt

Als Untersuchungsobjekt wurde der in der Reg TP verfügbare Drehtisch verwendet. Er hat eine 5 cm dicke, runde Holzplatte mit 120 cm Durchmesser, deren relative Permittivität in dem in Abschnitt 4.1.2 erwähnten Kondensator zuvor mit etwa 5 bestimmt wurde. Bei Annahme einer um etwa 1 bis 1,5 reduzierten Permittivität bei 1 GHz, ist zu unterstellen, dass der Tisch bei den Messungen mit einer relativen Permittivität 4 wirksam ist. Er entspricht

damit in etwa dem Simulationsmodell „Große Runde Dielektrische Platte“ relativer Permittivität 4.

4.2.1.3 Messaufbau

Um einen Eindruck des Messaufbaus zu erhalten, ist in *Abbildung 47* ein Foto desselben mit dem Drehtisch und der BBA dargestellt.

Zur messtechnischen Verifizierung wurde der 7,5-cm-Abstand zwischen Strahlungsquelle und Tischplatte gewählt, da dieser anhand der Simulationen als am kritischsten beurteilt wurde. Zur Reduzierung des Messaufwands wurde als Messantenne eine logarithmisch-periodische Dipolantenne verwendet. Sie weist allerdings den entscheidenden Nachteil eines



Abbildung 47: Messaufbau zur Messung des Einflusses des Drehtischs bei Freifeld-Feldstärkemessungen

Wandernden Phasenzentrums auf, je nachdem, welcher der Dipolstäbe gerade resonant ist. Folglich stimmt die Messentfernung exakt bei nur einer Frequenz, wodurch es ebenfalls zu Differenzen mit den vorherigen Simulationsergebnissen kommen kann.

In Analogie zu den Simulationsuntersuchungen erfolgten die Feldstärkemessungen für jedes Modell wahlweise mit und ohne Tisch bei horizontaler Polarisation, für KG2 auch in vertikaler Polarisation. Folglich war eine Halterung für die Prüflinge in Form eines Stativs erforderlich.

4.2.1.4 Messablauf

Um die Strahlungscharakteristik der Prüflinge und gleichzeitig den Messplatz mit den Simulationsdaten vergleichend zu untersuchen, war es sinnvoll, ebenfalls in 10-cm-Schritten in 10 m Entfernung zwischen 1 m und 4 m Höhe die Feldstärke zu messen, um dadurch ein mit den numerischen Berechnungen vergleichbares frequenz- und höhenabhängiges Interfe-

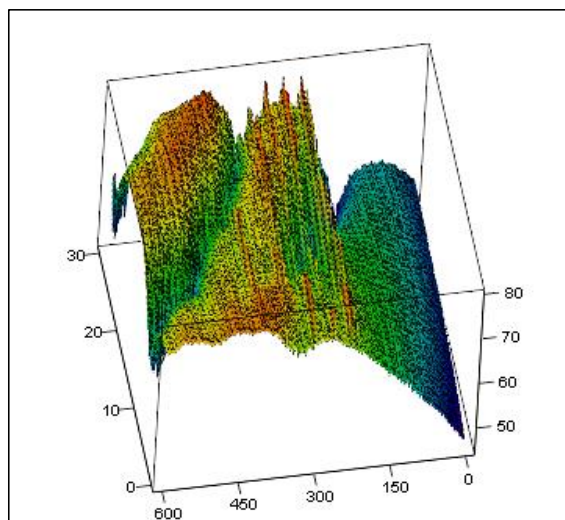
renzmuster zu erhalten. Ableitend aus den Erkenntnissen numerischer Analysen erfolgte eine Einschränkung des zu untersuchenden Frequenzbereichs auf 200 MHz bis 1 GHz.

Die Messungen wurden mit einem Spektrumanalysator zusammen mit einem Mitlaufgenerator, der die Strahlungsquellen speiste, durchgeführt. Dadurch war es möglich in 1,3 MHz-Schritten auf insgesamt 600 Frequenzen zwischen 200 MHz und 1 GHz die Messungen durchzuführen. Zur Verbesserung des S/N wurde bei einer Resolution- und Video-Bandwidth von je 30 kHz gemessen.

Es muss darauf hingewiesen werden, dass auf Grund der Verwendung eines Mitlaufgenerators zur Speisung der Strahlungsquellen, dieser über ein entsprechendes Koaxialkabel mit den Strahlungsquellen verbunden war. Die dadurch verursachten Beeinflussungen können im Vergleich zu den Simulationen zu abweichenden Ergebnissen führen. Um die von Mantelwellen hervorgerufenen Beeinflussungen zu minimieren, wurde das Speisekabel vor der Strahlungsquelle mit etwa 20 Ferritclamps belegt.

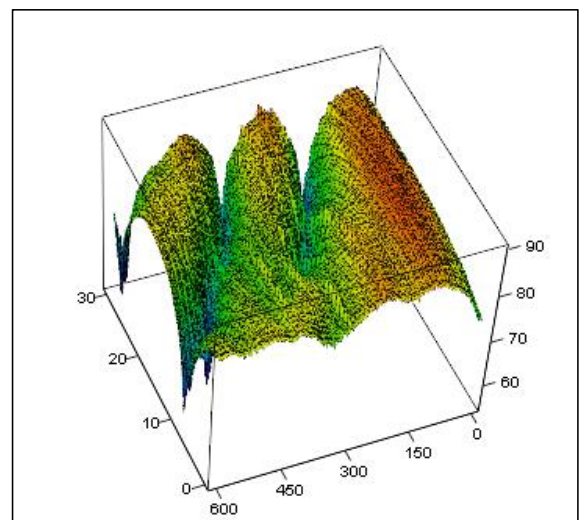
4.2.2 Messergebnisse

Die Auswertung der Messergebnisse erfolgte auf gleiche Weise wie die der Simulationsdaten. Um eine Anschauung der gemessenen Interferenzmuster der jeweiligen Prüflinge zu bekommen, sind in den nachfolgenden Diagrammen der *Abbildung 48* bis *Abbildung 51* die frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der einzelnen Prüflinge dargestellt.



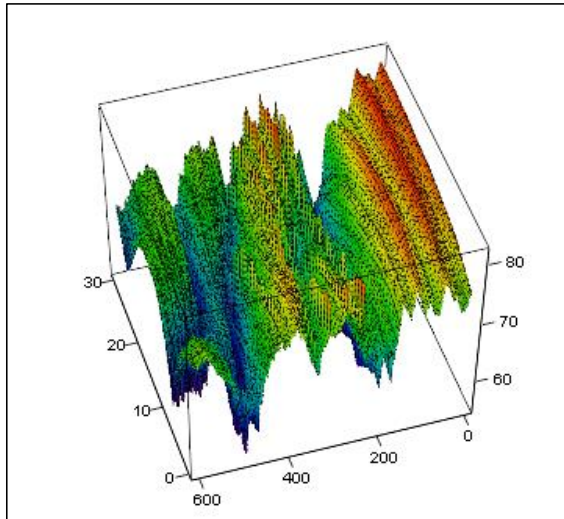
Dipol_ohne_Tisch

Abbildung 48: gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, ohne Drehtisch



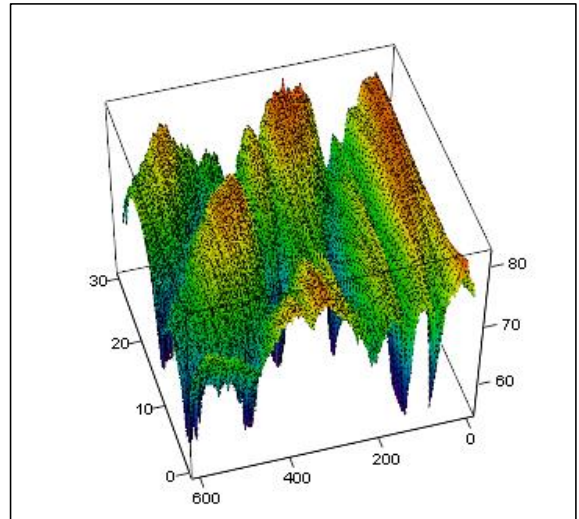
BBA_ohne_Tisch

Abbildung 49: gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, ohne Drehtisch



KG2_ohne_Tisch_horizontal

Abbildung 50: gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der hor. Komponente von KG2, ohne Drehtisch



KG2_ohne_Tisch_vertikal

Abbildung 51: gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vert. Komponente von KG2, ohne Drehtisch

Hinweis: Die Achsen der 3-D-Diagramme haben die gleiche Bedeutung, wie in Abschnitt 4.1.3. Softwaremäßig ließ sich nur die Nummer der lfd. Frequenz anzeigen. Die tatsächliche Frequenz kann aus der Nummer an der Frequenzachse wie folgt ermittelt werden.

$$\frac{f}{\text{MHz}} = (\text{Nummer} \cdot 1,33) + 200 \quad (4.2-1)$$

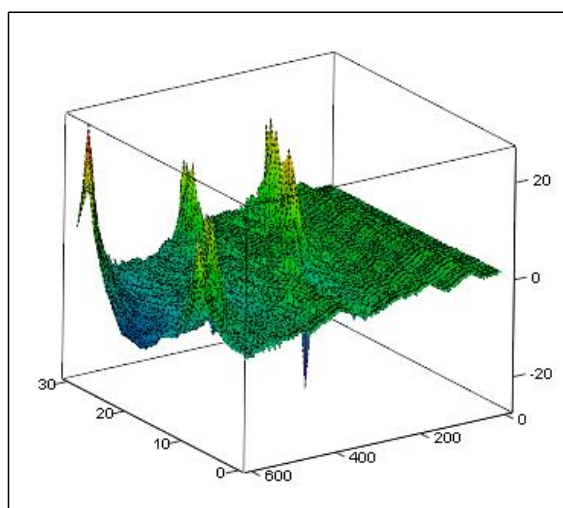
Beim Vergleich dieser Diagramme mit den entsprechenden der Simulationsergebnisse ist zunächst eine gute Korrelation zwischen Simulations- und Messergebnissen festzustellen. Jedoch ist bei Betrachtung der den beiden Antennen zugehörigen Interferenzmuster zu beobachten, dass die sogenannten „Gräben“ bei den Messungen einen etwas anderen Verlauf als bei den Simulationen haben. Des weiteren ist zu bemerken, dass im oberen Frequenzbereich bei etwa 4 m Höhe bereits ein dritter Graben entsteht, der theoretisch in dieser Höhe noch nicht vorhanden sein dürfte. Diese Erscheinungen können vermutlich zwei Ursachen zugeschrieben werden.

Erstens führt die Verwendung einer LPDA als Messantenne dazu, dass die Feldstärke nicht für alle Frequenzen in exakt 10 m Entfernung, wie im Simulationsprogramm, gemessen wird. Bei einer LPDA mit einer Längsausdehnung von ca. 1 m für die die Messentfernung, bezogen auf den mittleren Dipol, bestimmt wird, ergibt sich für die Frequenz des kürzesten und des längsten Dipols eine Phasendifferenz von je 50 cm.

Die zweite Ursache wird in den baulichen Gegebenheiten des Freifeldmessplatzes vermutet. Da sich bei diesem Messplatz die Groundplane etwa 5 cm unter der Grasnarbe befindet, wodurch je nach Feuchtigkeitsgehalt der darüber befindlichen Erdschicht sich unterschiedliche Reflexionsfaktoren einstellen, wird es im ungünstigsten Fall zwei sich überlagernde Reflexionen, wie im Abschnitt 3.1.3.1 gezeigt, geben, die an der Messantenne zur Veränderung des Interferenzmusters führen.

Da aber die Untersuchungen zum Einfluss des Drehtisches zueinander relative Messungen mit und ohne Drehtisch sind, ohne dass dabei andere Randbedingungen geändert werden, können sie bei der Bewertung der Ergebnisse vernachlässigt werden.

Das nachfolgende Diagramm in *Abbildung 52* zeigt die durch den Einfluss des Tisches entstehende Differenz zwischen den beiden Oberflächendiagrammen der höhen- und frequenzabhängigen Feldstärkeverteilung mit und ohne des Drehtisches.



BBA_mit_Tisch – BBA_ohne_Tisch

Abbildung 52: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA, mit und ohne Drehtisch

Wie schon erklärt wurde, müsste sich eine grüne ebene Fläche bei 0 dB ergeben, hätte der Tisch keinerlei Einfluss. Dem ist ganz offensichtlich nicht so. Bei der Betrachtung dieses Diagramms ist festzustellen, dass es in erstaunlicher Weise denen der Simulationsergebnisse ähnelt. Auch hier sind wieder beachtliche Differenzen durch die Verschiebung des Interferenzmusters an der Messantenne durch den Einfluss des Tisches zu beobachten.

Die vollständigen Messergebnisse der höhen- und frequenzabhängigen Feldstärkeverteilung sowie der sich ergebenden Differenzen aus den Messungen mit und ohne Drehtisch der jeweiligen Strahlungsquellen sind im Anhang enthalten.

So wie bei den Simulationen, interessieren auch bei den Messungen vor allem die nach einem Höhenscan verbleibenden resultierenden Differenzen zwischen den gemessenen Feldstärkemaxima mit und ohne Drehtisch. Diese sind zur besseren Vergleichbarkeit mit den Simulationsergebnissen auf gleiche Weise im Diagramm der *Abbildung 53* für die verwendeten Strahlungsquellen zusammenfassend dargestellt.

4.2.3 Zusammenfassung der Ergebnisse der messtechnischen Verifizierung numerischer Analysen

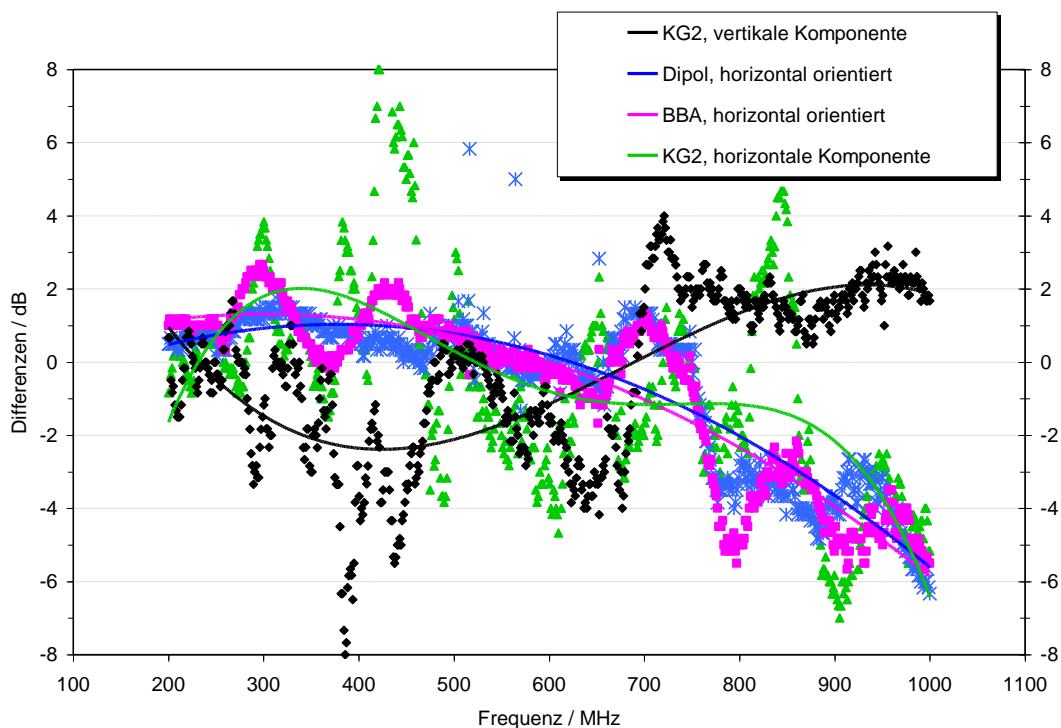


Abbildung 53: Einfluss des Drehtisches mit ungefähre relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 87,5 cm Höhe

Nach Betrachtung und der Bewertung der Kurven des Diagramms lassen sich im Prinzip identische Schlüsse wie aus den der Simulationsergebnisse ziehen, dies gilt speziell für die Kurven der beiden Antennen, die erstaunlich gleiche Resultate liefern.

Für den Prüfling KG2 konnte diese gute Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen nur eingeschränkt erreicht werden, was nicht sehr erstaunt, da das bei den Messungen verwendete Modell eben nicht genau dem der Simulation entspricht. Damit wird aber gleichzeitig die Aussage, dass der Prüfling als ein strahlungsphysikalisch komplexes Gebilde die entstehenden Differenzen nicht unerheblich mitbeeinflusst, unterstrichen.

Die Resultate der Messungen zusammenfassend ist letztlich festzustellen, dass sich die in den Simulationen gewonnenen Ergebnisse mit den Messungen reproduzieren ließen und es mit den Simulationsmodellen aus meiner Sicht überzeugend gut gelungen ist, abstrakte reale Verhältnisse numerisch nachzubilden, weshalb die daraus gewonnenen Ergebnisse als physikalisch richtig und verallgemeinerungsfähig bewertet werden können.

4.3 Messtechnische Ermittlung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung auf Freifeldmessplätzen durch Rückstreuungsmessung

Der nächste Abschnitt stellt ein Verfahren und dessen Erprobungsergebnisse vor, das der messtechnischen Ermittlung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung dient. Der Vorteil dieses Messverfahrens besteht darin, sowohl komplett bestehende Messaufbauten, als auch einzelne mobile und immobile Objekte unterschiedlichster Formen in näherer Messumgebung mit einem messtechnisch vertretbaren Aufwand in kurzer Zeit zu untersuchen und zu analysieren.

4.3.1 Ziele und Grundlagen des Messverfahrens

Wie zusammenfassend im Abschnitt 4.1.4 festgestellt wurde, können, da es sich bei den interessierenden Objekten i.a. um nichtmetallische, schwach leitende, dielektrische Stoffe handelt, Informationen über deren Permittivität und die daraus resultierenden Reflexionseigenschaften als Mittel zur Abschätzung ihres zu erwartenden Einflusses bei Feldstärkemessungen herangezogen werden. Ziel des Verfahrens ist es, durch Messungen Aussagen über die Reflexionseigenschaften der zu untersuchenden Objekte und daraus über deren Verhalten im Frequenzbereich bis 1 GHz machen zu können. Folgerichtig führen diese Überlegungen dahin, ein entsprechend modifiziertes Messverfahren anzuwenden, in welchem die Rückstreuung und die ihr aufgeprägte Information der untersuchten Objekte ermittelt und ausgewertet werden können. Ausgangspunkt der Überlegungen ist die Betrachtung von Messequipment und Freifeld nach *Abbildung 54*, als ein aus Vierpolen bestehendes System.

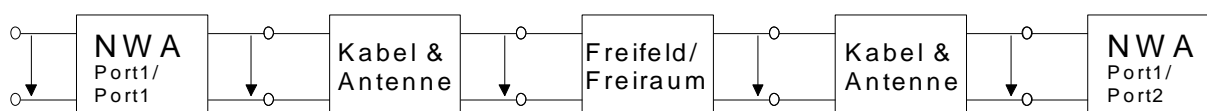


Abbildung 54: Vierpolensystem, bestehend aus Netzwerkanalysator (NWA), Kabel mit Antenne und Freifeld/Freiraum

Zur Beschreibung der Vierpoleigenschaften genügt es, die Streuparameter S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} des Vierpols Freifeld/Freiraum zu kennen. Unter der Voraussetzung eines reziproken Systems ist die alleinige Kenntnis von S_{21} und S_{11} zu dessen Beschreibung ausreichend.

Für den idealen Freifeldplatz sollte der Eingangsreflexionsparameter S_{11} annähernd Null sein. Werden jedoch Objekte auf das Freifeld oder dessen nähere Umgebung gebracht, muss es unter bestimmten Voraussetzungen möglich sein, dies am sich ändernden S_{11} - oder

S_{21} -Parameter festzustellen. *Abbildung 55* zeigt einen entsprechenden Plot des S_{11} -Parameters, wie er mit einem Netzwerkanalysator (NWA) beim Anstrahlen bestimmter Objekte auf dem Freifeld gemessen wurde. Unbestritten ist es problematisch, anhand dieser Abbildung auf die Eigenschaften der einzelnen Objekte zu schließen. Zu erwarten wäre zum Beispiel, dass die Metallplatte deutlich andere Ergebnisse als die Pyramid-Schaumstoffabsorber liefern, was sich leider in dieser Darstellung schwer nachweisen lässt.

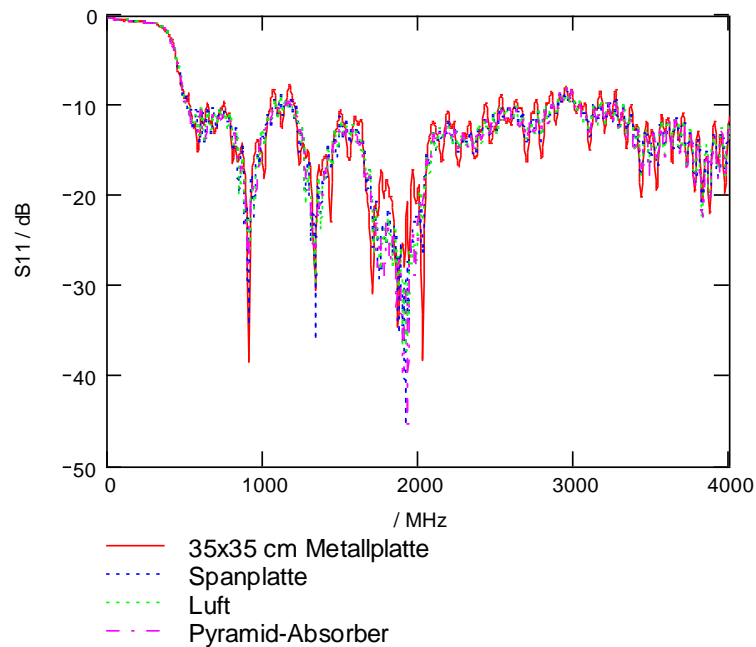


Abbildung 55: S_{11} -Parameter im Frequenzbereich bis 4 GHz bei Reflexionen an verschiedenen Objekten auf dem Freifeld

Eine weitaus effizientere Methode, als die Messung der Streuparameter im Frequenzbereich zur Lösung dieser Problematik, stellt die Messung der Streuparameter im Zeitbereich dar. Sie bietet sowohl die Gelegenheit, gezielt die Rückstreuung einzelner Objekte zu detektieren, als auch möglicherweise aus den gemessenen Impulsantworten Informationen über das Verhalten der Objekte im Frequenzbereich zu erlangen. Das zur Impulsantwort korrespondierende Frequenzspektrum ist durch deren Fouriertransformierte gegeben.

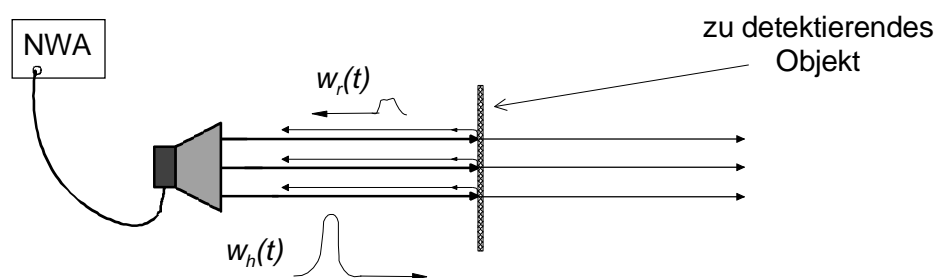


Abbildung 56: Schematische Darstellung zur Reflexionsparametermessung im Zeitbereich

Zum besseren Verständnis sind im folgenden die bekannten mathematischen Zusammenhänge, zugeschnitten auf die Problematik des Freifeldmessplatzes am Beispiel des S_{11} -Parameters, wiedergegeben. Sie gelten unter der Voraussetzung gleicher Antennen und Kabel gleichermaßen für die Parameter S_{11} und S_{21} , wenn berücksichtigt wird, dass sich für beide Parameter die mit $h_i(t)$ bezeichneten Impulsantworten des Freifeldes/Freiraum unterscheiden.

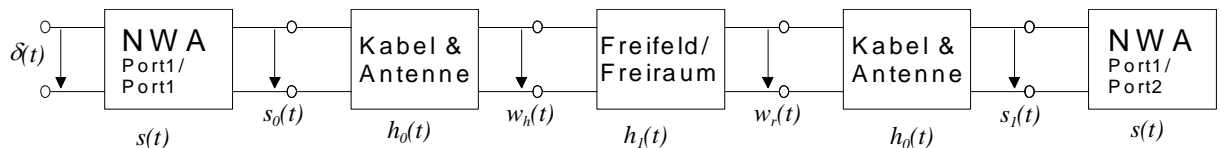


Abbildung 57: Schematische Vierpoldarstellung als Grundlage der Streuparametermessung im Zeitbereich

In den Gleichungen (4.3-1) bis (4.3-6) sind auf der linken Seite immer die Zeitfunktionen und auf der rechten die mit diesen durch Fourierintegration in Korrespondenz stehenden Frequenzfunktionen dargestellt.

Die am Ausgang des NWA anstehende Ausgangsspannung $s_0(t)$ kann als Ergebnis der Faltung des idealen Diracstoßes $\delta(t)$ mit der Impulsantwort $s(t)$ des NWA nach (4.3-1) aufgefasst werden. Der Sendeimpuls des NWA ist demnach identisch mit $s_0(t)$ und stellt die Eingangsspannung des nachfolgenden Vierpols Kabel&Antenne dar.

$$s_0(t) = s(t) * \delta(t) \quad \text{---} \bullet \quad S_0(\omega) = S(\omega) \quad (4.3-1)$$

Aus deren Faltung mit der Impulsantwort $h_0(t)$ dieses Vierpols entsteht die von der Antenne in den Vierpol Freifeld/Freiraum gesendete Welle $w_h(t)$ entsprechend (4.3-2).

$$w_h(t) = h_0(t) * s_0(t) \quad \text{---} \bullet \quad W_h(\omega) = H_0(\omega) \cdot S_0(\omega) \quad (4.3-2)$$

An Diskontinuitäten im Ausbreitungsweg der Welle wird ein Teil der gesendeten Leistung reflektiert und zurückgeworfen. Die reflektierte Welle selbst kann gemäß (4.3-3) als die mit der Impulsantwort des Freifeldes $h_1(t)$ gefalteten abgestrahlten Welle $w_h(t)$ verstanden werden, wobei jede einzelne Reflexion an Objekten auf dem Freifeld wiederum als Faltungsprodukt der gesendeten Welle und der Impulsantwort des jeweiligen Objektes aufgefasst und entsprechend analysiert werden kann.

$$w_r(t) = h_1(t) * w_h(t) \quad \text{---} \bullet \quad W_r(\omega) = H_1(\omega) \cdot W_h(\omega) \quad (4.3-3)$$

Die vom Freifeld zurückgestreute Leistung liegt als Empfangssignal $w_r(t)$ an der Antenne an und durchläuft die Vierpolkette in entgegengesetzter Richtung erneut, um schließlich am Eingang des NWA als $s_1(t)$ zur Auswertung und Verarbeitung zur Verfügung zu stehen, Gleichung (4.3-4). Die auswertbaren Signale unterliegen also einer zweimaligen Faltung in den zwischen NWA und Freifeld geschalteten Vierpolen.

$$\begin{aligned}
 s_1(t) &= w_r(t) * h_0(t) \\
 &= h_1(t) * w_h(t) * h_0(t) \\
 &= h_0(t) * s_0(t) * h_1(t) * h_0(t)
 \end{aligned}
 \quad \text{---} \bullet
 \quad \begin{aligned}
 S_1(\omega) &= W_r(\omega) \cdot H_0(\omega) \\
 &= H_1(\omega) \cdot W_h(\omega) \cdot H_0(\omega) \\
 &= H_0(\omega) \cdot S_0(\omega) \cdot H_1(\omega) \cdot H_0(\omega)
 \end{aligned}
 \quad (4.3-4)$$

Die vom Freifeld reflektierte Welle, bezogen auf die von der Antenne abgestrahlte Welle, ist demnach als S_{11} -Parameter des Freifeldes zu verstehen. Messtechnisch kann jedoch zunächst nur der S_{11} -Parameter nach (4.3-5) bestimmt werden, der die gesamte Vierpolkette mit mehrfachen Faltungen durchlaufen hat.

$$\begin{aligned}
 S_{11}(t) &= h_0(t) * h_1(t) * h_0(t)
 \end{aligned}
 \quad \text{---} \bullet
 \quad \begin{aligned}
 S_{11}(\omega) &= \frac{S_1(\omega)}{S_0(\omega)} \\
 &= \frac{H_0(\omega) \cdot S_0(\omega) \cdot H_1(\omega) \cdot H_0(\omega)}{S_0(\omega)} \\
 &= H_0^2(\omega) \cdot H_1(\omega)
 \end{aligned}
 \quad (4.3-5)$$

Ist es möglich, die Bezugsebene des NWA hinter die Antenne zu verschieben, so können die S-Parameter des Freifeldes und damit die Reflexionsgrößen bestimmter Objekte direkt ermittelt werden, wobei die Verschiebung der Bezugsebene durch zwei Vorgänge realisiert wird.

Es erfolgt eine Kalibrierung des NWA an einem idealen Freifeld, bei der für die zwischen NWA und Antenne liegenden Vierpole ein Korrekturwert bestimmt wird, der bei anschließenden Messungen herausgerechnet werden kann und somit nur noch die Impulsantwort des Freifeldes bzw. $H_1(\omega)$ zur Auswertung übrig bleibt, Gleichung (4.3-6).

$$S_{11}(t) = h_1(t) \quad \text{---} \bullet \quad S_{11}(\omega) = H_1(\omega), \quad (4.3-6)$$

Und der NWA verfügt über die Möglichkeit des sogenannten Gating der Zeitfunktion, die es gestattet, nur die in einem bestimmten Zeitbereich um t_0 interessierenden Impulsantworten zu lokalisieren und zu analysieren. Dem Gating liegt eine gefensterete Fouriertransformation zugrunde, bei der zusätzlich zur analysierenden Funktion $e^{j\omega t}$ eine verschiebbare, aber sonst starre, wählbare Gatingfunktion $g(t-t_0)$ mit der Zeitfunktion $f(t)$ multipliziert wird, vgl. [12], [14]:

$$S_{11}(\omega, t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{11}(t) \cdot g(t - t_0) \cdot e^{-j\omega t} dt \quad (4.3-7)$$

Die Gatingfunktion ist zeitlich um t_0 konzentriert, mit anderen Worten, sie hat eine endliche Länge. Dies ermöglicht die Untersuchung der Zeitfunktion $f(t)$ um t_0 herum. Die Fensterlänge bestimmt dabei die zeitliche und spektrale Auflösung. Ein Zeitfenster kleiner Länge ermöglicht eine hohe zeitliche Auflösung, reduziert aber wegen der erforderlichen Bandbreite die spektrale Auflösung, da Bereiche der Impulsantwort des Objektes „herausgeschnitten“ werden, und umgekehrt. Da durch das Gating ein zeitlicher und spektraler Bereich der Funktion $f(t)$ ausgeblendet wird, hat dieses Verfahren folglich einen entscheidenden Einfluss auf das Ergebnis.

Einen besseren Ansatz zur Fensterung und nachfolgender Analyse der Zeitfunktion bietet die Wavelet-Transformation, da sie den Nachteil der konstanten Auflösung im zeitlichen und spektralen Bereich mit einer variablen Auflösung umgeht. Dies soll als Anregung weiterer Untersuchungen aufgefasst werden, da es im Rahmen dieser Arbeit leider nicht mehr möglich war, vergleichende Untersuchungen diesbezüglich anzustellen, vgl. [13].

4.3.2 Messtechnische Besonderheiten und Probleme

Das Ziel des Messverfahrens ist es, den Einfluss dielektrischer Materialien zu detektieren und Aussagen über ihre Eigenschaften daraus zu gewinnen. Ableitend daraus ist es sinnvoll, das Messverfahren in zwei Abschnitte zu unterteilen. Der erste Teil beinhaltet die Erfassung der Reflexionen an dielektrischen Materialien mit Hilfe üblicher NWA auf einem 10-m-Freifeldmessplatz und dessen näherer Umgebung. Er ähnelt in gewisser Weise dem Radarverfahren und gestattet somit eine qualitative Aussage über den Einfluss bestimmter Objekte. Der zweite Teil befasst sich mit der Analyse der Messdaten, um zu quantitativen Aussagen des Einflusses der Objekte zu gelangen.

Hinsichtlich der Erfassung der Reflexionen gibt es zwei wesentliche Aspekte, die unter Umständen messtechnische Probleme bereiten. Um später den Objekten bestimmte Reflexionen zuordnen zu können, sollen erstens die Reflexionen mit einer möglichst hohen Ortsauflösung bestimmt werden. Zweitens ist aus noch zu erläuternden Gründen mit nur sehr kleinen Empfangspegeln zu rechnen, wodurch eine Detektion der Reflexionen erschwert wird. In Kenntnis dieser Anforderungen sind messtechnische Konsequenzen erkennbar, deren Berücksichtigung hilft, zu brauchbaren Ergebnissen zu gelangen.

Zur Erreichung einer hohen Ortsauflösung sind vor allem zwei Maßnahmen prädestiniert. Die Auflösung in der Entfernung hängt von der Dauer τ des Sendeimpulses ab. Unter Verwendung der Lichtgeschwindigkeit c kann dieser in eine Strecke umgerechnet werden. Nach [15] lässt sich die kleinst mögliche Ortsauflösung r_a zweier benachbarter Objekte in radialer Richtung mit (4.3-8) ermitteln. Die Verbesserung des radialen Auflösungsvermögens ist also durch eine Reduzierung der Sendeimpulsdauer erreichbar. Vorteilhafter Weise ist dies gleichzeitig mit der Vergrößerung des analysierbaren spektralen Bereichs verknüpft.

$$r_a > \frac{c \cdot \tau}{2} \quad (4.3-8)$$

Da dieses Messverfahren, anders als leitungsgeführte Messungen, die Untersuchung eines offenen Systems darstellt, ist von im Raum verteilten Untersuchungsobjekten auszugehen, die sich bei Äquidistanz zur Antenne auf Kugeloberflächen befinden. Ein weiteres Kriterium der Ortsauflösung ist demzufolge die Winkelauflösung der Antenne.

Deshalb ist die Verwendung einer stark bündelnden Antenne ebenfalls ein Mittel zur Verbesserung der Ortsauflösung, wodurch aber üblicherweise die Übertragungsbandbreite der Antenne eingeschränkt wird. Eine zweite Antenne als Empfangsantenne in die Nähe des Untersuchungsobjekts zu bringen, führt genauso zur Erhöhung der Winkelauflösung auf den Kugelschalen, wie aus der Skizze rechts hervorgeht, die diese Zusammenhänge veranschaulicht.

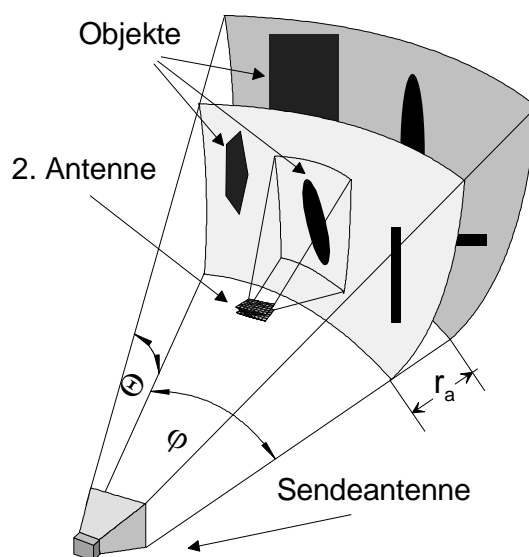


Abbildung 58: Darstellung von radialem Auflösungsvermögen und Winkelauflösung

Im Prinzip ist die gesamte Ortsauflösung als ein Vektor in Polarkoordinaten vorstellbar, dessen kleinster Betrag, also die radiale Auflösung oder der Abstand zweier Kugelschalen, durch die Impulsdauer und dessen kleinste Winkelauflösung durch die horizontalen und vertikalen Öffnungswinkel der Antennen bestimmt ist.

Die Verwendung einer Antenne mit hoher Direktivität, sprich eines hohen Antennengewinns, ist auch deshalb von Vorteil, weil sich der Gewinn positiv auf die Leistungsbilanz des Mess-

verfahrens auswirkt. Das ist insofern wünschenswert, als, wie schon erwähnt wurde, mit sehr kleinen Empfangspegeln zu rechnen sein wird. Einerseits stehen nur begrenzte maximale Ausgangspegel der NWA zur Verfügung, andererseits ist die von den Objekten zurückgestreute Leistung P_s vermutlich sehr klein. Sie lässt sich durch Integration der Streuquerschnitte σ aller differentiellen Raumwinkелеlemente $d\Omega$ des Objekts und der einfallenden Leistungsflussdichte S_s nach [7] wie folgt berechnen:

$$P_s = S_s \int \sigma d\Omega \quad (4.3-9)$$

Der Streuquerschnitt σ hängt von der Brechzahl n , die den Reflexionsfaktor bestimmt, und der Geometrie des jeweiligen Objektes ab und hat die Bedeutung einer Wirkfläche. In der Radartechnik wird meist der Radarstreuquerschnitt σ_r verwendet.

$$\sigma_r = 4\pi\sigma \quad (4.3-10)$$

Er kann durch eine körperspezifische Streufunktion $F(a,n)$ mit dem realen oder äquivalenten Radius a des Körpers, die sowohl die Polarisations-, als auch die Richtungsabhängigkeit der Streustrahlung enthält, angegeben werden. In [7] sind einige Radarrückstrahlflächen für typische Körper angegeben, mit denen sich Abschätzungen machen lassen.

$$\sigma_r = \frac{j\lambda F(a,n)}{2\pi} \quad (4.3-11)$$

Mit Hilfe der Radargleichung (4.3-12), die den Zusammenhang von Sendeleistung P_a , minimaler Empfangsleistung $P_{e_{min}}$, Antennengewinn G , Wellenlänge λ und maximaler Objektentfernung D_{max} beschreibt, lässt sich der erforderliche Dynamikbereich des NWA abschätzen. So ergibt sich zum Beispiel aus einer Sendeleistung von 0 dB(mW), einem Antennengewinn von 10 dB, einer Entfernung von 25 m, einem angenommenen Streuquerschnitt von 100 cm² und einer daraus resultierenden Eingangsleistung von -100 dB(mW) der beachtliche Dynamikumfang von 100 dB.

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_a \cdot \sigma \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot P_{e_{min}}}} \quad (4.3-12)$$

Auch das Problem der geringen Empfangsleistung ist durch eine zweite Antenne als Empfangsantenne in der Nähe des Untersuchungsobjekts zu mindern.

Bezüglich des zweiten Teils des Messverfahrens, der Auswertung und der spektralen Analyse der gemessenen Rückstreuungen, sind gleichfalls messtechnische Einschränkungen erkennbar, die sich im Ergebnis auswirken. Bei Messungen im Zeitbereich spielt zweifellos die verfügbare Übertragungsbandbreite des Systems eine große Rolle, um mit einer anschließenden Analyse der Messdaten zu Aussagen über einen weiten Frequenzbereich zu gelangen. Da das Messverfahren, wie jedes reale Messverfahren, bandbegrenzt ist, wird sich diese Tatsache im Ergebnis der fourieranalysierten Daten widerspiegeln.

Den entscheidendsten Beitrag zur Bandbegrenzung des gesamten Übertragungssystems liefert die Antenne. Deshalb werden zusätzlich zur gewünschten Richtwirkung auch Breitband-Übertragungseigenschaften der Antenne gefordert. Tauglich wären zum Beispiel logarithmisch-periodische Dipolantennen (LPDA), weil sie beide Eigenschaften mit Abstrichen in sich vereinen. Allerdings weisen diese Antennen einen für Zeitbereichsmessungen entscheidenden Nachteil auf, weshalb sie für die Abstrahlung von Impulsen ungeeignet sind. Auf Grund ihres wandernden Strahlungszentrums verbreitern sie den Sendeimpuls erheblich.

In [16] wird eine Methode zur Linearisierung des Phasenganges der Antenne aufgezeigt, mit der es möglich ist, eine LPDA zur Impulsabstrahlung einzusetzen. In Bezug auf ein geringeres wanderndes Phasenzentrum ist eine Breitband-Doppelsteghornantenne vergleichsweise besser geeignet.

4.3.2.1 Rückstreuungsmessung unter Anwendung des FDR-Prinzips

Sowohl das Problem des Dynamikumfangs, als auch das Messen in einem bandbegrenzten System ist besser zu beherrschen, wenn ein NWA verwendet wird, der nach dem Prinzip der Frequency Domain Reflectometry (FDR) im Frequenzbereich mit inverser Fouriertransformation misst, vgl. [15]. Grundsätzlich sind natürlich auch dabei nur Aussagen über den Frequenzbereich des Durchlassbereichs des schmalbandigsten beteiligten Systemteils möglich. Auf Grund der Messung im Frequenzbereich ist aber ein Messen mit schmalbandigen Filterstufen möglich, wodurch ein deutlich größerer Dynamikumfang bei besserem Signal-Rauschabstand erreicht wird.

Trotzdem die eigentliche Messung und Signalauswertung im Frequenzbereich stattfindet, ist es bei modernen NWA möglich, mit Hilfe der inversen Fouriertransformation die Messdaten in den Zeitbereich zu transformieren und das oben beschriebene Prinzip der Fensterung mit anschließender Transformation anzuwenden, vgl. [14]. Die erreichbare Zeitauflösung wird durch die höchste Messfrequenz und die Anzahl der Messdaten bestimmt.

Das Messprinzip, schematisch in *Abbildung 59* dargestellt, basiert auf der Ausnutzung von Zeit- und Frequenzverschiebungssatz, Gleichung (4.3-13) und Gleichung (4.3-14), der Fouriertransformation, die allgemein lauten, vgl. [15], [17]:

Wenn $f(t)$  $F(\omega)$,
 Dann $f(t-t_0)$  $F(\omega) \cdot e^{-j\omega t_0}$ (4.3-13)

und

Wenn $f(t)$  $F(\omega)$,
 Dann $F(\omega \pm \omega_0)$  $f(t) \cdot e^{\pm j\omega_0 t}$. (4.3-14)

Die empfangenen Echos unterliegen der Laufzeitverschiebung um $2t_0$, die sich in einer Phasenänderung der Frequenzfunktion ausdrückt, die zur Auswertung nicht weiter interessiert.

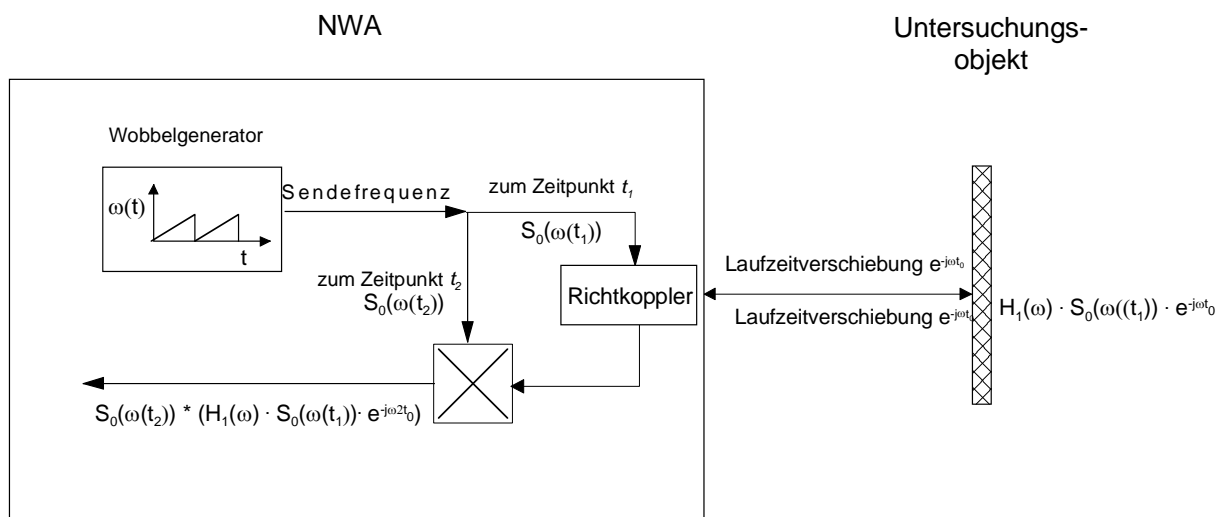
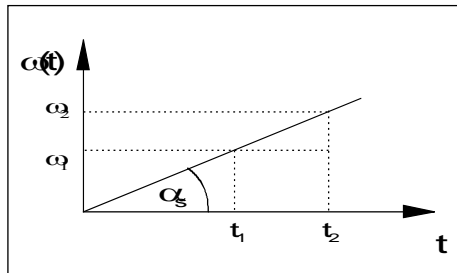


Abbildung 59: Schematische Darstellung des Messverfahrens nach FDR-Prinzip

Werden am Eingang des NWA die momentane Sende- und die Empfangsfrequenz überlagert, entsteht ein frequenzverschobenes Spektrum bzw., im Zeitbereich betrachtet, eine amplitudenmodulierte Zeitfunktion, aus deren Frequenzverschiebung bzw. Modulationsfrequenz bei bekannter Wobbelgeschwindigkeit $\tan\alpha_s$ (Frequenz je Zeiteinheit) auf den Ort der Reflexionsstelle geschlossen werden kann.



$$t_2 - t_1 = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\tan \alpha_s} \quad (4.3-15)$$

Abbildung 60: Wobelfrequenz als Funktion der Zeit

Mit dem Diagramm in *Abbildung 60* soll dieser Zusammenhang verdeutlicht werden. Die Sweep-Time des Wobbelgenerators entscheidet demnach über die ausgeleuchtete Entfernung des NWA. Die Amplitude der Zeitfunktion ist ein Maß für die Stärke der Reflexion.

4.3.2.2 Huygensche Quelle als Empfangsantenne im Schatten der Untersuchungsobjekte

Wie im vorangegangenen Abschnitt erläutert wurde, bietet sich eine zweite Antenne als Empfangsantenne in der Nähe des Untersuchungsobjekts sowohl zur Lösung des Problems zu geringer Empfangsleistung, als auch zur Verbesserung der Ortsauflösung infolge des Ausblendens nicht interessierender Reflexionen an. Zur praktischen Umsetzung bedarf es dazu jedoch einer speziellen Antenne.

Folgende Bedingungen sollte diese Antenne nach Möglichkeit erfüllen.

Zur Verbesserung der Ortsauflösung und der Leistungsbilanz soll mit dieser Antenne sehr nah an das Untersuchungsobjekt herangegangen werden können. Ohne dass es dabei zu nennenswerten Veränderungen der Strahlungseigenschaften oder Fußpunktimpedanz der Antenne durch das Objekt kommt, sollte sie deshalb einen nur sehr kleinen Nahfeldradius haben. Zudem sollte die Antenne möglichst klein sein, um dadurch im Schatten des Untersuchungsobjekts sicher Reflexionen von entfernteren Objekten auszublenden.

Da beabsichtigt ist, die Antenne zwischen Sendeantenne und dem Untersuchungsobjekt zu platzieren, ist erforderlich, dass sie eine Vorzugsrichtung aufweist. Das heißt, sie sollte in Richtung der Sendeantenne eine Nullstelle im Antennendiagramm aufweisen, aber in Richtung des Untersuchungsobjektes ihren größten Gewinn haben. Nicht zuletzt ist ein breitbandiges Übertragungsverhalten der Antenne aus o.g. Gründen erstrebenswert.

Diese Eigenschaften widersprechen sich zum Teil. Eine brauchbare Kompromisslösung wird in [18] mit der Huygenschen Antenne als Elementarquelle vorgestellt. Ausgangspunkt der

dortigen Überlegung ist das Huygensche Prinzip entsprechend *Abbildung 61*, demgemäss jeder Punkt einer primären Wellenfront als Quelle einer sekundären Kugelwelle betrachtet werden kann.

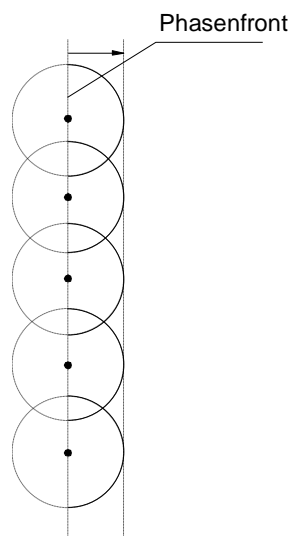


Abbildung 61: Huygensches Prinzip der Ausbreitung der Phasenfront einer ebenen Welle durch Überlagerung elementarer Kugelstrahler

Die Huygensche Antenne stellt demnach eine äquivalente Ersatzanordnung einer elementaren Strahlungsquelle dar. Oelschläger liefert in [18] die theoretischen Grundlagen zur Entwicklung einer Huygenschen Elementarquelle aus der orthogonalen Überlagerung von Hertzschem und Fitzgeraldschem Elementarstrahler.

Die prinzipielle orthogonale Überlagerung der Elementardipole kann wie folgt beschrieben werden.

Der Hertzsche Dipol kann näherungsweise durch eine, am Ende offene, kurze Leitung, mit den Leitungsenden als Dachkapazität, wie in *Abbildung 62 a)*, nachgebildet werden. Der Fitzgeraldsche Dipol lässt sich, wie *Abbildung 62 b)* zeigt, durch eine am Ende kurzgeschlossene Leitung realisieren.

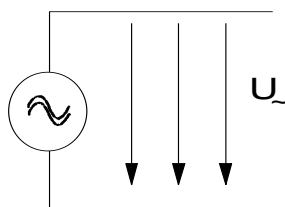


Abbildung 62 a): Hertzscher Dipol

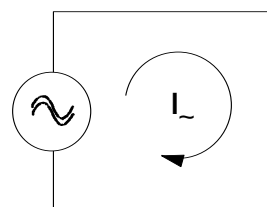


Abbildung 62 b): Fitzgeraldscher Dipol

Wird der Kurzschluss durch eine ohmsche Last ersetzt, fließt auf Grund des Spannungsabfalls ein ortskonstanter Ringstrom. Durch die Spannungsdifferenz wird der Hertzsche Dipol realisiert, durch den phasengleichen Ringstrom der Fitzgeraldsche Dipol, siehe *Abbildung 62 c)*. Beide liegen im Raum orthogonal zueinander. Durch Veränderung der ohmschen Last im Verhältnis zum Leitungswellenwiderstand ist das Verhältnis der Dipolmomente einstellbar.

Eine Huygensche Elementarquelle entsteht im Fall einer elektrisch kleinen, flachen und wellenwiderstandsangepassten Leiterschleife, *Abbildung 62 d*).

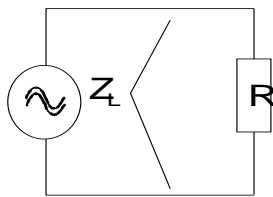


Abbildung 62 c): orthogonale Überlagerung von Hertzischem und Fitzgeraldschem Dipol

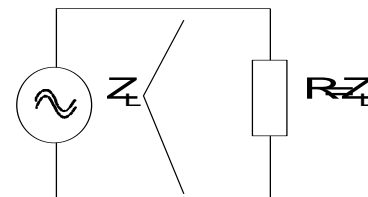


Abbildung 62 d:) Huygensche Elementarquelle

Dass diese Antenne natürlich nicht leistungsoptimiert ist, lässt sich nicht verkennen. Nach [7] ist ihr Antennenwirkungsgrad η_a , definiert als der Quotient aus Strahlungsleistung P_r und Eingangsleistung P_e , schon wegen ihrer sehr kleinen Wirkfläche im Verhältnis zur Wellenlänge sehr gering. Zusätzlich zum Strahlungswiderstand ist bei dieser Antenne noch der Abschlusswiderstand als ein ohmscher Verlustwiderstand wirksam, der einen großen Teil der Eingangsleistung in Wärme umsetzt und damit die Strahlungsleistung P_r , die sich aus der Differenz zwischen Eingangsleistung und Verlustleistung ergibt, erheblich reduziert.

Für das Messverfahren sind aber die Größe der Huygenschen Antenne, der kleine Nahfeldradius und das optimale Antennendiagramm die Eigenschaften, die letztlich zum Entschluss führten, im Rahmen der Diplomarbeit die Antenne zu entwerfen und herzustellen.

4.3.2.3 Dimensionierung und Bau einer Huygenschen Antenne

Praktisch realisierbar ist die beschriebene Huygensche Antenne in Ausführung eines Streifenleiters, der am Ende mit seinem Leitungswellenwiderstand abgeschlossen wird. Der Wellenwiderstand des Streifenleiters Z_L lässt sich mit der Näherungsgleichung (4.3-16) zur Berechnung der Wellenwiderstände von Mikrostreifenleitern bestimmen. Er ist letztlich durch das Verhältnis von Breite b zu Höhe h der Streifen bestimmt.

$$Z_L = \frac{240\pi\Omega}{\frac{b}{h/2} + 2,42 - 0,44 \cdot \frac{h/2}{b} + \left(1 - \frac{h/2}{b}\right)^6}; \quad \text{bei } \frac{b}{h/2} \geq 1 \quad (4.3-16)$$

Um die Antenne ohne Anpassungsprobleme in ein übliches 50- Ω -System einbinden zu können, wurden Breite und Höhe der Streifen entsprechend im Verhältnis $b/h = 5,5$ gewählt, bei

dem sich ein Leitungswellenwiderstand von etwa 50Ω einstellt und die Antenne mit einem 50Ω Widerstand abgeschlossen werden konnte.

Oelschläger gibt in [18] Hinweise für eine frequenzabhängige Dimensionierung der Antenne, wonach einige geometrische Abhängigkeiten berücksichtigt werden müssen, um die Huygenschen Eigenschaften der Antenne zu erhalten. In Abhängigkeit der minimalen Wellenlänge λ_{min} bzw. der maximalen Frequenz f_{max} , bei der die Antenne diese Eigenschaften aufweist, wird die maximale Länge l_{max} angegeben mit:

$$l_{max} = 0,4 \cdot \lambda_{min} = 0,4 \cdot \frac{c}{f_{max}} \quad (4.3-17)$$

Das Höhen-Längen-Verhältnis sollte dabei 0,2 nicht überschreiten:

$$\frac{h}{l} \leq 0,2 \quad (4.3-18)$$

Um die Aussagen in [18] zu bestätigen und ggf. Optimierungen an der Antenne vor ihrer Herstellung vornehmen zu können, wurden zunächst zur Simulation mit dem Feldsimulationsprogramm CONCEPT II CAD-Modelle der Antenne erstellt, verfügbar als Patch- und als Drahtgittermodell, wie sie in *Abbildung 63 a) - c)* zu sehen sind.

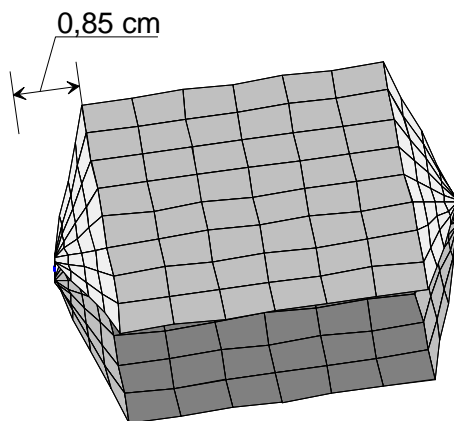


Abbildung 63 a)

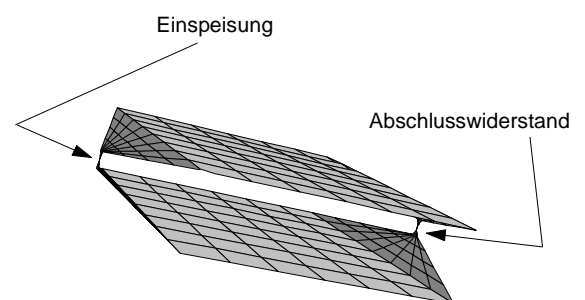
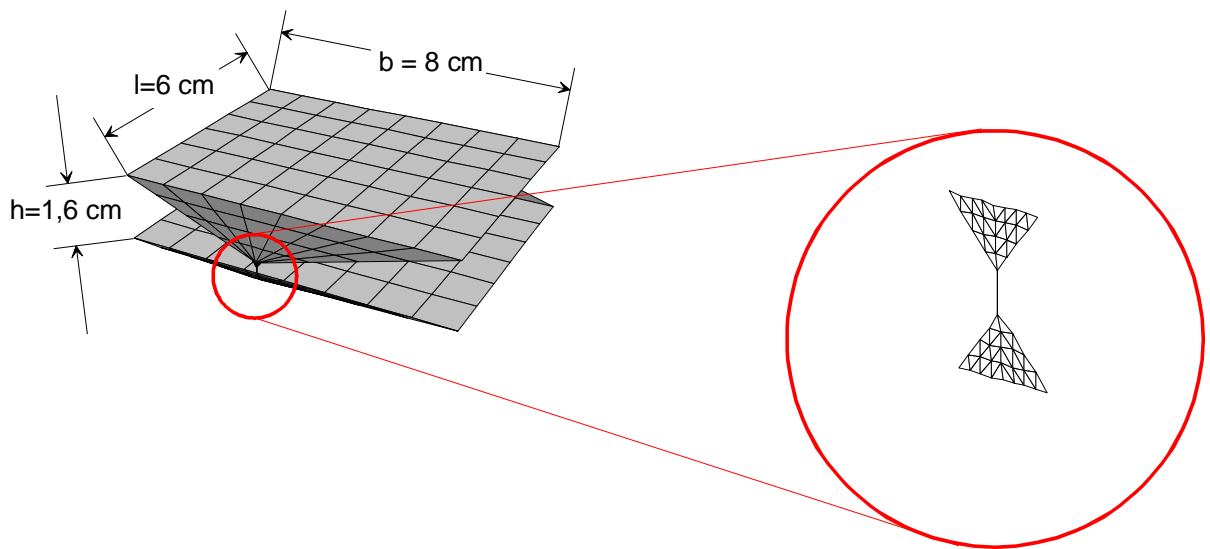


Abbildung 63 b)

Es ist darauf hinzuweisen, dass bei der Modellierung berücksichtigt werden sollte, dass grundsätzlich an spitzen Ecken und Kanten, wie sie gerade bei diesem Beispiel vorhanden sind, sehr hohe Ladungsträgerkonzentrationen und daraus resultierend sehr hohe Feldstärken auftreten können. Um mit den Simulationen zu realistischen Ergebnissen zu gelangen,

muss dieser Tatsache in den Modellen durch zunehmende Verfeinerung der Diskretisierung zu Ecken und Kanten hin Rechnung getragen werden.



c)

Abbildung 63: a-c) CAD-Simulationsmodell der Huyg. Antenne in verschiedenen Perspektiven

Des Weiteren ist in Drahtgittermodellen grundsätzlich ein Mindestverhältnis von 10:1 zwischen Länge und Radius der Drähte einzuhalten, um die den Modellrechnungen zugrunde gelegte Gültigkeit der Annahme von Linienströmen nicht zu verletzen.

Mit den aus den Gleichungen (4.3-16) bis (4.3-18) ermittelten und anschließend numerisch optimierten Daten wurde das in *Abbildung 64* auf der nächsten Seite zusehende Gebilde einer Huygenschen Antenne mit den darunterstehenden Maßen für eine maximale Frequenz von 1500 MHz dimensioniert und hergestellt.

Die Dimensionierungsfrequenz wurde deshalb so hoch gewählt, um die Strahlungscharakteristik der Antenne nach Möglichkeit breitbandig zu gestalten.

Denn es ist zu erwarten, dass die Huygenschen Eigenschaften zu tiefen Frequenzen hin eher erhalten bleiben werden, da die Bedingung der orthogonalen Überlagerung kleiner Elementardipole nicht verletzt werden wird, während sich bei höheren Frequenzen zwischen Einspeisung und Abschlussimpedanz, auf Grund der Längsausdehnung der Antenne, Phasenunterschiede im Ringstrom bemerkbar machen werden.

Die mit steigender Frequenz zunehmende Phasendifferenz führt allmählich dazu, dass sich zwei, phasenverschoben gespeiste Dipole gegenüberstehen, wodurch sich die Strahlungscharakteristik der Antenne allmählich verändert.



Abbildung 64: Foto der Huygenschen Antenne der Maße:
 f_{max} : 1500 MHz
 l_{max} : 7,8 cm
 h : 1,6 cm
 b : 8 cm

Da für das Messvorhaben die Strahlungscharakteristik von Bedeutung ist, wurden sowohl das Simulationsmodell, als auch die hergestellte Antenne hinsichtlich dieses Parameters im Frequenzbereich von 200 MHz bis 2 GHz mit einer Schrittweite von 3 MHz untersucht, um letztlich damit auch die Simulationsergebnisse zu verifizieren.

Bei den geplanten Messungen wird die Antenne jedoch nur in vertikaler Polarisation betrieben, so wie sie in *Abbildung 64* zu sehen ist. Als Teil des Korrelationsnachweises zwischen realem und numerischem Modell erfolgte aus praktischen Erwägungen nur die Messung der Horizontaldiagramme dieser Position.

Sie wurden für das numerische Modell in 15° Schritten, messtechnisch für die reale Antenne in 30° Schritten aufgenommen. Der Messaufbau, wie er schematisch in *Abbildung 65* dargestellt ist, bestand aus einem Spektrumanalysator in Verbindung mit einem Mitlaufgenerator, der eine vertikal polarisierte Breitbandhornantenne speiste. Die Huygensche Antenne lag in etwa 1 m Abstand vor dem Hornstrahler und wurde in 30° Schritten um die z-Achse gedreht.

Der Abstand r_D zur Hornantenne entsprach dabei nicht für alle Frequenzen dem in [7] definierten Beginn der Fernfeldregion von Aperturstrahlern in Abhängigkeit ihrer größten geometrischen Abmessung D , gemäß Gleichung (4.3-19), sondern musste kleiner gewählt werden, weil sich in größerer Entfernung die Nullstelle im Antennendiagramm der Huygenschen Antenne nicht scharf genug abbilden ließ.

$$r_D = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.3-19)$$

Der dadurch an der Empfangsantenne auftretende Phasenfehler wurde wegen der geringen geometrischen Ausdehnung der Huygenschen Antenne vernachlässigt.

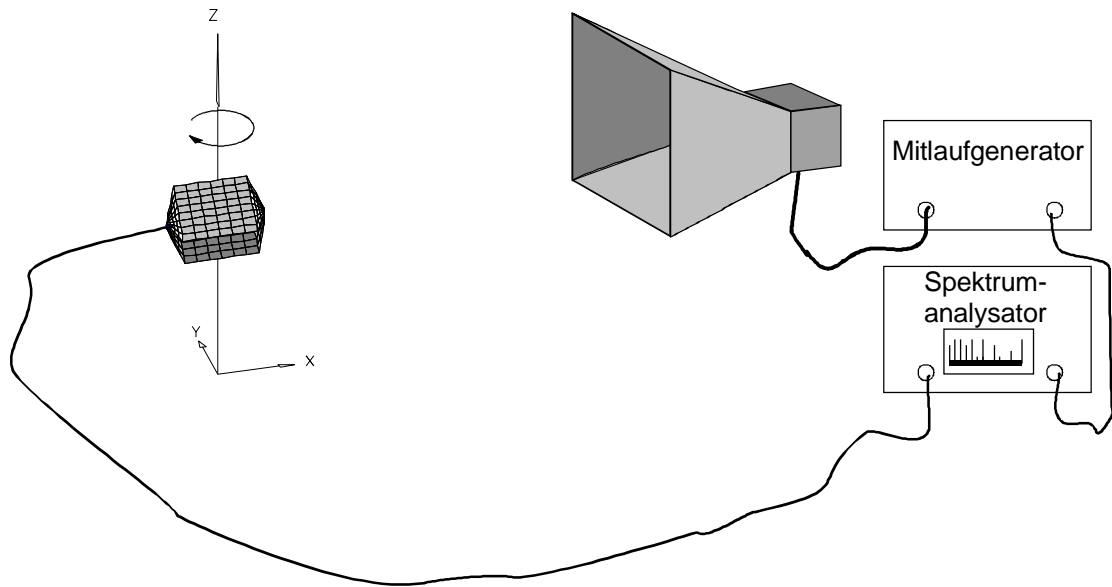


Abbildung 65: schematische Darstellung des Messaufbaus zur Aufnahme des Horizontaldiagramms der Huygenschen Antenne

Das für die Messaufgabe wünschenswerte horizontale Antennendiagramm der Huygenschen Antenne entspricht einer Kardioide mit einem angestrebten Vor-Rück-Verhältnis ≥ 10 dB. *Abbildung 66* und *Abbildung 67* enthalten das 3-D-Strahlungsdiagramm und das Horizontaldiagramm von zwei Frequenzen.

Die Diagramme zeigen, dass die Erwartungen hinsichtlich der Strahlungscharakteristik erfüllt werden. Die Auswertung bei anderen Frequenzen führte zu annähernd gleichen Ergebnissen.

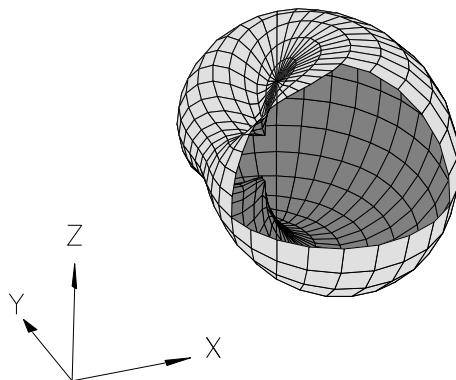


Abbildung 66: Einblick in das 3-D-Strahlungsdiagramm der Huygenschen Antenne bei 1000 MHz, 1 m Abstand

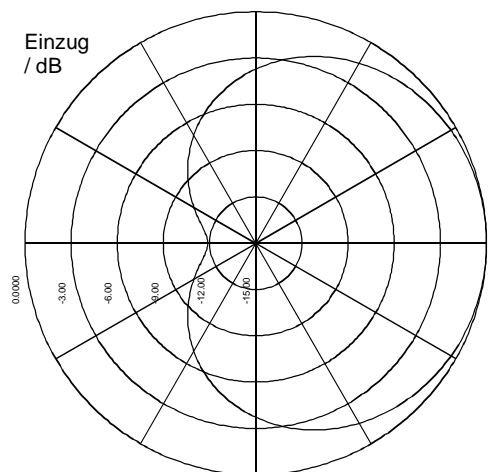
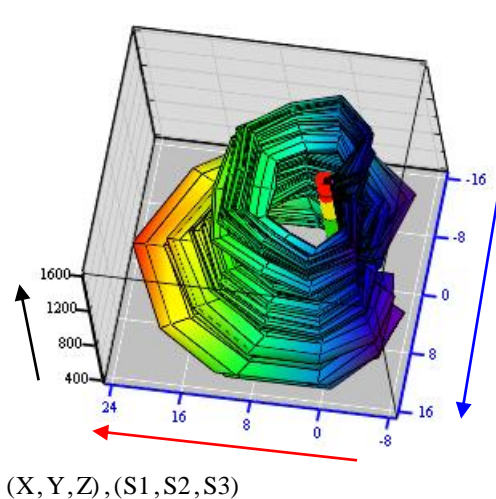


Abbildung 67: kardioides Horizontaldiagramm der Huyg. Antenne bei ca. 500 MHz und Theta 90° , 1 m Abstand

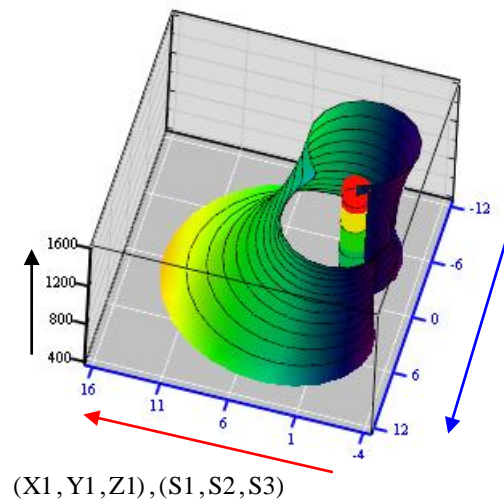
Da es unübersichtlich und mühselig wäre, Einzeldiagramme für viele Frequenzen hier zu zeigen und zu analysieren, andererseits aber das Verhalten der Antenne im Frequenzbereich von Interesse ist, wurde eine 3-D-Darstellung in Form der Parameterdarstellung eines Zylinders zur Präsentation der Ergebnisse gewählt. Der Zylinder ist darin als ein Stapel, bestehend aus den Horizontaldiagrammen aller Frequenzen vorstellbar, mit 500 MHz unten beginnend. Der Radius des Zylinders ist bei jeder Frequenz richtungs- und gewinnabhängig „moduliert“. Die Darstellung erfolgt normiert auf die Richtung und den Wert des kleinsten Leistungsflusses der jeweiligen Frequenz. Dadurch ist es möglich, für alle Frequenzen die horizontale Strahlungscharakteristik und den Winkel der Nullstelle im Diagramm zu erfassen. Idealerweise sollte die Nullstelle über einen weiten Frequenzbereich immer im selben Winkelsegment auf dem Umfang zu finden sein und zugleich sind große Radien, als Maß eines hohen Gewinns, wünschenswert. Die Oberfläche sollte dabei glatt sein, als Kriterium gleicher Eigenschaften im Frequenzbereich.

Ab *Abbildung 68* sind vergleichend die Resultate aus den Simulationen und Messungen der Horizontaldiagramme der Huygenschen Antenne mit derart beschriebenem Zylinder dargestellt.

Zur Orientierungserleichterung bei der Betrachtung der Diagramme wurde zusätzlich ein frequenzabhängiger, farblich unterteilter Zylinder im Mittelpunkt der Antenne als Rotationsachse eingefügt. In den Diagrammen bezeichnen der rote Pfeil die x-Achse und der blaue Pfeil die y-Achse in der Ebene mit dem Gewinn, bezogen auf die Nullstelle in *dB*. Negative Werte entsprechen dabei einer negativen Richtung. An der z-Achse (schwarzer Pfeil) sind die Frequenzen in *MHz* aufgetragen.



a)



b)

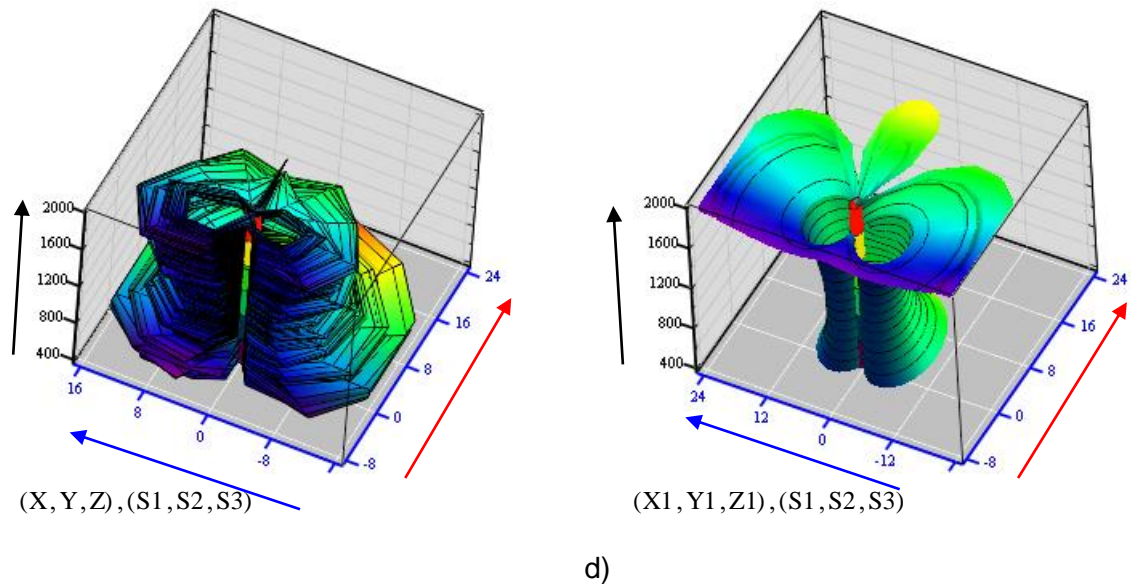


Abbildung 68: Horizontaldiagramme der Huygenschen Antenne aus verschiedenen Perspektiven

a)	reales Modell	500 MHz bis 1,5 GHz
b)	numerisches Modell	500 MHz bis 1,5 GHz
c)	reales Modell	500 MHz bis 2 GHz
d)	numerisches Modell	500 MHz bis 2 GHz

Nach Betrachtung und dem Vergleich der Diagramme lassen sich die Ergebnisse wie folgt interpretieren.

Sowohl die numerischen, als auch die gemessenen Daten zeigen, die Huygensche Antenne ist mit den gewählten Konstruktionsmaßen über einen großen Frequenzbereich einsetzbar. Zwischen 500 MHz und 1400 MHz bleiben die Strahlungseigenschaften beider Modelle nahezu konstant erhalten. Im Frequenzbereich von 500 MHz bis 800 MHz erreicht die Antenne ihr bestes Vor-Rück-Verhältnis.

Hinsichtlich der Strahlungscharakteristik ist eine gute Korrelation zwischen realem und numerischem Antennenmodell festzustellen, wobei der Gewinn beim realen Modell zum Teil deutlich besser ist, dafür aber stärkere Frequenzabhängigkeiten aufweist. Beide Erscheinungen werden auf Beeinflussungen aus der Umgebung zurückgeführt, die bemerkbar wurden, wenn die Antenne mit ihrer unempfindlichen Seite, also ihrer Nullstelle, zum Sender ausgerichtet war, und deshalb vorhandene Beeinflussungen durch Reflexionen aus der Umwelt auf der empfindlichen Seite der Antenne mit mindestens 10 dB mehr, als anders herum, wirksam werden konnten. Reduzieren ließ sich dieser Effekt nur, indem die Huygensche Antenne, wie schon erwähnt wurde, auf ca. 1 m Abstand zum sendenden Hornstrahler herangebracht wurde. Es wird vermutet, dass insbesondere die als Zuleitung zur Huygenschen Antenne verwendete semi-rigid Leitung diese Beeinflussungen verursacht hat.

Interessant ist, dass im Frequenzbereich über 1850 MHz tatsächlich die anfangs vermutete Erscheinung der Veränderung der Strahlungscharakteristik für beide Modelle gleichermaßen zu beobachten ist, die auf die nicht mehr zu vernachlässigende Phasendifferenz zwischen Einspeisung und Abschlusswiderstand zurückzuführen ist.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass Aussagen aus den Messungen durch den nach unten bei etwa 400 MHz begrenzten Durchlassbereich der Hornantenne nur bedingt möglich sind.

Aus den bisher gezeigten Bildern lässt sich auf eine, für die erforderlichen Zwecke ausreichende Breitbandigkeit der Huygenschen Antenne schließen. Um dies zu untermauern, werden in *Abbildung 69* und *Abbildung 70* die Eingangsimpedanz als weiteres Kriterium zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens im Frequenzbereich der Antenne gezeigt.

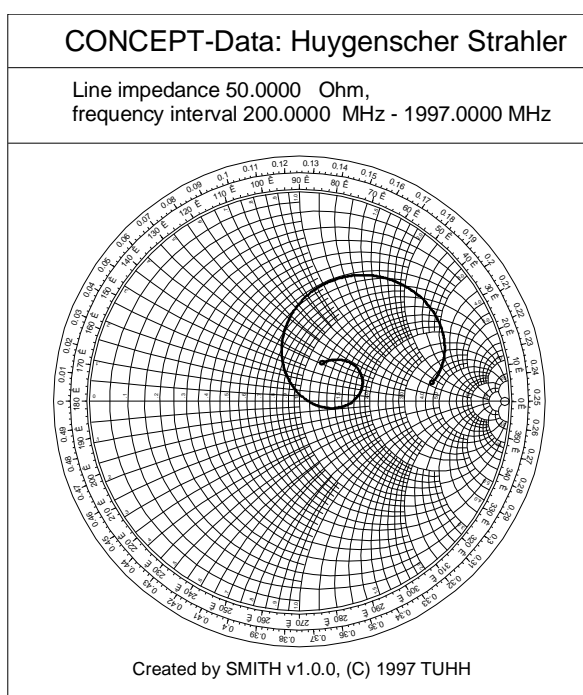


Abbildung 69: komplexe Eingangsimpedanz der Huygenschen Antenne, normiert auf 50 Ω

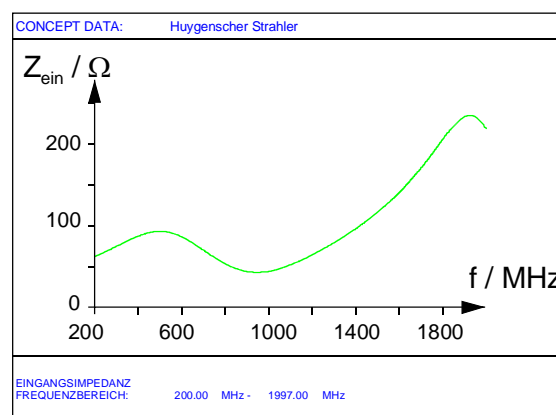


Abbildung 70: Betragsverlauf der Eingangsimpedanz der Huygenschen Antenne

Anhand dieser Diagramme ist festzustellen, dass die Größe des Eingangswiderstandes der Antenne im Frequenzbereich von 400 MHz bis ungefähr 1400 MHz in etwa den Erwartungen entspricht und nur wenigen Schwankungen unterliegt.

Er ist insgesamt etwas größer, als beabsichtigt. Die Ursache dafür liegt vermutlich darin, dass die Streifen nicht exakt die errechnete Breite von 8,8 cm haben. Dies bewirkt offenbar auch die Verschiebung der Eingangsimpedanz in den induktiven Bereich, weil die Kapazität,

aus den sich gegenüberstehenden Streifen, zu klein ist. Dies könnte zur Folge haben, dass das magnetische Dipolmoment zu groß ist und damit das Verhältnis aus elektrischem und magnetischem Dipolmoment nicht genau Z_0 erreicht. Mit CONCEPT II ließe sich die Ursache dafür genauer erforschen, indem magnetische und elektrische Feldkomponenten getrennt ausgewertet würden.

Zurückkommend auf die eingangs des letzten Abschnitts aufgestellten Forderungen hinsichtlich der Größe der Strahlungscharakteristik und des Übertragungsverhaltens der Antenne wird eingeschätzt, dass mit der hergestellten Huygenschen Antenne ein für die Messzwecke brauchbares Werkzeug zur Verfügung gestellt wird.

4.3.3 Erprobung des Messverfahrens

Zur Erprobung des Messverfahrens ist es sinnvoll, die Messungen selbst in zwei Teile zu untergliedern.

Der erste Teil dient dazu, das Freifeld und dessen Umgebung mit nur einer Antenne, ähnlich dem Radarverfahren, nach Reflexionen „abzusuchen“, die wegen ihrer Größe einen Einfluss bei Feldstärkemessungen vermuten lassen.

Im zweiten Teil werden die Reflexionseigenschaften zuvor ausgewählter Objekte näher untersucht. Dazu werden die Rückstreuungen auf eine bestimmte Weise gemessen, die es gestattet, nach Transformationen Analysen im Frequenzbereich durchzuführen, um daraus Schlussfolgerungen auf das Einflussverhalten dieser Objekte bei Feldstärkemessungen zu ziehen.

Da es schwierig sein wird, die Messergebnisse zu bewerten, werden entsprechende Voruntersuchungen an verschiedenen Referenzobjekten im Labor durchgeführt, um gewissermaßen die Reflexionen zu kategorisieren und Erfahrungen damit zu sammeln.

4.3.3.1 Laboruntersuchungen

Zu diesem Zweck wurden derartige Messungen an verschiedenen Objekten im Labor im Abstand von ca. 1,5 m zwischen Sendeantenne und Untersuchungsobjekt gemäß des Messaufbaus aus *Abbildung 56* durchgeführt, um dadurch ein Gefühl für die Größe der zu erwartenden Reflexionen zu erhalten. Ein Foto des Messaufbaus am Beispiel der Metallplatte mit zum Teil verdeckter Hornantenne ist in *Abbildung 71* zu sehen.

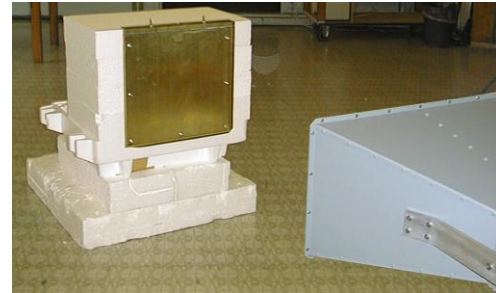


Abbildung 71: Messaufbau mit Metallplatte 35 cm x 35 cm

Die Resultate daraus werden in nachfolgend dargestellten Diagrammen gezeigt und analysiert. Die Ergebnisse in *Abbildung 55* auf *Seite 57* aufgreifend, die den im Frequenzbereich gemessenen Eingangsreflexionsparameter bei verschiedenen Objekten auf dem Freifeld darstellt, wurden dieselben Objekte, jetzt unter Anwendung des beschriebenen FDR-Prinzips, im Zeitbereich analysiert.

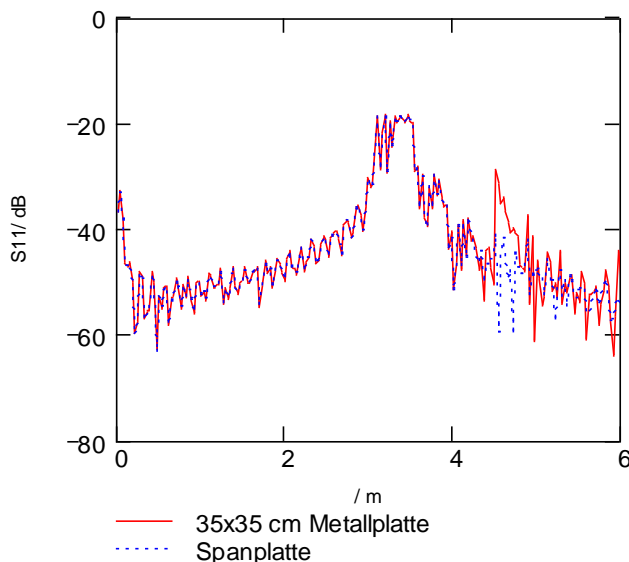


Abbildung 72: vollständige Impulsantwort, unkalibriert

Weiter zeigt *Abbildung 72* die bei etwa 5 m entstehenden Reflexionen an einer Metallplatte (rot) und an einer im Vergleich dazu wesentlich kleineren Spanplatte (blau).

Die Messung erfolgte zunächst ohne den NWA vorher zu kalibrieren, um dadurch einen Eindruck von der an der Sendeantenne entstehenden Reflexion und der durch sie verursachten Impulsaufweitung zu erhalten.

Die höchste Sendefrequenz betrug 4 GHz, das entspricht umgerechnet einer Impulsdauer von 250 ps bzw. einer Impulslänge von 7,5 cm. Gemessen wurde die von der Antenne verursachte Reflexion zwischen 3 m bis 3,70 m, also mit einer Verlängerung etwa um den Faktor 10.

Anhand des Bildes in *Abbildung 72* ist die Verschiebung der Bezugsebene als das Ausschneiden des Bereiches zwischen etwa 4 m und 5 m durch Multiplikation mit der Gatingfunktion im Zeitbereich leicht vorstellbar.

Wie in *Abbildung 73* zu sehen ist, enthält die Zeitfunktion nach dem Gating nur noch die interessierenden Reflexionen bei deutlich verbessertem Signal-Rauschverhältnis.

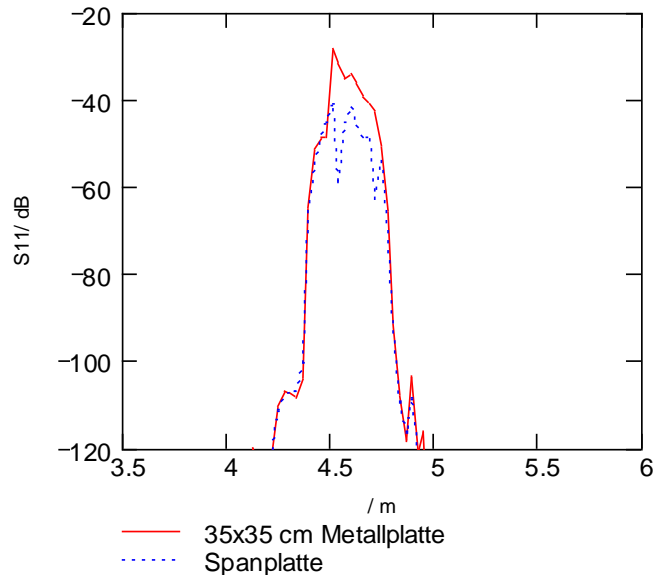


Abbildung 73: Zeitfunktion nach dem Gating

Nach der Transformation der „gategeten“ Zeitfunktion in den Frequenzbereich ergibt sich das in *Abbildung 74* zu sehende Spektrum der Reflexionen der jeweiligen Objekte. Hierin ist jetzt, anders als mit *Abbildung 55*, eine deutlich bessere Bewertung der einzelnen Objekte im Frequenzbereich anhand ihres Reflexionsparameters möglich.

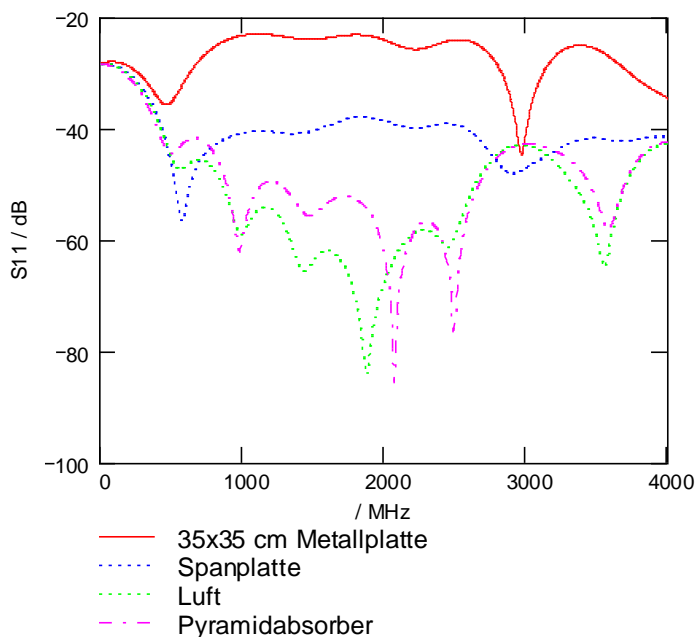


Abbildung 74: Frequenzgang transformierter, „gategeter“ Zeitfunktion von Reflexionen an verschiedenen Objekten

In dem Diagramm wird nun erkennbar, dass die Reflexionsdämpfung der Pyramid-Schaumstoffabsorber, wenn Luft als Maßstab gilt, als ausreichend bewertet werden kann. Im Vergleich dazu hebt sich die Reflexion an der Spanplatte deutlich davon ab.

Die Spanplatte verhält sich im Frequenzbereich ähnlich wie die Metallplatte mit einer um etwa 10 dB kleineren Amplitude. Die beiden Einzüge der roten und der blauen Kurve bei

500 MHz und 3 GHz beschreiben den begrenzten Durchlassbereich der Sendeantenne, wie sie entsprechend den Angaben des Herstellers spezifiziert ist und treten auf Grund fehlender vorheriger Kalibrierung in Erscheinung.

Zur Sammlung weiterer Erfahrungen mit anderen Objekten, wurden ähnliche Labormessungen durchgeführt. Als Untersuchungsgegenstände boten sich hierfür Platten verschiedener Materialien, als Äquivalent des bei Störfeldstärkemessungen verwendeten Tisches, sowie kurze metallische Stäbe bzw. Stifte, als Äquivalent von langen Schrauben und Verbindungsstiften bestimmter Zubehörteile, an.

Letztlich ist auch Styropor mit einer relativen Permittivität von etwa 1 als Untersuchungsobjekt von Interesse, zum Einen, um die Grenzen des NWA und des Messverfahrens auszuloten, andererseits auch deswegen, weil Styropor und Metallplatten zwei Extrema sind, an denen die Verhaltensweisen anderer Objekte gemessen werden können. *Abbildung 75* zeigt Fotos einiger Untersuchungsobjekte im Messaufbau.

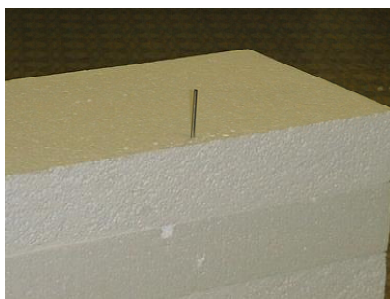


Abbildung 75 a)

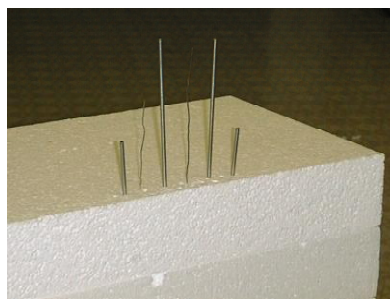


Abbildung 75 b)

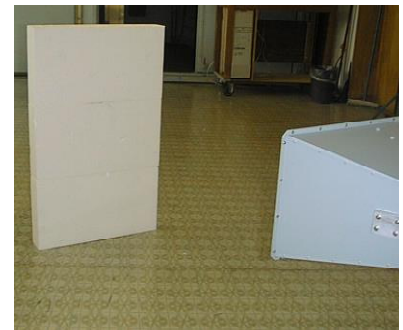


Abbildung 75 c)

Es ist relativ einfach, mit der beschriebenen Methode die Reflexionsstellen der untersuchten Objekte im Laborversuch zu orten und anschließend durch Gating im Zeitbereich zu separieren. Nach einer Kalibrierung des NWA, auf die noch eingegangen wird, vereinfacht sich dieses Verfahren merklich, da nun störende Reflexionen nicht mehr dargestellt werden. Auf diese Weise wird es möglich, selbst kleinste Reflexionsstellen zu detektieren.



d)

Abbildung 75: Fotos einiger Objekte
a) 6 cm Stift
b) alle Stäbe
c) Styroporplatte
d) Hartpapierplatte

Da die Darstellung im Zeitbereich der Messergebnisse dieser zusätzlichen Objekte im Laborversuch nicht unmittelbar zur Erhöhung des Informationsgehalts beiträgt, wird hier deshalb darauf verzichtet. Interessanter ist der Vergleich im Frequenzbereich der einzelnen Objekte untereinander, wie sie *Abbildung 76* zeigt.

Darin ist zu erkennen, dass die Metallplatte die erwartungsgemäß größte, die Styroporplatten die kleinste Frequenzfunktion hinsichtlich der Amplitude liefert. Die Kurven der anderen Objekte bewegen sich zwischen diesen beiden. Es wird deutlich, dass die flächenhaften Gebilde breitbandig in nicht unerheblicher Größe reflektieren, mit Ausnahme von Styropor, wobei sich die Ergebnisse verschiedener dielektrischer Materialien nicht nennenswert voneinander unterscheiden. Unterhalb 2 GHz weist die Holztischplatte die stärkste Reflexion auf.

Erkennbar ist auch das schmalbandige Reflexionsverhalten der einzelnen Stäbe. Sie reagieren selektiv im Frequenzbereich ihrer $\lambda/2$ -Resonanz.

Interessant und Kennzeichen hoher Präzision ist die bei Styropor deutlich zu beobachtende Resonanzstelle bei ungefähr 1900 MHz, die offensichtlich aus der Überlagerung der Reflexionen an der Vorder- sowie der Rückseite der 8 cm starken, also bezüglich 1875 MHz $\lambda/2$ -dicken Styroporplatten resultiert. Bei etwa 3,75 GHz ist diese Erscheinung als λ -Resonanz wiederholt zu beobachten. Messungen in der Genauigkeit sind nur nach vorheriger Kalibrierung des NWA zu erreichen.

Die übliche Kalibrierung eines NWA auf Leerlauf, Kurzschluss und Anpassung ist für die S_{11} -Parametermessung ausreichend, zur S_{21} -Parame-

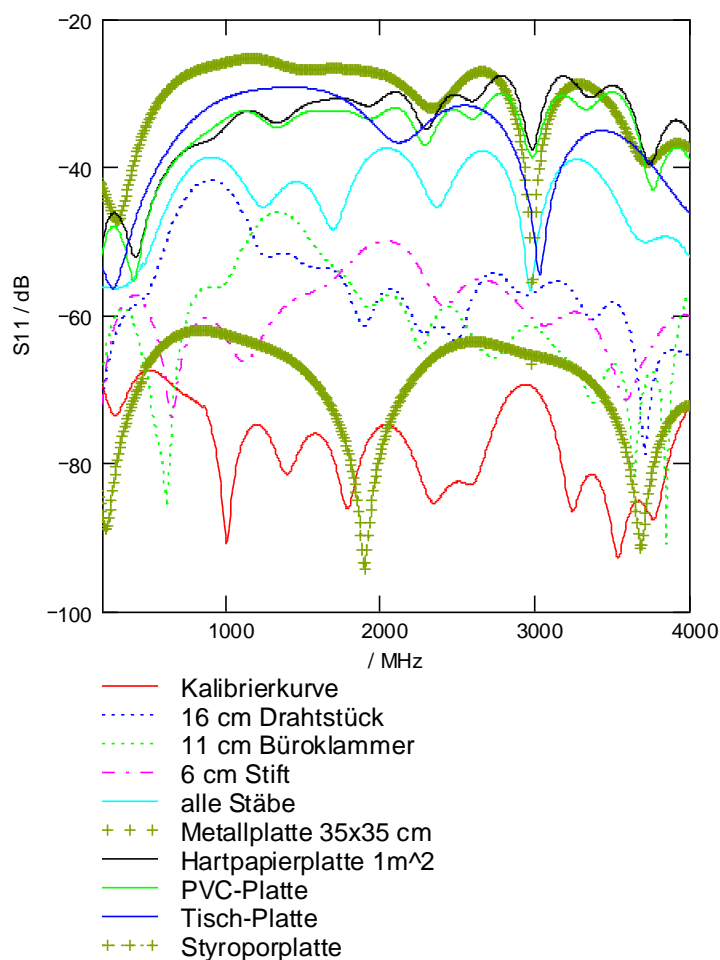


Abbildung 76: Frequenzgänge gemessener Impulsantworten nach Reflexion an verschiedenen Objekten unterschiedlicher Materialien

termessung ist zusätzlich eine Transmissionskalibrierung erforderlich. Leerlauf und Kurzschluss sind am Ende des Speisekabels vor der Sendeantenne mit dem entsprechenden Kalibrierset realisierbar. Reflexionsfreie Anpassung herzustellen, ist praktisch nur auf einem idealen Freifeldmessplatz mit einer reflexionsfrei angepassten Antenne möglich. Als Ersatz kann die Sendeantenne gen Himmel gerichtet werden, da i.a. von dort keine Reflexionen zu erwarten sind. Dabei wird unterstellt, dass die Antenne reflexionsarm angepasst und der dadurch verursachte Kalibrierfehler ausreichend klein ist, um vernachlässigt zu werden.

Mit dieser Art der Kalibration konnten vertrauenswürdige Messergebnisse erzielt werden, siehe Styropor. Es wurde nicht untersucht, inwieweit sich die Fehlanpassung der Antenne in einem Kalibrierfehler und letztlich in einem Messfehler widerspiegelt.

4.3.3.2 Erprobung unter Freifeldverhältnissen

Mit den bisher gesammelten Erfahrungen soll nun das Verfahren an Objekten von Messzubehör und Umgebung unter Freifeldverhältnissen getestet werden. Ziel ist, dabei gleichzeitig bestimmte Objekte anhand ihrer Reflexionseigenschaften für weitergehende Untersuchungen bezüglich ihres Frequenzverhaltens auszuwählen.

Nach erfolgter Kalibrierung ist es möglich, den Freifeldmessplatz und dessen Umgebung wie mit einer Taschenlampe nach Reflexionen abzusuchen. Dabei ist zu entscheiden, welche der festgestellten Reflexionen auf Grund ihrer Entfernung und ihrer Größe bei Feldstärkemessungen störrelevant sein kann. Um die betreffenden Objekte eingehender zu untersuchen, insbesondere bei kleinen Objekten mit kleiner Streufläche, ist an diese näher heranzugehen und mit der beschriebenen zweiten Antenne durch Messung des S_{21} -Parameters entweder deren Transmissions- oder Reflexionseigenschaften zu messen. Bei sehr großen Objekten reicht unter Umständen die Messung des S_{11} -Parameters mit einer Antenne.

Derartige Untersuchungen wurden auf dem Freifeldmessplatz der Reg TP in Kolberg durchgeführt. Dabei konnten einige Reflexionen von Masten und Bäumen festgestellt werden, die aber auf Grund ihrer Entfernung von der Freifeld-Ellipse als nicht störrelevant eingestuft wurden und somit keiner weiteren Untersuchung bedurften. Deshalb galt im weiteren Verlauf dem Tisch das vorrangige Interesse, da er als das Objekt des Messzubehörs mit dem größten Einfluss auf die Messunsicherheit gilt.

Zur Messung wurde der Tisch hochkant gestellt, wie es auf dem Foto der *Abbildung 77* zu sehen ist, um auf die gesamte Tischplatte zu strahlen und somit eine ähnliche Wirkung wie auf die vom Prüfling emittierte Störstrahlung zu erzeugen.



Abbildung 77: Reflexionsmessung auf dem Freifeld mit Tisch als Untersuchungsobjekt

die Funktion eines Referenzreflektors, an dem der Einfluss der Holztischplatte gemessen werden kann. Auf diese Weise wird es möglich, Transmissions- und Reflexionseigenschaften kombiniert in einem Messgang zu messen. In *Abbildung 78* ist der zugehörige Messaufbau schematisch dargestellt. Das Prinzip ist folgendes:

Zunächst wird nach der Kalibrierung der S_{21} -Parameter nur bei Anwesenheit des nicht großen Referenzreflektors gemessen. Dabei ist in der Entfernung vor der Empfangsantenne nur die Reflexion der Metallplatte auf dem Bildschirm des NWA sichtbar. Bei kleinen Untersuchungsobjekten ist der Referenzreflektor entsprechend kleiner zu wählen.

Anschließend wird das Objekt, in diesem Fall die Holztischplatte, zwischen Empfangsantenne und Referenzreflektor gebracht. Bei Objekten mit großen Reflexionsfaktoren wird die durch sie transmittierte Leistung reduziert. Dies führt dazu, dass sich die Impulsantwort des Referenzreflektors messbar reduziert, gleichzeitig aber eine weitere Reflexion, nämlich die des Untersuchungsobjekts, auf dem Bildschirm erscheint.

Im zweiten Schritt lässt sich durch Drehen des Untersuchungsobjekts und der damit verbundenen Änderung des Einfallswinkels die gemessene Impulsantwort des Referenzreflektors bei senkrechter Polarisierung bezüglich der Einfallsebene des Untersuchungsobjekts weiter reduzieren, da sich hierbei der Reflexionsfaktor kontinuierlich mit Erhöhung des Einfallswinkels, wie es in Abschnitt 4.1.2 gezeigt wurde, vergrößert.

Für das auf dem Foto in *Abbildung 77* gezeigte Beispiel, ist entsprechend die vertikale Polarisierung mit den Antennen zu wählen, wenn der Tisch um die z-Achse gedreht wird.

Auf dem Styroporgebilde vor dem Tisch liegt die Huygensche Antenne als Empfangsantenne zur Messung der Reflexionseigenschaften des Tisches. Befindet sich diese aus Sicht des Senders hinter dem Tisch, sind dessen Transmissions-eigenschaften direkt messbar. In jedem Fall wird der S_{21} -Parameter gemessen.

Hinter dem Tisch ist eine stehende Metallplatte zu sehen. Sie hat hier

Vom Grad der Reduzierung der Impulsantwort des Referenzreflektors ist abhängig zu machen, ob der vom Untersuchungsobjekt ausgeübte Einfluss tolerierbar ist oder nicht.

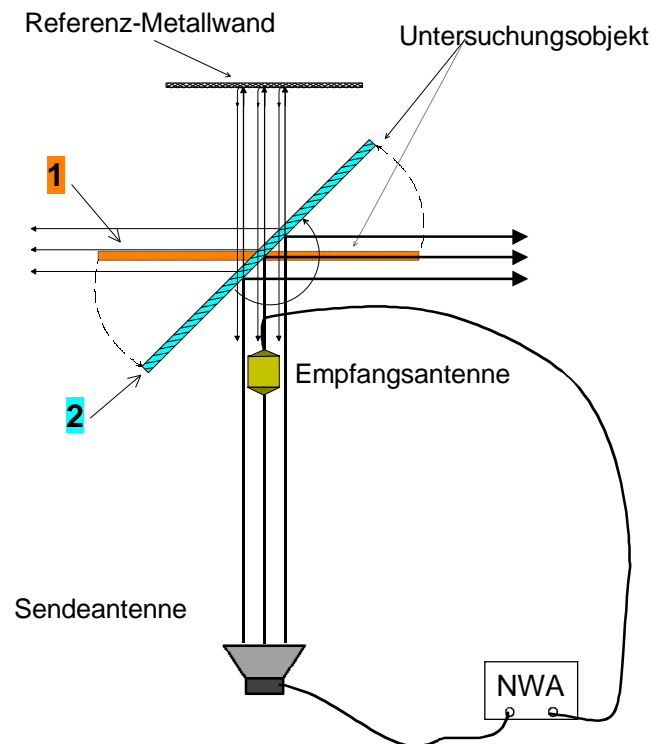


Abbildung 78: Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Messung der Reflexionseigenschaften des Untersuchungsobjekts, Draufsicht

Bis zu diesem Zeitpunkt reicht es, die Untersuchungen im Zeitbereich auszuführen. Nach der Entscheidung für den unabdingbaren Einsatz bestimmter Untersuchungsobjekte bei Feldstärkemessungen ist eine Analyse ihres frequenzabhängigen Einflusses sinnvoll.

Dies ist, wie im Labor für Styropor geschehen, auch ohne Referenzreflektor durch Transformation der vom Untersuchungsobjekt verursachten, „gegateten“ Reflexion, nach vorheriger Kalibrierung des NWA mit einer einfachen S_{11} -Messung möglich. Die mathematischen Grundlagen dieses Verfahrens wurden im Abschnitt 4.3.1 dargelegt.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, ausreichende Breitbandigkeit des Referenzreflektors vorausgesetzt, die „gegateten“ und transformierten Reflexionen des Referenzreflektors mit und ohne Untersuchungsobjekt ins Verhältnis zusetzen.

Dabei ist zu berücksichtigen, dass der gesendete und vom Referenzreflektor zurückgeworfene Impuls der zweimaligen Reflexion und Transmission am Untersuchungsobjekt, hier der Tischplatte, ausgesetzt ist. Oder, im Zeitbereich ausgedrückt, der empfangene Impuls $w_2(t)$ erfährt eine zweimalige Faltung mit der Impulsantwort des Tisches $p_l(t)$. Das heißt, die Über-

tragungsfunktion des Tisches $Pl(\omega)$ geht quadratisch in die empfangene transformierte Übertragungsfunktion $W_{r2}(\omega)$ ein. Für den Fall ohne Tisch gilt

$$w_{r1}(t) = w_h(t) * rr(t) \quad \text{---} \quad W_{r1}(\omega) = W_h(\omega) \cdot RR(\omega), \quad (4.3-20)$$

wenn $w_h(t)$ der Sendeimpuls und $rr(t)$ die Impulsantwort des Referenzreflektors sind. Im Fall des zwischen Empfangsantenne und Referenzreflektor befindlichen Untersuchungsobjekts gilt

$$w_{r2}(t) = w_h(t) * pl(t) * rr(t) * pl(t) \quad \text{---} \quad W_{r2}(\omega) = W_h(\omega) \cdot Pl(\omega)^2 \cdot RR(\omega). \quad (4.3-21)$$

Aus der Bildung des Quotienten der Übertragungsfunktionen $W_{r1}(\omega)$ und $W_{r2}(\omega)$ mit und ohne Tisch ergibt sich das Quadrat der Übertragungsfunktion des Tisches.

$$Pl(\omega)^2 = \frac{W_{r2}(\omega)}{W_{r1}(\omega)} \quad (4.3-22)$$

Einschränkend ist hinzuzufügen, dass dies nur unter der Voraussetzung richtungsunabhängiger Untersuchungsobjekte, beispielsweise einer Tischplatte, gilt. Mit den nachfolgend dargestellten Diagrammen ist diese Vorgehensweise am Beispiel des Tisches schrittweise dokumentiert. *Abbildung 79* zeigt in einem gemeinsamen Diagramm die entstehenden, nacheinander gemessenen Impulsantworten.

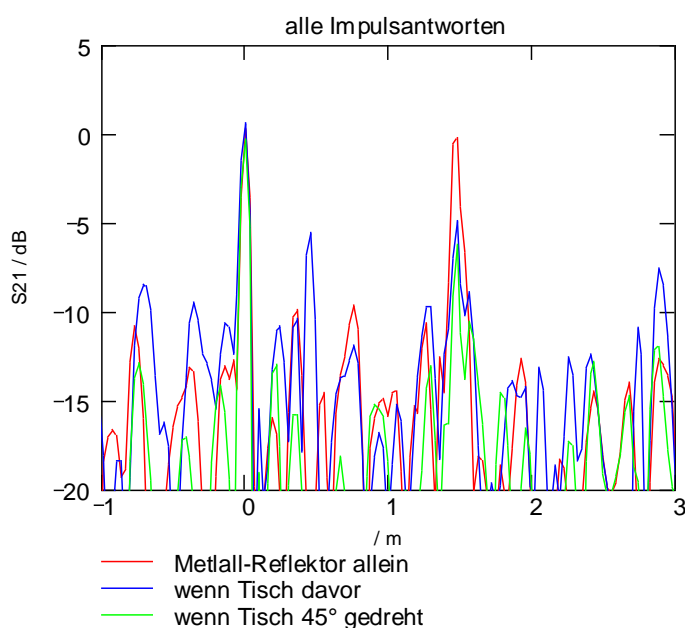


Abbildung 79: Reflexion an einer Metallplatte ca. 2 m hinter der Empfangsantenne

Der bei 0 m zu sehende Impuls ist der kalibrierte Sendeimpuls. Etwa 1,50 m hinter der Empfangsantenne befindet sich der Referenzreflektor, der die entsprechenden Impulse an der dortigen Stelle verursacht.

Die rote Kurve beschreibt den Zustand zu dem Zeitpunkt, als sich zwischen Empfangsantenne und dem Referenzreflektor keine Tischplatte befand.

Die Daten der blauen Kurve wurden gemessen, nachdem eine Tischplatte zwischen Empfangsantenne und Referenzreflektor aufgestellt wurde. Dies entspricht dem Fall 1 in der schematischen Darstellung der *Abbildung 78*.

Es ist deutlich erkennbar, dass nun ein zusätzlicher Impuls an der Stelle des Tisches, etwa 45 cm hinter der Empfangsantenne, auftritt.

Nach Drehen des Tisches um etwa 45° wurde die grüne Kurve aufgezeichnet. Zu erkennen ist dabei, dass es dadurch gelingt, den Impuls an der Stelle des Tisches bei 45 cm fast gänzlich auszublenden und den am Ort des Referenzreflektors noch weiter zu reduzieren.

Diese Erscheinung lässt auf einen großen Reflexionsfaktor der Tischplatte schließen. Das Verdrehen soll in gewisser Weise die Bedingungen für den indirekten Strahl einer kleinen Strahlungsquelle über dem Tisch zur Reflexion an der Groundplane simulieren.

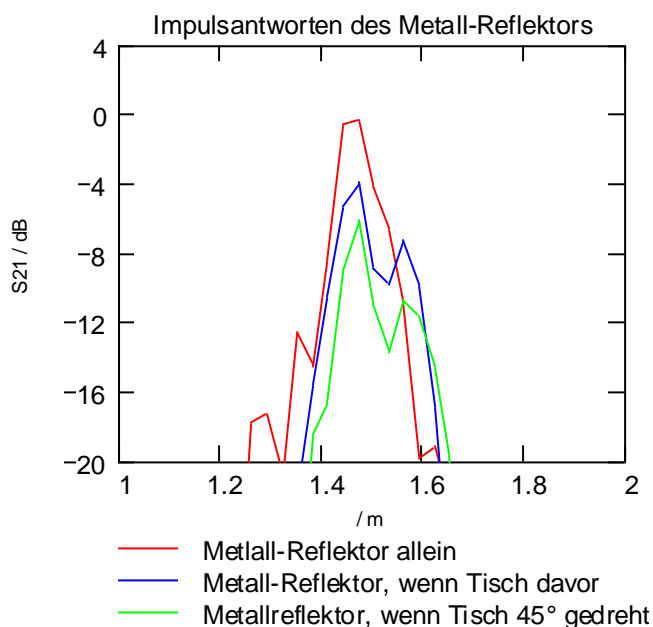


Abbildung 80 stellt die verschiedenen, aus dem Gating resultierenden Impulsantworten des Referenzreflektors dar.

Darin wird deutlich sichtbar, wie sich die Impulsantwort des Referenzreflektors in ihrer Größe und Form infolge der Einflüsse des Tisches verändert.

Abbildung 80: Reflexionen des Referenzreflektors nach dem Gaten mit und ohne Störung des Ausbreitungsweges durch eine Holzplatte

Die Übertragungsfunktionen, die sich nach der Fouriertransformation der Impulsantworten des Referenzreflektors ergeben, sind nachfolgend in *Abbildung 81* zu sehen.

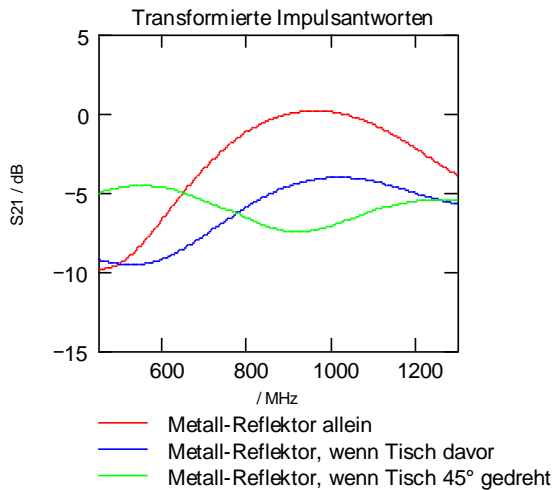


Abbildung 81: Übertragungsfunktion des Referenzimpulses mit und ohne Störung des Ausbreitungsweges durch die Tischplatte

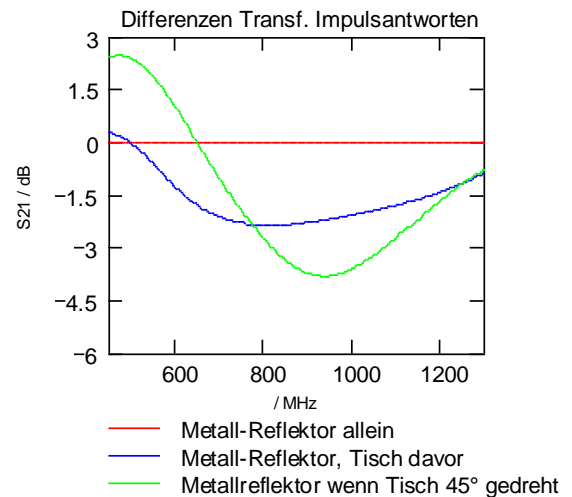


Abbildung 82: frequenzabhängiger Einfluss der Tischplatte auf den Impuls des Referenzreflektors

In *Abbildung 82* ist der nach Gleichung (4.3-23) berechnete, frequenzabhängige, sich auf den Impuls des Referenzreflektors auswirkende Einfluss der Tischplatte dargestellt.

$$Pl(\omega) / dB = \frac{W_{r2}(\omega) / dB - W_{r1}(\omega) / dB}{2} \quad (4.3-23)$$

Bei Betrachtung dieses Diagramms ist eine Korrelationen zu den mit CONCEPT II ermittelten Ergebnissen der Einflüsse dielektrischer Platten erkennbar. Dass nicht exakt die gleichen Ergebnisse mit diesem Verfahren wie mit CONCEPT II ermittelt wurden, verwundert nicht und konnte auch nicht erwartet werden, da diese Messungen unter völlig anderen Randbedingungen durchgeführt wurden. Es war letztlich auch nicht das Ziel des Messverfahrens, die mit CONCEPT II ermittelten Ergebnisse zu verifizieren, sondern, wie zu Beginn des Abschnitts 4.3.1 formuliert, die Ermittlung von Reflexionseigenschaften von Messaufbauten und Umgebung, um daraus auf mögliche Einflüsse bei Feldstärkemessungen zu schließen.

Diese Zielstellung wurde offenkundig mit den hier vorgelegten Ergebnissen und im Vergleich mit Ergebnissen von Messungen an Materialien mit sehr geringen Einflüssen erreicht. Die Messergebnisse zeigen, dass sich in bestimmten Grenzen der Einfluss der Tischplatte auch quantifizieren lässt, um daraus auf Messunsicherheitsbeiträge bei Feldstärkemessungen zu schließen.

4.3.4 Zusammenfassung der Ergebnisse des Rückstreuungsmessverfahrens

Es konnte gezeigt werden, dass das vorgestellte Messverfahren, basierend auf der Messung der Rückstreuung von Objekten nach dem FDR-Messprinzip mit Hilfe eines NWA, ein leistungsfähiges und komfortables Verfahren ist, welches es ermöglicht, die Reflexions- und Transmissionseigenschaften von Objekten des Messzubehörs und der Umgebung von Freifeldmessplätzen sehr schnell zu bestimmen.

Hauptanwendungsgebiet des Messverfahrens ist die Untersuchung vorhandener portabler und feststehender Messzubehörs- und Umgebungsobjekte hinsichtlich ihrer Reflexionseigenschaften im Frequenzbereich über 400 MHz. Es ist auch qualifiziert zur Untersuchung von Absorbern.

In erster Linie verhilft es zu qualitativen Aussagen der Einflüsse der untersuchten Objekte. Messunsicherheitsbetrachtungen ohne Einbeziehung des Prüflings sind fehlerbehaftet. Daher lassen sich quantitative Aussagen zum Einfluss der Untersuchungsobjekte bei Feldstärkemessungen mit diesem Verfahren nur in grober Näherung treffen.

Das Messverfahren gliedert sich in zwei Teile, in die Impulserfassung im Zeitbereich und in eine anschließende Analyse dieser Impulse im Frequenzbereich.

Um sich im ersten Teil des Verfahrens einen Überblick über vorhandene Reflexionen zu verschaffen, ist eine S_{11} -Messung mit einer bündelnden Antenne ausreichend.

Bei kleineren Untersuchungsobjekten sowie zur Frequenzanalyse von Impulsen sind S_{21} -Messungen bei Verwendung einer zweiten, möglichst sehr kleinen und breitbandigen Antenne notwendig, um dadurch eine Verbesserung der Ortsauflösung und der Leistungsbilanz zu erzielen. Als dafür geeignet wird eine Huygensche Antenne empfohlen, deren Herstellung in Grundzügen beschrieben wurde.

Für bezüglich der Wellenlänge großflächige Objekte ist eine Analyse im Frequenzbereich nicht grundsätzlich notwendig, da i.a. breitbandiges Verhalten unterstellt werden kann.

Für die Bewertung der Ergebnisse empfiehlt sich immer ein Vergleich an Referenzobjekten.

5 Zusammenfassung, Ergebnisse, Schlussfolgerungen

5.4 Zusammenfassung der Untersuchungsmethoden

Zusammenfassend kann folgendes festgestellt werden:

In theoretischen Überlegungen konnte gezeigt werden, dass die durch Messaufbauten und Umgebung bewirkten Messunsicherheiten im wesentlichen auf drei Ursachen, Reflexionen, Ausbreitung in verlustbehafteten Medien und ggf. Verkopplungen im Nahfeld des Prüflings zurückzuführen sind. Der Grund des Auftretens dieser Phänomene ist in den Materialeigenschaften der betrachteten Objekte zu suchen. Für die Größe der wirksam werdenden Erscheinungen bei den untersuchten, i.a. dielektrischen Materialien, ist vorrangig deren relative Permittivität von Bedeutung.

Reflexionen und Transmissionen sind analytisch mit Hilfe der Fresnelschen Formeln bestimmbar. Auswirkungen durch Verkopplungen von Messaufbauten im Nahfeld des Prüflings sind analytisch nicht, jedoch mit numerischen Hilfsmitteln zu ermitteln.

Die vorgestellte Methode, Einflüsse von Messaufbauten und Umgebung auf der Basis numerischer Lösungsverfahren zu bestimmen, berücksichtigt die genannten physikalischen Mechanismen vollständig. Da es diese Methode ermöglicht, reale Verhältnisse auf das Wesentliche beschränkt zu abstrahieren, nachzubilden und zu berechnen, gestattet sie, bei entsprechend qualifizierter Anwendung, die Gewinnung elementarer Erkenntnisse. Durch Klassifizierung typischer Prüflinge konnten mit dem numerischen Verfahren verallgemeinernde Aussagen gefunden werden. Durch die praktische Nachgestaltung untersuchter Simulationsmodelle wurden die numerisch ermittelten Ergebnisse in überzeugender Weise messtechnisch verifiziert.

Damit ist diese Methode als eines der geeignetsten Mittel für Grundsatzuntersuchungen zu bewerten, deren Erkenntnisse auf Untersuchungen vergleichbarer Probleme übertragbar sind.

Da die relative Permittivität der Materialien von Messaufbauten und Umgebung als die wesentliche Ursache entstehender Beeinflussungen beschrieben wurde, ergibt sich die Möglichkeit zur Abschätzung des Einflusses dieser Objekte durch die Bestimmung der relativen Permittivität beziehungsweise der durch sie verursachten Erscheinungen.

Im einfachsten Fall besteht eine durchaus probate Möglichkeit darin, die Permittivität bei niedrigen Frequenzen in einem Kondensator mit einer Messbrücke zu bestimmen und aus der Kenntnis der (geringen) Frequenzabhängigkeit der Permittivität vieler Materialien auf entstehende Einflüsse im interessierenden Frequenzbereich zu schließen. Eine erheblich genauere Methode zur Permittivitätsbestimmung ist die Messung in einem Resonator im interessierenden Frequenzbereich. Sie setzt allerdings voraus, dass die Materialien in die Gestalt des Resonators verformt werden können.

Als eine weitere Methode zur Abschätzung des Einflusses von Messaufbauten und Umgebung wurde ein sehr effektives und flexibles Messverfahren umfassend beschrieben und erprobt, das sich zur Untersuchung vorhandener mobiler und immobiler Objekte genauso, wie zur Untersuchung nicht oder nur schwer verformbarer Materialien eignet. Auf Grund der relativen Permittivitäten der untersuchten Materialien entstehen Diskontinuitäten des Ausbreitungsmediums und verursachen Reflexionen und Transmissionen elektromagnetischer Wellen. Das beschriebene Messverfahren nutzt diese Erscheinungen durch Messung der Rückstreuung im Zeitbereich als ein Maß der Permittivität im Vergleich mit elektrisch neutralen Materialien aus, um damit qualitativ auf die von den Objekten zu erwartende Beeinflussung bei Feldstärkemessungen zu schließen. Es wurde gezeigt, dass durch die Fouriertransformation der von den Objekten rückgestreuten Impulse auch begrenzt Aussagen über das Verhalten der Untersuchungsobjekte im Frequenzbereich möglich sind.

Den drei Messverfahren ist gemeinsam, dass sie den Einfluss des Messzubehörs durch Wechselwirkung mit dem Prüfling in dessen Nahfeld in ihren Aussagen nicht berücksichtigen können.

5.5 Untersuchungsergebnisse

Da als Hauptgegenstand der durch Zubehör verursachten Messunsicherheiten bei Feldstärkemessungen der verwendete Drehtisch gilt, wurden alle diesbezüglichen Untersuchungen am Beispiel des Tisches vorrangig im Frequenzbereich zwischen 200 MHz und 1 GHz durchgeführt. Die Bewertung der Ergebnisse der sich gegenseitig ergänzenden Untersuchungen gestattet folgende Einschätzung:

- Flächige dielektrische Platten in unmittelbarer Umgebung des Prüflings bei relativen Permittivitäten größer 3 führen zu höhenabhängigen Feldstärkeänderungen auf dem Freifeldmessplatz in 10 m Entfernung von bis zu 20 dB. Selbst bei Berücksichtigung eines Höhenscans sind Messunsicherheiten von 5 dB problemlos nachweisbar.

- Vergleichbare Beeinflussungen werden unter Freiraumbedingungen erwartet, wurden aber im Rahmen dieser Arbeit nicht untersucht.
- Besonders kritisch wirkt sich die Reduzierung des Abstandes der Strahlungsquelle zur Platte auf die Zunahme entstehender Feldstärkedifferenzen aus.
- Relative Permittivitäten der Materialien größer 2 bei Abständen kleiner 30 cm sind als nicht tolerierbar zu bewerten.
- Je nach Strahlungsquelle bewirkt die (Dreh)-Tischplatte unterschiedliche Messunsicherheiten.

5.6 Schlussfolgerungen

Aus den Ergebnissen der Untersuchungen sind folgende Schlussfolgerungen zu ziehen:

In den entsprechenden Normen ist darauf hinzuweisen, dass bei Störfeldstärkemessungen unter Verwendung dielektrischer Materialien mit $\epsilon_r > 2$ für den Drehtisch mit erheblichen Messunsicherheiten, je nach Prüfling bis zu 5 dB, im Frequenzbereich zwischen 500 MHz und 1 GHz zu rechnen ist, wenn die Abstände zwischen Prüfling und Drehtisch kleiner 30 cm sind. Deshalb ist darauf Einfluss zu nehmen, derartige Materialien nur in Ausnahmefällen und wenn, dann nur unter Angabe einer permittivitätsabhängigen Messunsicherheit zu verwenden.

Bei Verwendung dieser Materialien ist, auch in sogenannten Prescanverfahren und auch unter Freiraumbedingungen, grundsätzlich ein Höhenscan bei Störfeldstärkemessungen durchzuführen.

In den entsprechenden Gremien sollten Anstrengungen unternommen werden, in den einschlägigen Normen den Drehtisch detaillierter zu beschreiben und zwischen verschiedenen Feldstärkemessverfahren, aber auch Störfestigkeitsprüfverfahren unterschiedlicher Normen zu vereinheitlichen, wobei die hier gewonnenen Erkenntnisse und die Erkenntnisse anderer Untersuchungen, bspw. hinsichtlich bestimmter Messaufbauten, Kabelführungen, Verwendung von Absorberzangen etc., in ein gemeinsames zu entwickelndes Tischmodell einfließen sollten. Ein Vorschlag eines entsprechenden Drehtisches ist in *Abbildung 83* dargestellt.

Dielektrische Messaufbauten kleiner Rückstreuläche und in ausreichender Entfernung zum Prüfling werden in bezug auf ihren Einfluss durch sie entstehende Messunsicherheiten bei Feldstärkemessungen im Frequenzbereich zwischen 30 MHz und 1 GHz als unkritisch beurteilt.

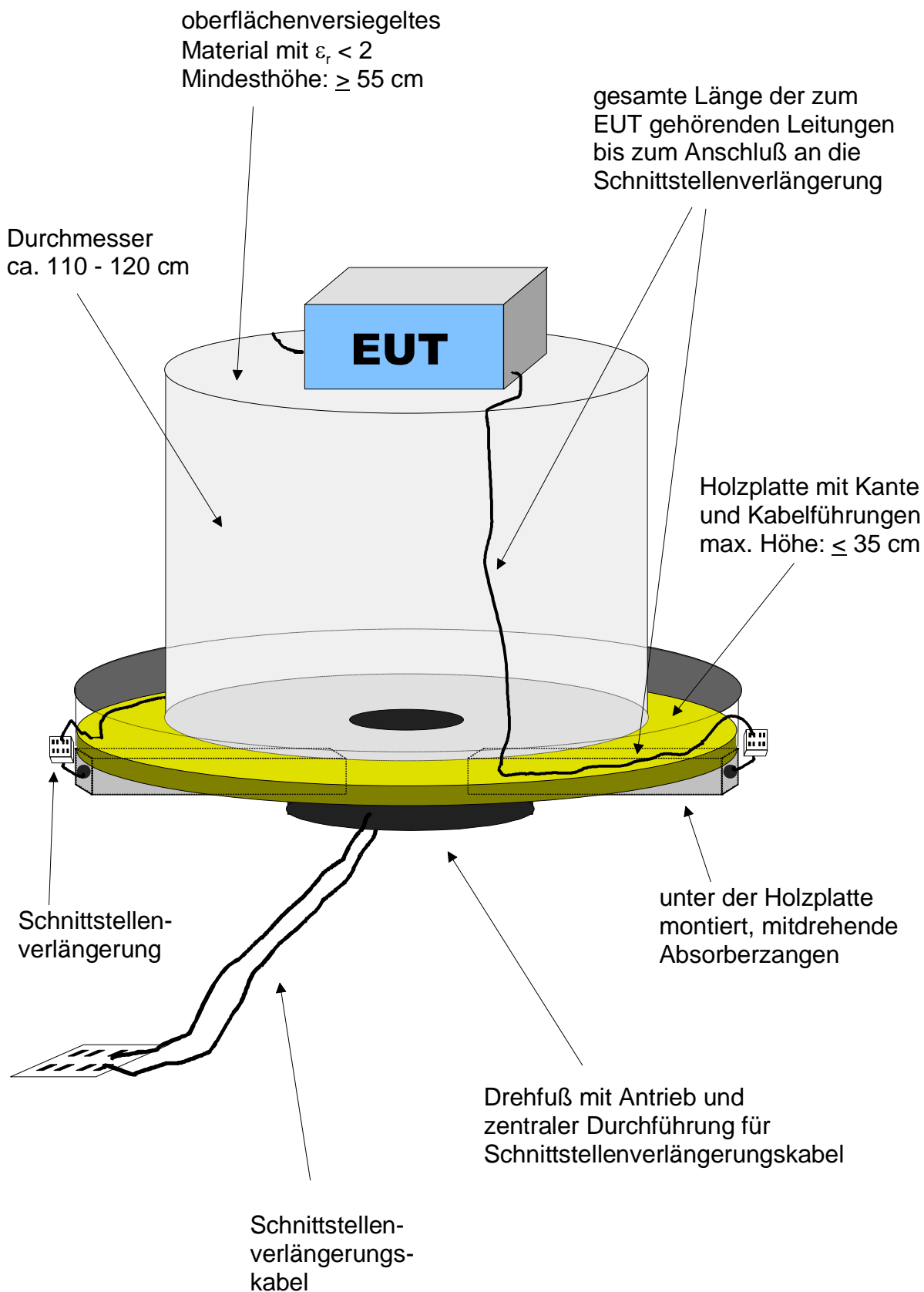


Abbildung 83: Modellskizze als Vorschlag eines einheitlichen, normenübergreifenden Drehtischs für Feldstärkemess- und prüfverfahren

Anhang

Abbildungsverzeichnis

	Seite
Abbildung 1: schematische Darstellung eines Freifeldmessplatzes nach CISPR 16-1	7
Abbildung 2: Ausbreitungsmechanismus Freifeld, schematisch	8
Abbildung 3: Wellenausbreitung an Grenzschichten zweier Medien	14
Abbildung 4: Modell zur Analyse der Reflexion an dielektrischen Grenzflächen	20
Abbildung 5: Plattenkondensator zur Messung der Permittivität	22
Abbildung 6: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm $\epsilon_r = 2,2$; $\kappa = 3,03 \cdot 10^{-3}$ S/m	23
Abbildung 7: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm $\epsilon_r = 3,0$; $\kappa = 4,131 \cdot 10^{-3}$ S/m	23
Abbildung 8: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm $\epsilon_r = 2,2$; $\kappa = 3,03 \cdot 10^{-3}$ S/m	23
Abbildung 9: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm $\epsilon_r = 3,0$; $\kappa = 4,131 \cdot 10^{-3}$ S/m	23
Abbildung 10: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 1: 70x70x1 cm metallisch, ideal leitend	24
Abbildung 11: Verteilung der Maximalfeldstärke bei Reflexion am Körper 2: 70x140x3 cm metallisch, ideal leitend	24
Abbildung 12: Feldstärkeverteilung am Rand und innerhalb beider dielektrischer Körper ($\epsilon_r = 3$); links Körper 1; rechts Körper 2	25
Abbildung 13: Verlauf des Betrags des Reflexionsfaktors als Funktion von Einfallswinkel und Polarisation	27
Abbildung 14: Skizze des Modells „ $\lambda/2$ -Dipol“ für Freifeldsimulationen, nicht maßstäblich	29
Abbildung 15: höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei horizontaler Polarisation	30
Abbildung 16: Bildung der Oberflächendiagramme	30
Abbildung 17: Bedeutung der Koordinatenachsen nachfolgender Diagramme	30
Abbildung 18: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung ohne dielektrische Platte	31
Abbildung 19: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$	31
Abbildung 20: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung bei relativer Permittivität $\epsilon_r = 5$	31
Abbildung 21: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, relativer Permittivität $\epsilon_r = 3$	32
Abbildung 22: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, relativer Permittivität $\epsilon_r = 5$	32

Abbildung 23:	Strahlungsdiagramme eines $\lambda/2$ -Dipols im oberen Halbraum, links mit, rechts ohne einer dielektrischen Platte in $\lambda/2$ Abstand unter ihm	33
Abbildung 24:	Differenz der absoluten Maximalfeldstärken bei Abstrahlung über verschiedenen dielektrischen Platten bezogen auf die Maximalfeldstärke bei Abstrahlung ohne dielektrischer Platte innerhalb des Höhenscanbereichs 1 m - 4 m	33
Abbildung 25:	Normierte höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 750 MHz	34
Abbildung 26:	Simulationsmodell „Runde Platte mit BBA“ in 110 cm Höhe, nicht maßstäblich	35
Abbildung 27:	Feldstärkeverteilung, BBA in 100 cm Höhe ohne dielektrische Platte	36
Abbildung 28:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe der BBA	36
Abbildung 29:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 90 cm Höhe der BBA	37
Abbildung 30:	Differenz der Feldstärkemaxima, vergleichend zwischen beiden Platten bei rel. Permittivität $\epsilon_r = 3$ der Platten	38
Abbildung 31:	Modell „Runde Platte mit KG2“, nicht maßstäblich	39
Abbildung 32:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente (E_z) entlang der Feldaufpunktlinie A	40
Abbildung 33:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente (E_z) entlang der Feldaufpunktlinie B	40
Abbildung 34:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente (E_y) entlang der Feldaufpunktlinie A	40
Abbildung 35:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente (E_x) entlang der Feldaufpunktlinie B	40
Abbildung 36:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der longitudinalen Komponente (E_x) entlang der Feldaufpunktlinie A	41
Abbildung 37:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der longitudinalen Komponente (E_y) entlang der Feldaufpunktlinie B	41
Abbildung 38:	Differenz der horizontalen elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „KG2“	43
Abbildung 39:	Differenz der vertikalen elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „KG2“	43
Abbildung 40:	Differenz der elektr. Feldstärke durch den Einfluss der großen dielektrischen Platte rel. Permittivität 4 beim Modell „BBA“	44
Abbildung 41:	Feldstärkeverteilung, BBA in 100 cm Höhe ohne dielektrische Platte	45
Abbildung 42:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung ohne und mit Platte, rel. Permittivität 3	45
Abbildung 43:	Differenzen der Feldstärkemaxima für verschiedene Höhen der Strahlungsquelle bei eingefügter dielektrischer Platte mit rel. Permittivität $\epsilon_r = 3$	45
Abbildung 44:	Normierte höhenabhängige Feldstärkeverteilung für 40 MHz	46
Abbildung 45:	Einfluss der kleinen Platte mit relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 90 cm Höhe	48

Abbildung 46:	Einfluss der großen runden Platte mit relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 90 cm Höhe	49
Abbildung 47:	Messaufbau zur Messung des Einflusses des Drehtischs bei Freifeld-Feldstärkemessungen	51
Abbildung 48:	gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, ohne Drehtisch	52
Abbildung 49:	gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, ohne Drehtisch	52
Abbildung 50:	gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der hor. Komponente von KG2, ohne Drehtisch	53
Abbildung 51:	gemessene freq.- u. höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vert. Komponente von KG2, ohne Drehtisch	53
Abbildung 52:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA, mit und ohne Drehtisch	54
Abbildung 53:	Einfluss des Drehtisches mit ungefährender relativer Permittivität 4 bei verschiedenen Strahlungsquellen in 87,5 cm Höhe	55
Abbildung 54:	Vierpolsystem, bestehend aus Netzwerkanalysator (NWA), Kabel mit Antenne und Freifeld/Freiraum	56
Abbildung 55:	S_{11} -Parameter im Frequenzbereich bis 4 GHz bei Reflexionen an verschiedenen Objekten auf dem Freifeld	57
Abbildung 56:	Schematische Darstellung zur Reflexionsparametermessung im Zeitbereich	57
Abbildung 57:	Schematische Vierpoldarstellung als Grundlage der Streuparametermessung im Zeitbereich	58
Abbildung 58:	Darstellung von radialem Auflösungsvermögen und Winkelauflösung	61
Abbildung 59:	Schematische Darstellung des Messverfahrens nach FDR-Prinzip	64
Abbildung 60:	Wobelfrequenz als Funktion der Zeit	65
Abbildung 61:	Huygensches Prinzip der Ausbreitung der Phasenfront einer ebenen Welle durch Überlagerung elementarer Kugelstrahler	66
Abbildung 62:	a-d) Entstehung einer Huygenschen Elementarquelle durch Überlagerung von Hertzischem und Fitzgeraldischem Dipol	67
Abbildung 63:	a-c) CAD-Simulationsmodell der Huyg. Antenne in verschiedenen Perspektiven	69
Abbildung 64:	Foto der Huygenschen Antenne der Maße: f_{max} : 1500 MHz l_{max} : 7,8 cm h : 1,6 cm b : 8 cm	70
Abbildung 65:	schematische Darstellung des Messaufbaus zur Aufnahme des Horizontaldiagramms der Huygenschen Antenne	71
Abbildung 66:	Einblick in das 3-D-Strahlungsdiagramm der Huygenschen Antenne bei 1000 MHz, 1 m Abstand	71
Abbildung 67:	kardioides Horizontaldiagramm der Huyg. Antenne bei ca. 500 MHz und Theta 90°, 1 m Abstand	71

Abbildung 68:	Horizontaldiagramme der Huygenschen Antenne aus verschiedenen Perspektiven a) reales Modell 500 MHz bis 1,5 GHz b) numerisches Modell 500 MHz bis 1,5 GHz c) reales Modell 500 MHz bis 2 GHz d) numerisches Modell 500 MHz bis 2 GHz	73
Abbildung 69:	komplexe Eingangsimpedanz der Huygenschen Antenne, normiert auf 50Ω	74
Abbildung 70:	Betragsverlauf der Eingangsimpedanz der Huygenschen Antenne	74
Abbildung 71:	Messaufbau mit Metallplatte 35 cm x 35 cm	76
Abbildung 72:	vollständige Impulsantwort, unkalibriert	76
Abbildung 73:	Zeitfunktion nach dem Gating	77
Abbildung 74:	Frequenzgang transformierter, „gategater“ Zeitfunktion von Reflexionen an verschiedenen Objekten	77
Abbildung 75:	Fotos einiger Objekte a) 6 cm Stift b) alle Stäbe c) Styroporplatte d) Hartpapierplatte	78
Abbildung 76:	Frequenzgänge gemessener Impulsantworten nach Reflexion an verschiedenen Objekten unterschiedlicher Materialien	79
Abbildung 77:	Reflexionsmessung auf dem Freifeld mit Tisch als Untersuchungsobjekt	81
Abbildung 78:	Schematische Darstellung des Messaufbaus zur Messung der Reflexionseigenschaften des Untersuchungsobjekts, Draufsicht	82
Abbildung 79:	Reflexion an einer Metallplatte ca. 2 m hinter der Empfangsantenne	83
Abbildung 80:	Reflexionen des Referenzreflektors nach dem Gaten mit und ohne Störung des Ausbreitungsweges durch eine Holzplatte	84
Abbildung 81:	Übertragungsfunktion des Referenzimpulses mit und ohne Störung des Ausbreitungsweges durch die Tischplatte	85
Abbildung 82:	frequenzabhängiger Einfluss der Tischplatte auf den Impuls des Referenzreflektors	85
Abbildung 83:	Modellskizze als Vorschlag eines einheitlichen, normenübergreifenden Drehtischs für Feldstärkemess- und prüfverfahren	90
Abbildung 84:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, Höhe 90 cm mit Drehtisch rel. Permittivität 4	XII
Abbildung 85:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung des Dipols mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4	XII
Abbildung 86:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 110 cm Höhe des Dipols	XII
Abbildung 87:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 110 cm Höhe des Dipols	XII
Abbildung 88:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 100 cm Höhe des Dipols	XIII
Abbildung 89:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 100 cm Höhe des Dipols	XIII

Abbildung 90:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe des Dipols	XIII
Abbildung 91:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 90 cm Höhe des Dipols	XIII
Abbildung 92:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4	XIV
Abbildung 93:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4	XIV
Abbildung 94:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 110 cm Höhe der BBA	XIV
Abbildung 95:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 110 cm Höhe der BBA	XIV
Abbildung 96:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 100 cm Höhe der BBA	XV
Abbildung 97:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 100 cm Höhe der BBA	XV
Abbildung 98:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe der BBA	XV
Abbildung 99:	Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 90 cm Höhe der BBA	XV
Abbildung 100:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der hor. Komponente von KG2, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4	XVI
Abbildung 101:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung KG2 mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4	XVI
Abbildung 102:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVI
Abbildung 103:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVI
Abbildung 104:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVII
Abbildung 105:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVII
Abbildung 106:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVII
Abbildung 107:	Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B	XVII
Abbildung 108:	frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vert. Komponente von KG2, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4	XVIII
Abbildung 109:	Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung KG2 mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4	XVIII

<i>Abbildung 110: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XVIII
<i>Abbildung 111: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XVIII
<i>Abbildung 112: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XIX
<i>Abbildung 113: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XIX
<i>Abbildung 114: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XIX
<i>Abbildung 115: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A</i>	XIX
<i>Abbildung 116: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch</i>	XX
<i>Abbildung 117: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung des Dipols mit und ohne Drehtisch</i>	XX
<i>Abbildung 118: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch</i>	XX
<i>Abbildung 119: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA mit und ohne Drehtisch</i>	XX
<i>Abbildung 120: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente von KG2, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch</i>	XXI
<i>Abbildung 121: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente von KG2 mit und ohne Drehtisch</i>	XXI
<i>Abbildung 122: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente von KG2, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch</i>	XXI
<i>Abbildung 123: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente von KG2 mit und ohne Drehtisch</i>	XXI

Tabellenverzeichnis

	Seite
<i>Tabelle 1: Messunsicherheiten nach CISPR-A</i>	12
<i>Tabelle 2: Dielektrische Parameter bestimmter Materialien bei ca. 750 MHz</i>	21
<i>Tabelle 3: Dielektrische Parameter bestimmter Materialien aus eigenen Messungen bei 1 kHz</i>	22
<i>Tabelle 4: Numerisch und analytisch bestimmte Reflexionsfaktoren beider Körper</i>	26
<i>Tabelle 5: Brechungswinkel und Reflexionsfaktoren in Abhängigkeit relativer Permittivität</i>	26

Verzeichnis verwendeter Symbole

\vec{A}	Magnetisches Vektorpotenzial
a	Äquivalenter Radius
α	Dämpfungskoeffizient (Dämpfungsmaß)
α_d	Brechungswinkel
α_e	Einfallswinkel
α_r	Ausfallswinkel (Reflexionswinkel)
α_s	Steigungswinkel
\vec{B}	Vektor der magnetischen Flussdichte
b	Breite der Huygenschen Antenne
b_r	Rauhigkeit
β	Phasenkoeffizient (Phasenkonstante, Phasenmaß)
β_e	Komplementärwinkel zu α_e
c	Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts
Γ	Feldwellenwiderstand
γ	Ausbreitungskoeffizient (Ausbreitungskonstante)
D	größte geometrische Abmessung des Aperturstrahlers
\vec{D}	Vektor der Verschiebungsstromdichte
D_{\max}	maximale Objektentfernung
d	Messentfernung auf dem Freifeld
\vec{E}	Feldvektor des elektrischen Feldes
\vec{E}_d	Feldvektor des elektrischen Feldes des durchtretenden Leistungsflusses
\vec{E}_e	Feldvektor des elektrischen Feldes einfallenden Leistungsflusses
E_{\max}	maximale elektrische Feldstärke
E_{\min}	minimale elektrische Feldstärke
\vec{E}_r	Feldvektor des elektrischen Feldes des reflektierten Leistungsflusses
E_x, E_y, E_z	Komponenten der elektrischen Feldstärke
ε	Permittivität (absolute)
$\underline{\varepsilon}$	komplexe Permittivität
ε_0	elektrische Feldkonstante ($\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$)
ε_r	relative Permittivität
F	körperspezifische Streufunktion
$F(\omega)$	zu $f(t)$ korrespondierende Spektralfunktion
f	Frequenz
$f(t)$	beliebige Zeitfunktion
f_{\max}	maximale Frequenz der Huygenschen Antenne
ϕ	elektrisches skalares Potenzial
G	Antennengewinn
g	Gatingfunktion (Zeitfenster)

\vec{H}	<i>Feldvektor des magnetischen Feldes</i>
H_0	<i>Übertragungsfunktion der Impulsantwort des Vierpols „Kabel&Antenne“</i>
H_1	<i>Übertragungsfunktion der Impulsantwort des Freifeldes</i>
\vec{H}_d	<i>Feldvektor des magn. Feldes des durchtretenden Leistungsflusses</i>
\vec{H}_e	<i>Feldvektor des magn. Feldes des einfallenden Leistungsflusses</i>
\vec{H}_r	<i>Feldvektor des magn. Feldes des reflektierten Leistungsflusses</i>
H_x, H_y, H_z	<i>Komponenten der magnetischen Feldstärke</i>
h	<i>Höhe der Huygenschen Antenne</i>
h_0	<i>Impulsantwort des Vierpols „Kabel&Antenne“</i>
h_1	<i>Impulsantwort des Freifeldes</i>
η_a	<i>Antennenwirkungsgrad</i>
I	<i>elektrischer Ringstrom der Huygenschen Antenne</i>
\vec{J}	<i>Vektor der elektrischen Stromdichte</i>
j	$\sqrt{-1}$
φ	<i>horizontaler Öffnungswinkel der Antenne</i>
k, k_1, k_2	<i>Wellenzahl</i>
k_x	<i>Standarderweiterungsfaktor</i>
κ	<i>elektrische Leitfähigkeit</i>
l	<i>geometrische Länge</i>
l_{\max}	<i>maximale Längsausdehnung der Huygenschen Antenne</i>
λ	<i>Wellenlänge</i>
λ_{\min}	<i>kleinste Wellenlänge zur Erhaltung Huygenscher Eigenschaften</i>
μ	<i>Permeabilität (absolute)</i>
$\underline{\mu}$	<i>komplexe Permeabilität</i>
μ_0	<i>magnetische Feldkonstante ($\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-4} \text{ H} \cdot \text{m}^{-1}$)</i>
μ_r	<i>relative Permeabilität</i>
n	<i>Brechzahl</i>
P_a	<i>Sendeleistung</i>
P_e	<i>Eingangsleistung der Huygenschen Antenne</i>
$P_{e_{\min}}$	<i>minimale Empfangsleistung</i>
Pl	<i>Übertragungsfunktion der Impulsantwort der permittiven Platte</i>
P_s	<i>zurückgestreute Leistung</i>
P_r	<i>Strahlungsleistung der Huygenschen Antenne</i>
pl	<i>Impulsantwort der permittiven Platte</i>
R	<i>Abschlusswiderstand der Huygenschen Antenne</i>
RR	<i>Übertragungsfunktion der Impulsantwort des Referenzreflektors</i>
r	<i>Reflexionsfaktor</i>
r_a	<i>radialer Abstand von zwei Objekten bezüglich des Senders</i>
r_D	<i>Abstand zum Aperturstrahler</i>
rr	<i>Impulsantwort des Referenzreflektors</i>
r_{\perp}	<i>Reflexionsfaktor einer senkrecht zur Einfallsebene polarisierten Welle</i>

r_{\parallel}	Reflexionsfaktor einer parallel zur Einfallsebene polarisierten Welle
ρ	Raumladungsdichte
S	Übertragungsfunktion der Impulsantwort des NWA
S_0	Übertragungsfunktion des Ausgangssignals des NWA
S_1	Übertragungsfunktion des am NWA messbaren Empfangssignals
$S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$	Streuparameter
\vec{S}_d	Poyntingvektor des durchtretenden Leistungsflusses
\vec{S}_e	Poyntingvektor des einfallenden Leistungsflusses
\vec{S}_r	Poyntingvektor des reflektierten Leistungsflusses
s	Stehwellenverhältnis (vswr)
s	Impulsantwort des NWA
s_0	Ausgangsimpuls des NWA
s_1	messbarer Eingangsimpuls am NWA
t_r	Transmissionsfaktor
U	erweiterte Messunsicherheit
S_s	einfallende Leistungsflussdichte
σ	Streuquerschnitt
σ_r	Radarstreuquerschnitt
t	Zeit
$\tan\delta$	Tangens des Verlustwinkels
τ	Sendeimpulsdauer
Θ	vertikaler Öffnungswinkel der Antenne
U	elektrische Spannung der Huygenschen Antenne
u	Standardmessunsicherheit
W_h	Übertragungsfunktion des von der Antenne gesendeten Impulses
W_r	Übertragungsfunktion des vom Freifeld reflektierten Impulses
W_{r1}	Übertragungsfunktion von w_{r1}
W_{r2}	Übertragungsfunktion von w_{r2}
w_h	Sendeimpuls der Antenne
w_r	reflektierter Impuls des Freifeldes
w_{r1}	Impulsantwort des vom Referenzreflektor reflektierten Impulses ohne Platte
w_{r2}	Impulsantwort des vom Referenzreflektor reflektierten Impulses mit Platte
Ω	Raumwinkel
Ω	Maßeinheit des elektrischen Widerstands
ω	Winkelfrequenz
X_i	Eingangsgröße
x, y, z	Ortskoordinaten
Y	Ergebnisgröße
y	Messwert
Z_L	Wellenwiderstand der Huygenschen Antenne
Z_0	Feldwellenwiderstand des Freien Raumes

Abkürzungsverzeichnis

(vgl. [19], [20], [21])

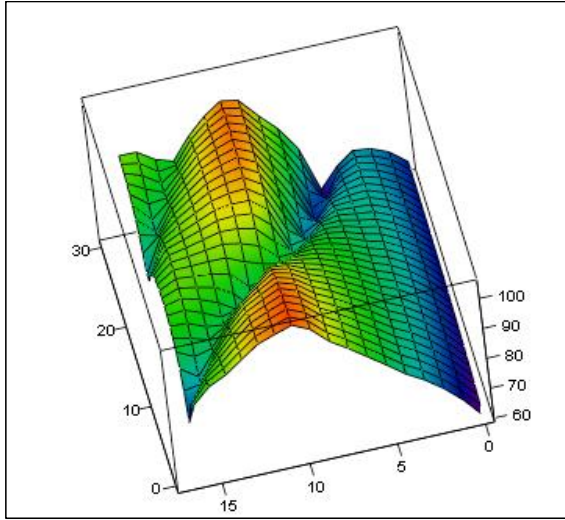
AF _E	Antennenfaktor der Empfangsantenne
AF _S	Antennenfaktor der Sendeantenne
BBA	Bikonische Breitband Antenne
CAD	Computer Aided Design (Computergestütztes Konstruieren)
CISPR	Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (Internationaler Sonderausschuss für Funkstörungen (in der IEC))
DIN	Deutsches Institut für Normung
VDE	Verband Deutscher Elektrotechniker
EMVG	Gesetz über die elektromagnetische Verträglichkeit von Geräten (Neufassung vom 18.09.1998)
EUT	Equipment under Test (Prüfling unter Testbedingungen)
EU	Europäische Union
FDR	Frequency Domain Reflectometry (Messung reflektierter Funkwellen im Frequenzbereich)
FHTW	Fachhochschule für Technik und Wirtschaft
GTEM	Gigahertz-Transverse Electromagnetic (Cell) (Gigahertz-TEM-Zelle)
HDF	Hartfasergewebe
IEC	International Electrotechnical Commission
KG2	Kammgenerator mit angeschlossener Leitung
LPDA	Logarithmisch-Periodische Dipolantenne
NMD	Normierte Messplatzdämpfung
NSA	Normalized Site Attenuation (Normierte Messplatzdämpfung)
NWA	Netzwerkanalysator
PVC	Polyvinylchlorid
RADAR	Radio Detecting and Ranging (Ortungsverfahren mit reflektierten Funkwellen)
Reg TP	Regulierungsbehörde für Telekommunikation und Post (vormals BAPT, Bundesamt für Post und Telekommunikation)
SA	Site Attenuation (Felddämpfung)
S/N	Signal to noise ratio (Signal-Rauschverhältnis)
TU HH	Technische Universität Hamburg-Harburg
vswr	Voltage standing wave ratio (Stehwellenverhältnis)

Quellenverzeichnis

- [1] **Gerd Jeromin**, EMC Journal, Kommentar zur 2. Neufassung des deutschen EMV-Gesetzes, KM Verlagsgesellschaft mbH, München 1999
- [2] **CISPR 16-1**, *International Electrotechnical Commission, Second Edition 1999-10*
- [3] **E DIN VDE 0876-16-1**, VDE-VERLAG GmbH, Berlin, 1998
- [4] **NIS 81**, Edition 1, NAMAS Executive, National Physical Laboratory, England, 1994
- [5] **Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement** *International Organisation for Standardization, Genève 1995*
- [6] **A. Meißner**, Skript zur Vorlesung „Antennen und Felder“, FHTW Berlin, 1998/99
- [7] **Meinke Gundlach**, Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Springer-Verlag, *Berlin Heidelberg*, 1992
- [8] **H. Singer**, Skript zur Vorlesung „Theoretische Elektrotechnik I/II“, TU Hamburg-Harburg, 1999
- [9] **H. Singer, H-D. Brüns, T. Mader, A. Freiberg, G. Bürger**, *CONCEPT II Manual of the Program System, TU Hamburg-Harburg, 1999*
- [10] **K. H. Gonschorek/H. Singer**, Elektromagnetische Verträglichkeit, Teubner Verlag Stuttgart, 1992
- [11] **Arthur von Hippel**, Dielectric Materials and Applications, Artech House, London, 1995
- [12] **Christian Blatter**, Wavelets - Eine Einführung, Vieweg Verlag, Braunschweig 1998
- [13] **Peter J. Lüdders**, EEG-Segmentierung mit Hilfe der Diskreten Wavelet-Transformation, Diplomarbeit, Internet: <http://ntife.ee.tu-berlin.de/personen/bert/research/dwt/W0.htm>, TU-Berlin 1997
- [14] **Olaf Ostwald**, Zeitbereichsmessungen mit dem Netzwerkanalysator ZVR, Application Note 1EZ44_1D, Rohde&Schwarz, München 1998
- [15] **Käs/Pauli**, Mikrowellentechnik Grundlagen, Anwendung, Messtechnik, Franzis Verlag München 1991
- [16] **G. Mönich, E. Hirschmüller, Ch. Schmidt**, LPD-Antenne für Impulsabstrahlung, EMV-Messe 2000, Düsseldorf 2000
- [17] **Gelbricht**, Skript zur Vorlesung „Übertragungstechnik“, FHTW Berlin, 1998/99
- [18] **Martin Oelschläger**, Erzeugung ebener TEM-Wellen im Nah- und Fernfeld Huygenscher Antennen, Dissertation, TU-Berlin, 1998
- [19] **Ernst Habiger**, EMC Journal, EMV von A bis Z, Begriffe und Abkürzungen aus der EMV und ihren Anwendungsfeldern, publish-industry Verlag GmbH, München 1999
- [20] **Vittorio Ferretti**, Wörterbuch der Elektronik, Datentechnik und Telekommunikation, Deutsch-Englisch, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1992
- [21] **Vittorio Ferretti**, Dictionary of Electronics, Computing and Telecommunications, English-German, Springer-Verlag Berlin Heidelberg 1992
- [22] **Rolf Fischer und Klaus Vogelsang**, *Größen und Einheiten in Physik und Technik*, VEB Verlag und Technik, Berlin 1983

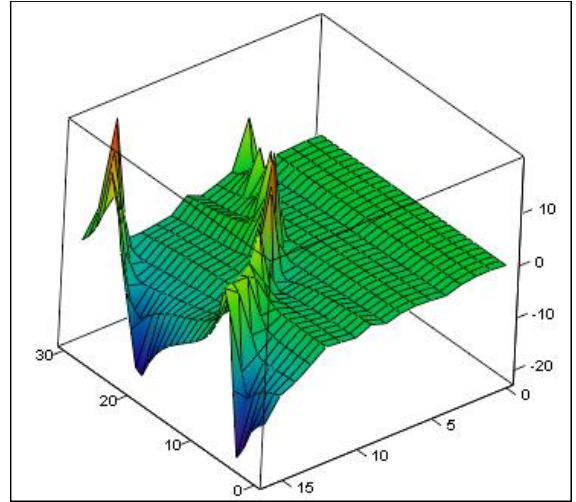
Anlagen

Auswertungsergebnisse der Simulationen des Modells „ $\lambda/2$ -Dipol“ auf Seite 28



Er4

Abbildung 84: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, Höhe 90 cm mit Drehtisch rel. Permittivität 4



Er4 – Er1

Abbildung 85: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung des Dipols mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4

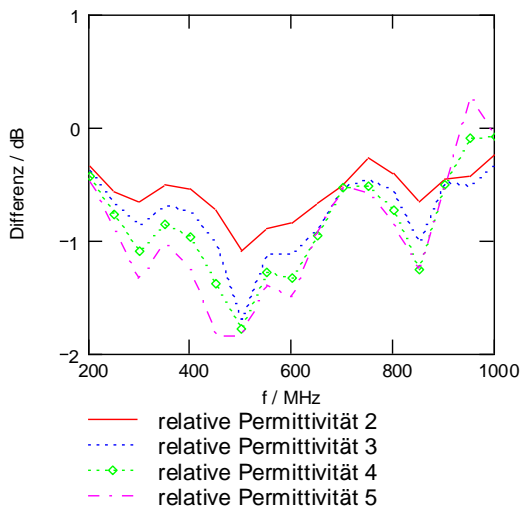


Abbildung 86: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 110 cm Höhe des Dipols

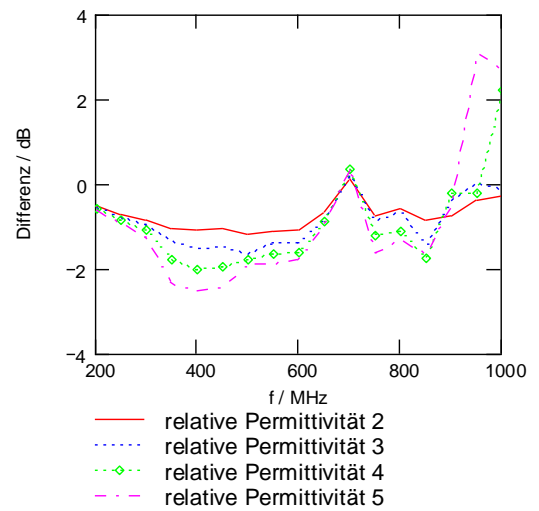


Abbildung 87: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 110 cm Höhe des Dipols

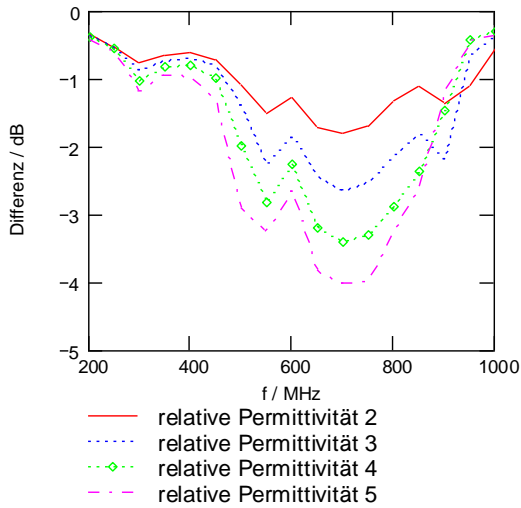


Abbildung 88: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 100 cm Höhe des Dipols

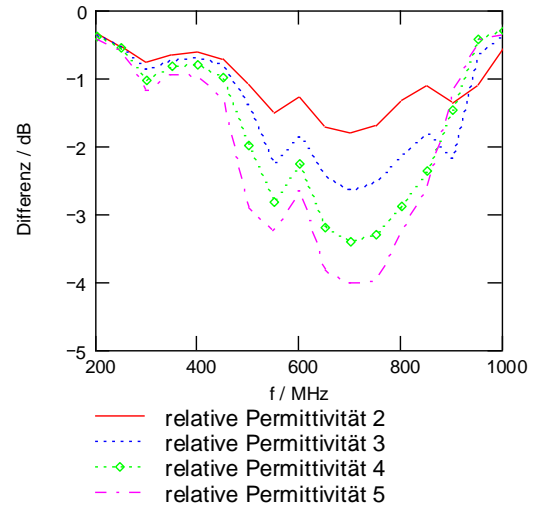


Abbildung 89: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 100 cm Höhe des Dipols

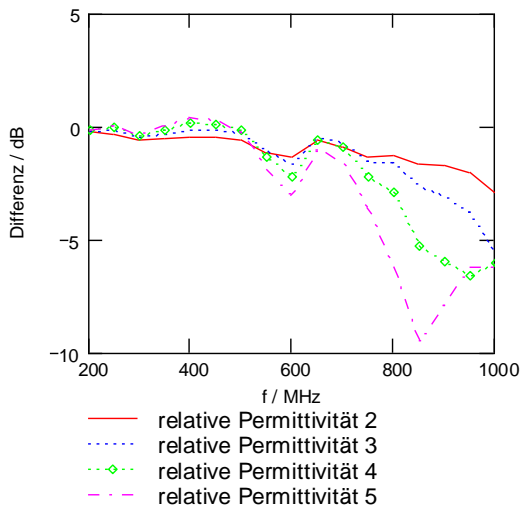


Abbildung 90: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe des Dipols

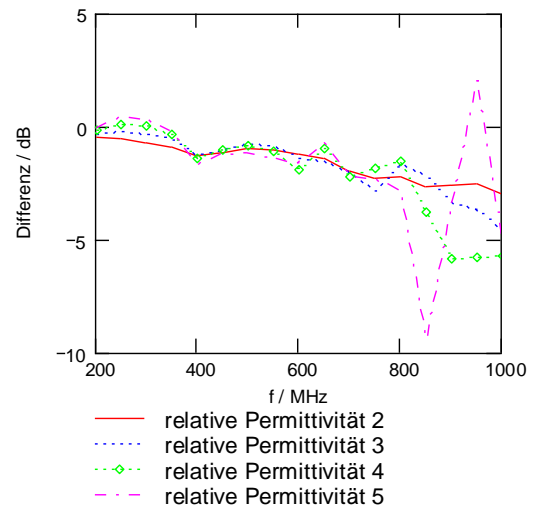
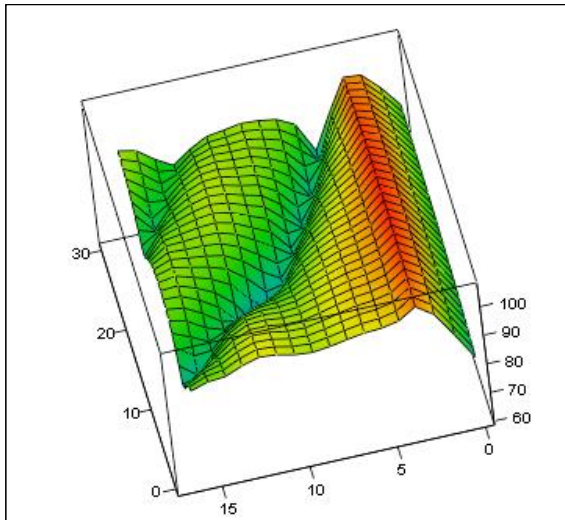
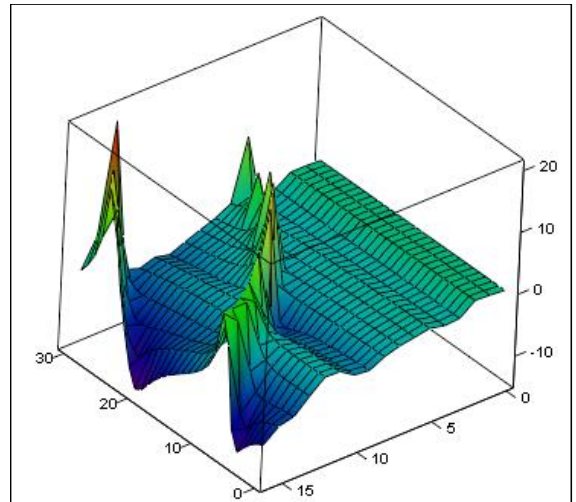


Abbildung 91: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer Platte in 90 cm Höhe des Dipols

Auswertungsergebnisse der Simulationen des Modells „BBA“ auf Seite 35



Er4



Er4 – Er1

Abbildung 92: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4

Abbildung 93: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4

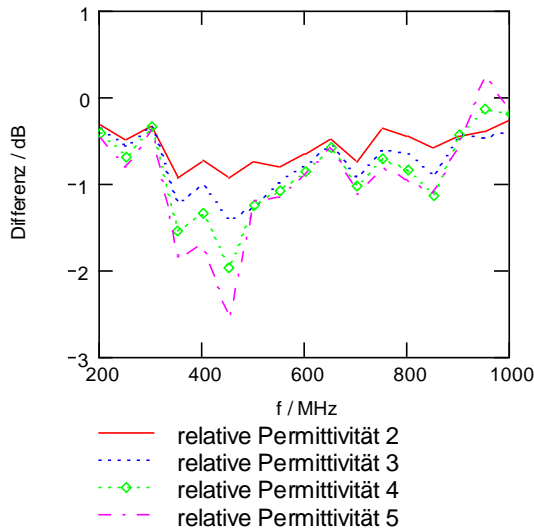


Abbildung 94: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 110 cm Höhe der BBA

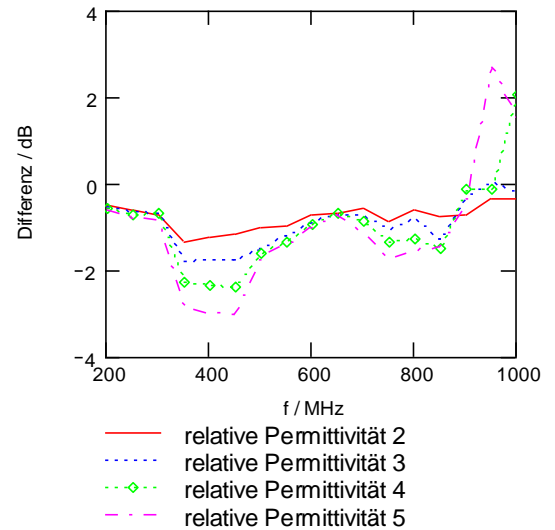


Abbildung 95: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 110 cm Höhe der BBA

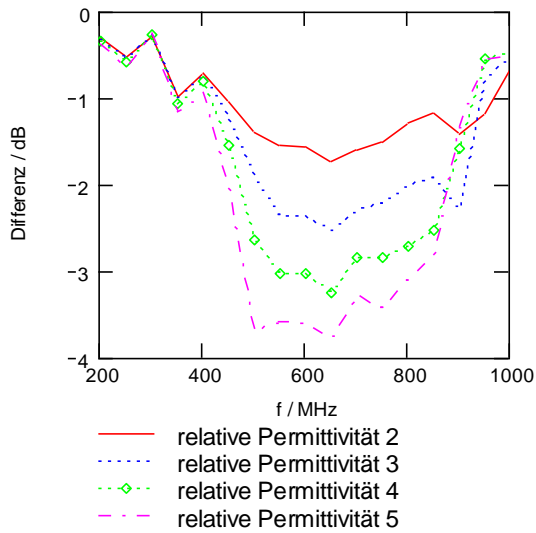


Abbildung 96: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 100 cm Höhe der BBA

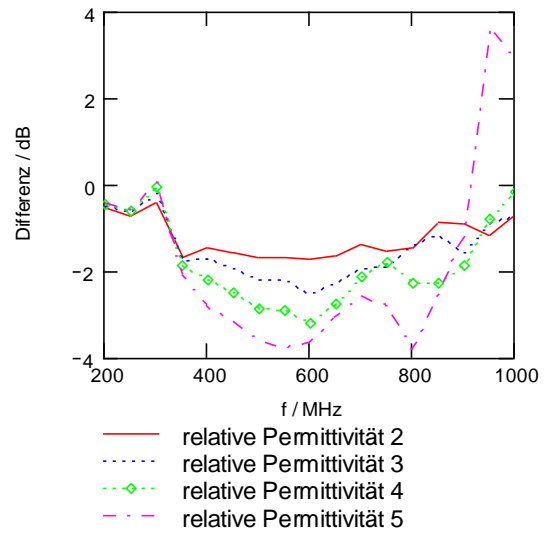


Abbildung 97: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 100 cm Höhe der BBA

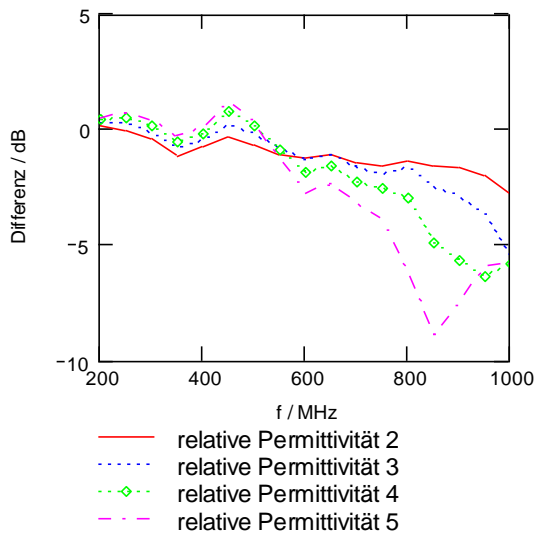


Abbildung 98: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei kleiner Platte in 90 cm Höhe der BBA

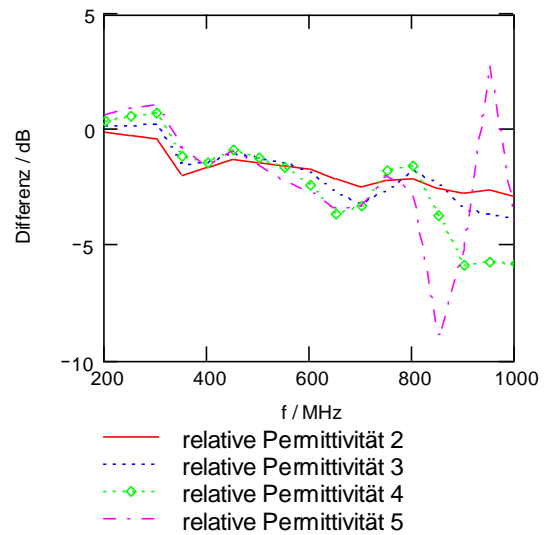
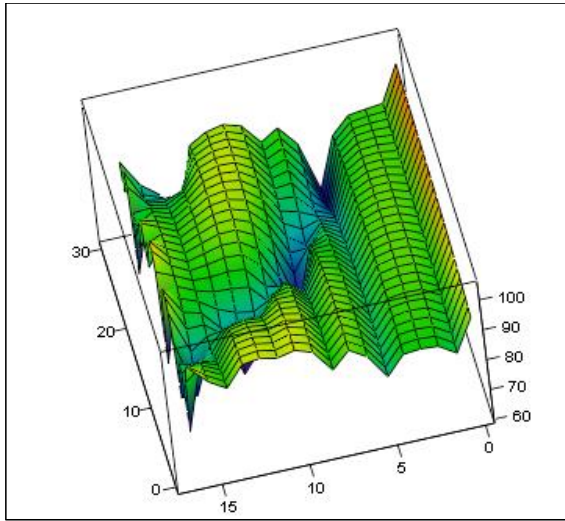
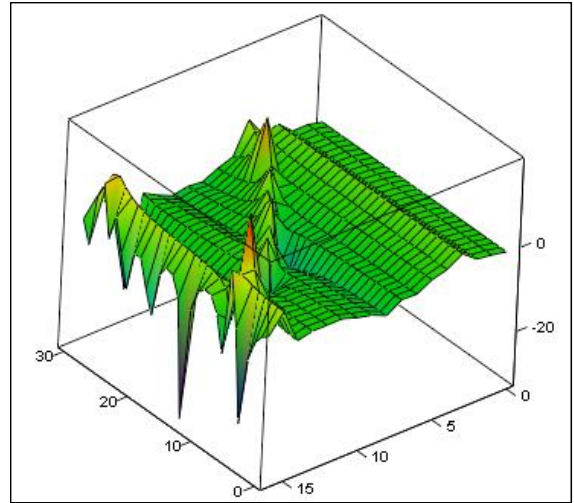


Abbildung 99: Differenz absoluter Feldstärkemaxima bei großer runder Platte in 90 cm Höhe der BBA

Auswertungsergebnisse der horizontalen Komponente (E_x) in y-Richtung, Feldaufpunktlinie B der Simulationen des Modells „KG2“ auf Seite 39



Er4



Er4 – Er1

Abbildung 100: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der hor. Komponente von KG2, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4

Abbildung 101: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung KG2 mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4

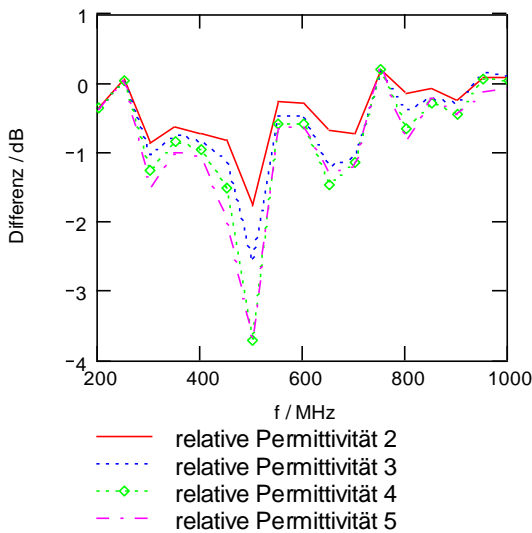


Abbildung 102: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

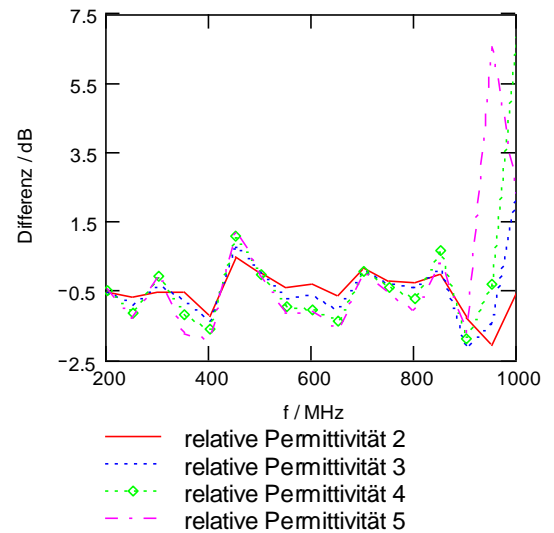


Abbildung 103: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

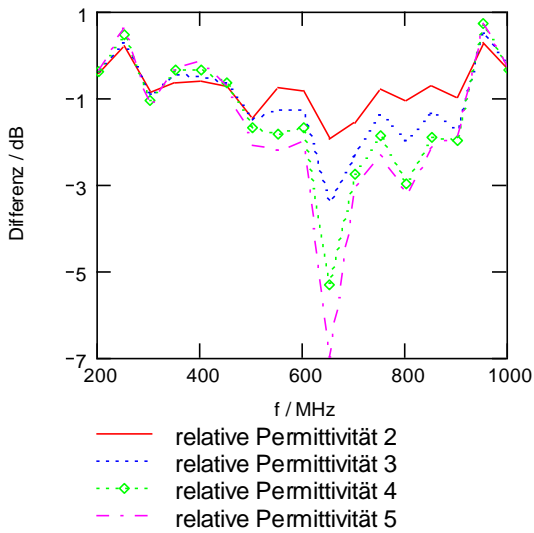


Abbildung 104: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

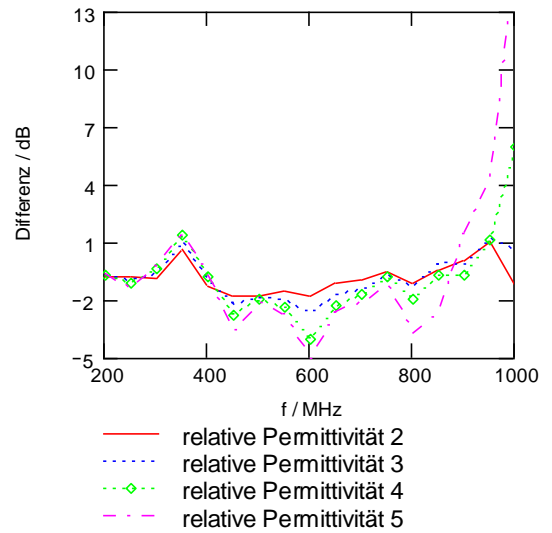


Abbildung 105: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

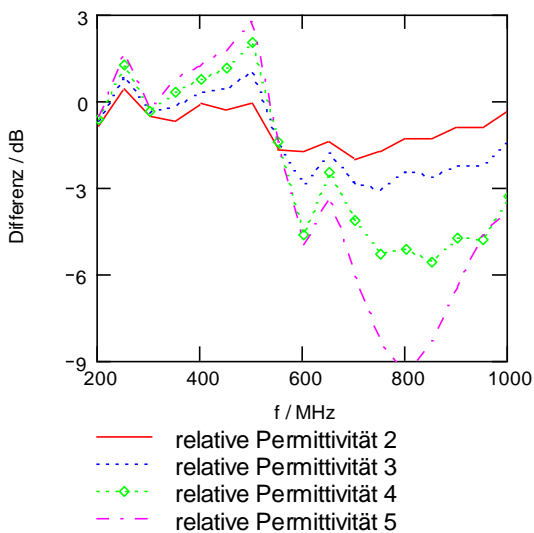


Abbildung 106: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

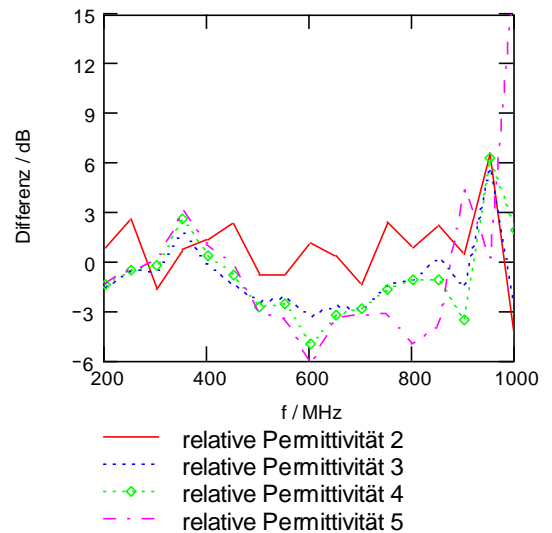
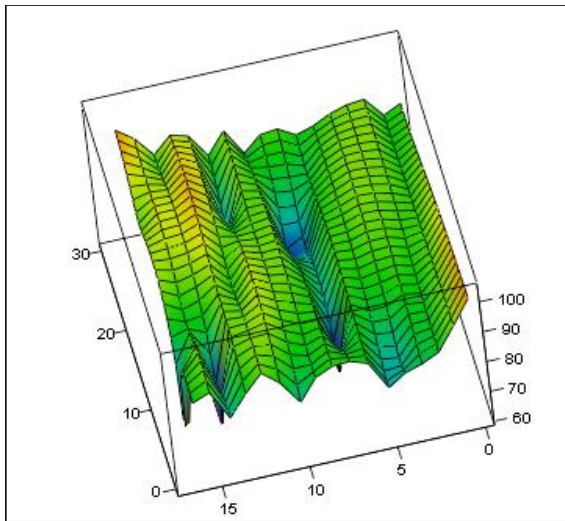
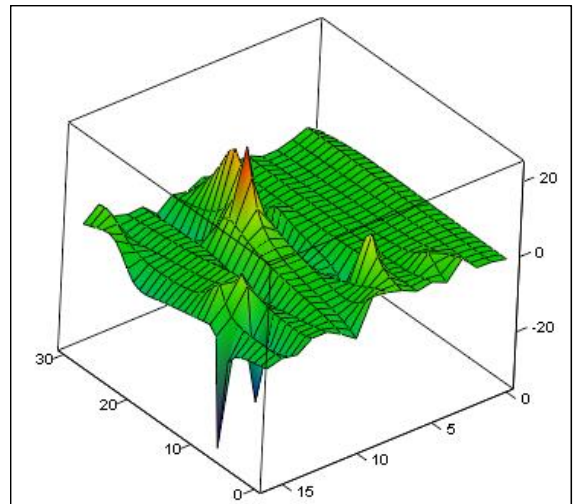


Abbildung 107: Differenz horizontaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie B

Auswertung der vertikalen Komponente (E_z) in x-Richtung, Feldaufpunktlinie A der Simulationsergebnisse des Modells „KG2“ auf Seite 39



Er4



Er4 – Er1

Abbildung 108: frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vert. Komponente von KG2, Höhe 90 cm, mit Drehtisch rel. Permittivität 4

Abbildung 109: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung KG2 mit und ohne Drehtisch rel. Permittivität 4

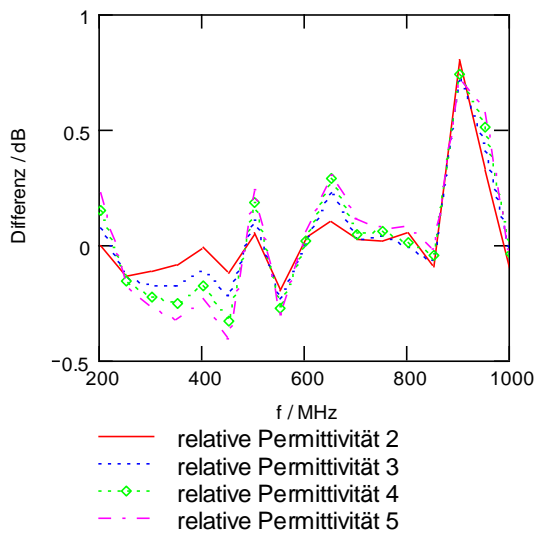


Abbildung 110: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A

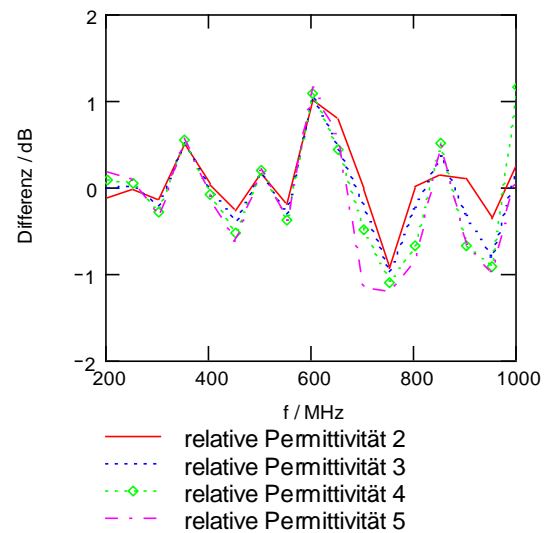


Abbildung 111: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 110 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A



Abbildung 112: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A

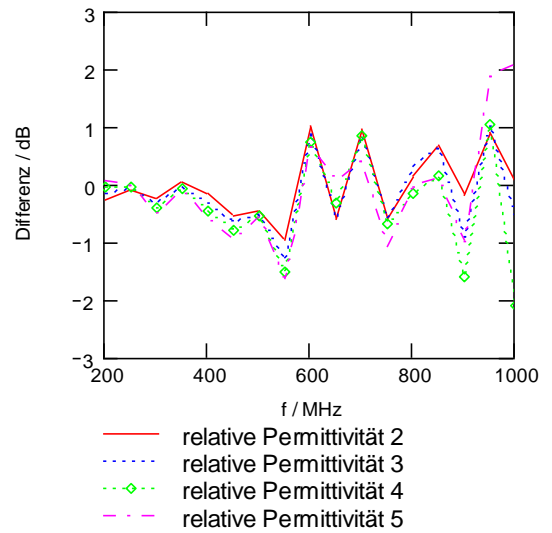


Abbildung 113: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 100 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A

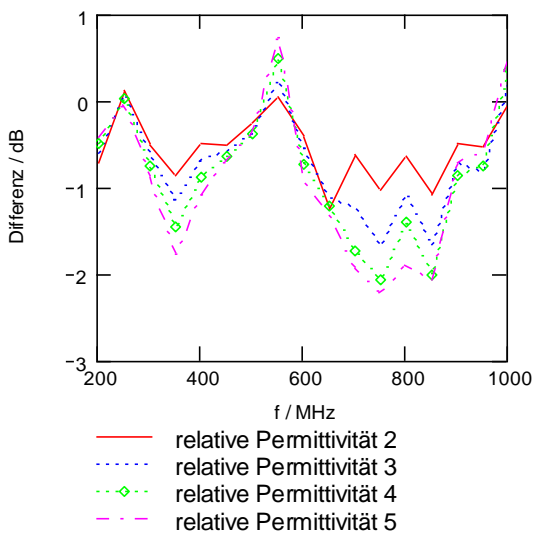


Abbildung 114: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei kleiner Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A

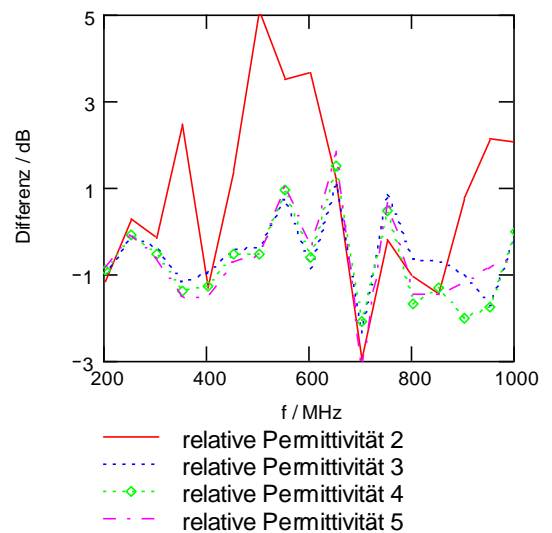
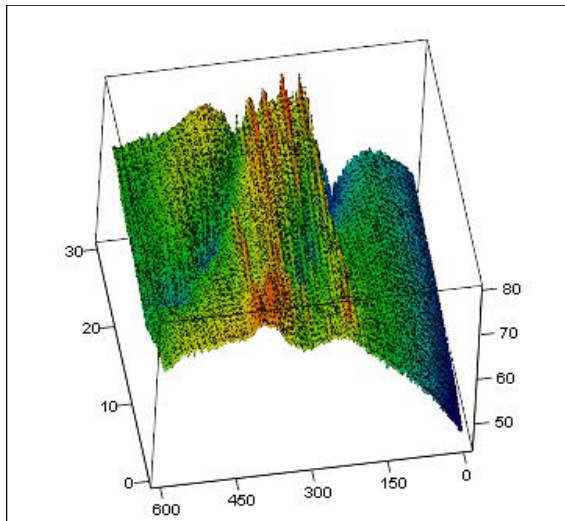
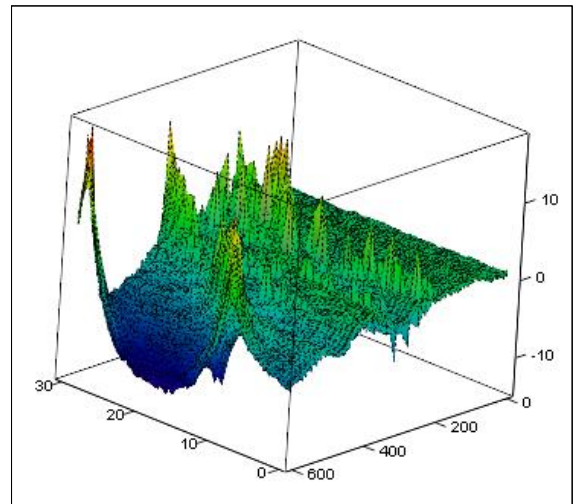


Abbildung 115: Differenz vertikaler Feldstärkemaxima, bei großer Platte in 90 cm Höhe von KG2, Aufpunktlinie A

Auswertungsergebnisse der messtechnischen Verifizierung der Computersimulationen auf dem Freifeld an realen Modellen bei Freifeldmessungen



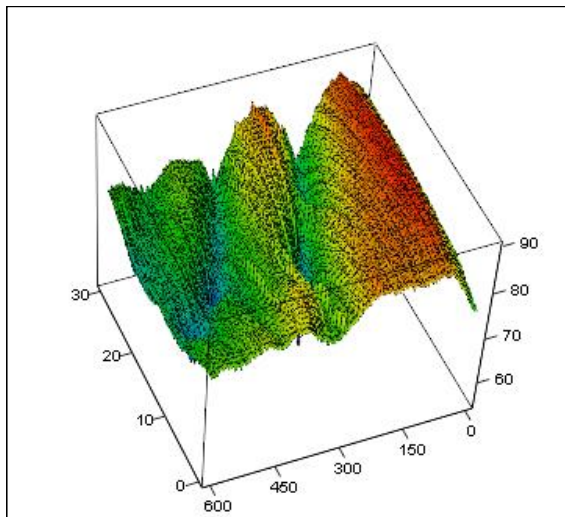
Dipol_mit_Tisch



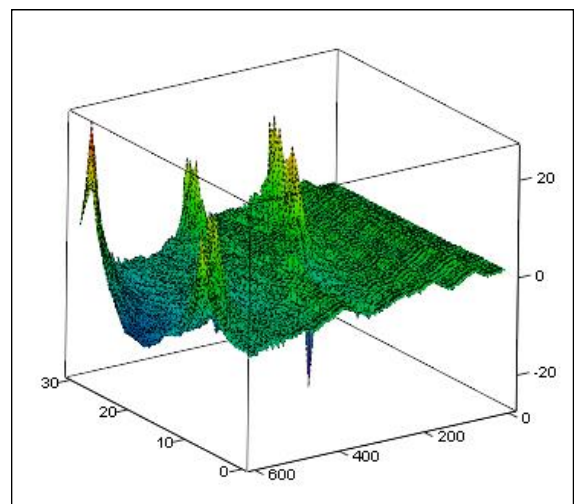
Dipol_mit_Tisch – Dipol_ohne_Tisch

Abbildung 116: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung des Dipols, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch

Abbildung 117: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung des Dipols mit und ohne Drehtisch



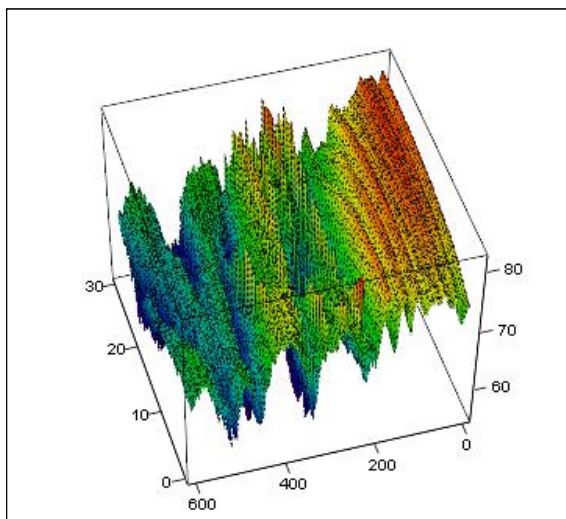
BBA_mit_Tisch



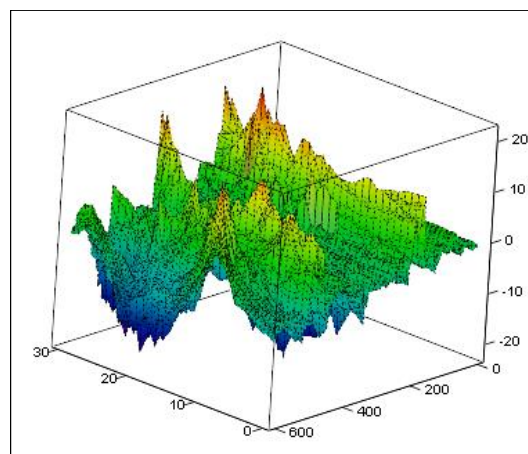
BBA_mit_Tisch – BBA_ohne_Tisch

Abbildung 118: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der BBA, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch

Abbildung 119: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der BBA mit und ohne Drehtisch



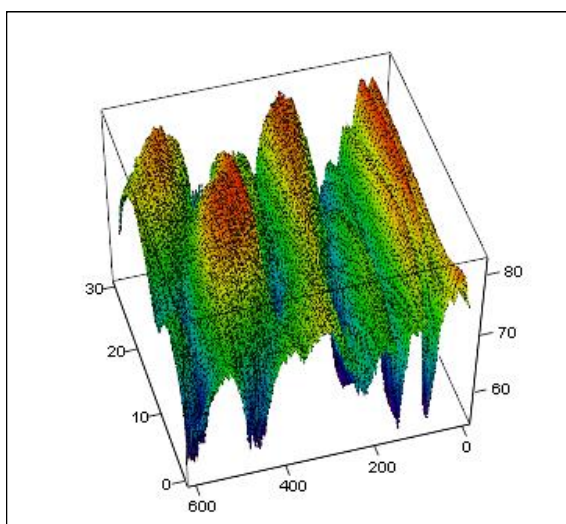
KG2_mit_Tisch_horizontal



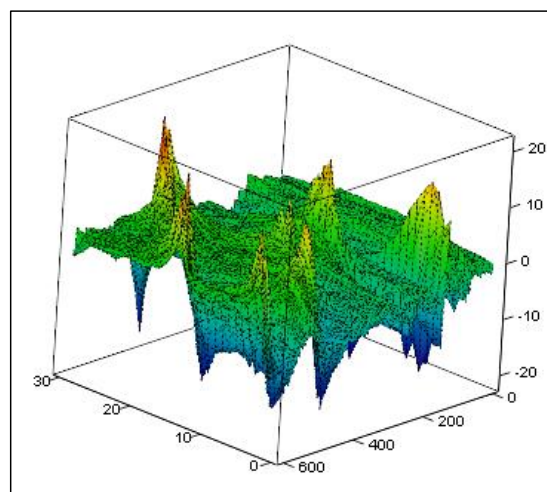
KG2_mit_Tisch_horizontal- KG2_ohne_Tisch_horizontal

Abbildung 120: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente von KG2, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch

Abbildung 121: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der horizontalen Komponente von KG2 mit und ohne Drehtisch



KG2_mit_Tisch_vertikal



KG2_mit_Tisch_vertikal - KG2_ohne_Tisch_vertikal

Abbildung 122: gemessene frequenz- und höhenabhängige Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente von KG2, Höhe 7,5 cm über dem Drehtisch

Abbildung 123: Differenz zwischen frequenz- und höhenabhängiger Feldstärkeverteilung der vertikalen Komponente von KG2 mit und ohne Drehtisch

Danksagung

An dieser Stelle möchte ich allen, die mich bei der Bearbeitung der Diplomaufgabe unterstützt haben, meinen Dank aussprechen.

Insbesondere bedanke ich mich bei Herrn Prof. Meißner für die Betreuung und die stets sehr interessanten und hilfreichen Anregungen im Verlauf der Arbeit. Die fachlichen und motivierenden Gespräche mit ihm sowie die kritische Durchsicht des Manuskripts haben wesentlich zum Gelingen der Arbeit beigetragen.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Dunker, Referent im Referat Technische Fragen der Regulierung und Standardisierung im Bereich der EMV der Reg TP für die interessante Aufgabenstellung, insbesondere aber auch für die Förderung und intensive Betreuung der Arbeit. Sein stetes Interesse am Fortgang der Arbeit, in deren Verlauf ich immer auf seine Diskussionsbereitschaft zählen konnte und die umfassende Unterstützung in jeder Hinsicht sowie die sorgfältige und kritische Korrektur trugen entscheidend zum erfolgreichen Abschluss der Diplomarbeit bei.

Ausdrücklich bedanke ich mich bei allen meinen Kollegen des Referats 313 der Reg TP für die freundliche Zusammenarbeit und uneingeschränkte Hilfsbereitschaft. Besonders möchte ich Herrn Brandner für die Unterstützung beim mechanischen Aufbau vieler Mess- und Messhilfseinrichtungen danken, ohne die so manches Projekt nicht in der Qualität realisiert worden wäre.

Schließlich danke ich der Firma Rohde&Schwarz, insbesondere Herrn Stockmann, für die freundliche Unterstützung und Bereitstellung des Netzwerkanalysators.

Berlin, im August 2000