

Technische Universität Dresden

**Formung des Amplitudenfrequenzganges
und Reduzierung der Isotropieabweichung
von Dipolsensoren**

Carsten Probol

von der Fakultät Elektrotechnik der Technischen Universität
Dresden
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. Schreiber

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Gonschorek
Prof. Dr.-Ing. habil. Glimm
Prof. Dr.-Ing. ter Haseborg

Tag der Einreichung: 17.07.2000

Tag der Verteidigung: 12.02.2001

„Es ist weniger schwierig Probleme zu lösen, als mit ihnen zu leben.“

Marie-Joseph Pierre Teilhard de Chardin

Inhaltsverzeichnis

SUMMARY	III
1 EINLEITUNG	1
2 GRUNDLAGEN ZU GLEICHRICHTENDEN FELDSENSOREN	5
2.1 Prinzipieller Aufbau	5
2.2 Grundlegender Amplitudengang	10
2.3 Grundlegender Frequenzgang	20
2.4 Konstruktion einer isotropen Anordnung	24
2.5 Erweiterung des nutzbaren Amplitudenbereiches	28
2.6 Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereiches	31
3 ANALYSE DES RESISTIVEN ANTENNENBELAGES	33
3.1 Auswahl der Analysemethode	36
3.2 Einfluss des Betrages des Widerstandes	41
3.3 Einfluss der Position des Widerstandes	50
4 ENTWURF EINES RESISTIVEN ANTENNENBELAGES	57
4.1 Generelle Vorgehensweise	57
4.2 Änderung des resistiven Belages	60
4.3 Beispiel für die Strategie zur Bestimmung des Widerstandsbelages	63
5 SUBSTRATEFFEKTE	69
5.1 Auswirkung des Offsetwinkels	71

5.2 Verfahren zur Bestimmung des Korrekturwinkels	78
5.3 Überprüfung der numerischen Berechnungsmethode	83
5.4 Frequenzabhängigkeit	86
5.5 Position des Dipols	88
5.6 Abmessungen des Substrates	94
5.7 Drei-Substrat-Anordnung	97
5.8 Verifikation und Anwendung des Korrekturwinkels	100
6 DISKUSSION UND ZUSAMMENFASSUNG	103
7 SCHLUSSFOLGERUNGEN	109
LITERATURVERZEICHNIS	111
VERZEICHNIS DER VERWENDETEN SYMBOLE	115
ANHANG A: NUMERISCHE MODELLE DER SENSOREN AUF BASIS DER MOMENTENMETHODE	117
ANHANG B: NUMERISCHE MODELLE DER SENSOREN AUF BASIS DER FINITEN ELEMENTE METHODE	121

Summary

Electric and magnetic fields in the vicinity of strong sources of radiation (e.g. radar and broadcasting) can exceed the limits mentioned in the national standards for the exposition of persons. Field probes are needed to warn personnel if they are going too close to the RF-sources. For acceptance reasons the field probes should be universal in such a way that no user adjustment of frequency is required.

The limits for power density, electric and magnetic field strength depend on the frequency. In contrast, field probes covering a large frequency range, e.g. 1 MHz to 18 GHz or even larger, normally have a flat frequency response. Therefore, the person using the field probe has to know the frequency of the electromagnetic field and to evaluate fieldstrength with respect to the frequency dependent limit value defined by law. Human mistakes while making that evaluation can lead to expositions above the limit value. On the other hand, the evaluation of the power density in the presence of multiple strong sources of radiation at different frequencies with different limit values also leads to measurement problems.

A new approach has been undertaken to overcome these difficulties in the development of a rectifying field probe. It consists in shaping the antenna factor of the probe inversely proportional to the limit value.

The isotropic response of field probes can be achieved, if three dipole antennas are arranged perpendicular to each other. The presence of dielectric supporting material leads to degradation of the isotropic response of such a field probe. The effect will be investigated. For typical substrates the isotropic response is degraded by up to 3.8 dB. An compensation for this effect will be proposed that leads to a residual unisotropic response of less than 0.2 dB.

1 Einleitung

In der unmittelbaren Umgebung von leistungsstarken Sendeanlagen können elektromagnetische Felder auftreten, deren Feldstärken aufgrund von biologischen Wirkungen zu einer Personengefährdung führen. Um diese Gefährdungen auszuschließen, wurden Grenzwerte zur Sicherheit von Personen in elektromagnetischen Feldern erlassen. Ein Betreiber einer Sendeanlage mit relevanten Leistungen muss daher feststellen, ob die gesetzlichen Grenzwerte überschritten werden, um gegebenenfalls Maßnahmen zur Sicherstellung des Personenschutzes – z. B. die Einrichtung von Sperr- und Überwachungsbereichen – treffen zu können. Die erforderliche Kenntnis über die Verteilung der Feldstärken kann mittels analytischer oder numerischer Berechnungen sowie mittels messtechnischer Untersuchungen erlangt werden. In vielen Fällen wird eine Kombination dieser Methoden verwendet, da für analytische und numerische Analysen Vereinfachungen zur Modellbildung erforderlich sind und Annahmen zu technischen Daten gemacht werden, deren Gültigkeit zu überprüfen ist. Messtechnische Untersuchungen bei Inbetriebnahme und Überprüfung von Sendeanlagen können jedoch keine Gefährdungen durch Leckagen und Fehlfunktionen der Sendeanlage einerseits und durch fahrlässiges Verhalten von Wartungs- und Bedienpersonal andererseits verhindern. Ein zuverlässiger Schutz kann in diesen Fällen nur durch eine permanente Überwachung der Strahlenbelastung von Personen durch ein Dosimeter für elektromagnetische Strahlung gewährleistet werden.

Zur Messung elektromagnetischer Felder steht eine Vielzahl von Sensoren zur Verfügung. Wird eine Antenne als Messaufnehmer für die elektromagnetischen Felder verwendet, können die Signale zur Auswerteelektronik optisch, metallisch oder resistiv übertragen werden.

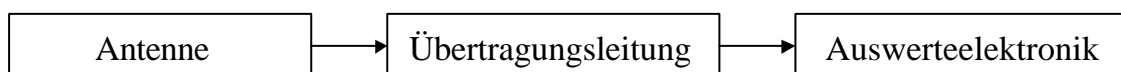


Abbildung 1: Prinzip eines Sensors für elektromagnetische Felder mit räumlicher Trennung von Antenne und Auswerteelektronik

EINLEITUNG

Eine optische Signalübertragung wird bei interferometrischen Sensoren verwendet. In einer typischen Realisierung wird von einem Laser über eine Glasfaser Licht zum Sensor geführt. Das Licht wird in einer y-Verzweigung zu gleichen Teilen aufgeteilt. Ein Teil der Lichtwellen wird mittels Dipol-Modulator-Elektroden in Anwesenheit eines elektromagnetischen Feldes moduliert. Die optischen Signale werden anschließend wieder in einer weiteren y-Verzweigung zusammengeführt oder einzeln über eine optische Faser weitergeleitet und einer Signalauswertung zugeführt.

Im Gegensatz hierzu ermöglicht eine metallische Übertragungsleitung eine direkte Übertragung der RF-Signale¹ von der Antenne zur Auswertelektronik. Die Antennenspannung wird über eine RF-Ableitung mit definiertem Wellenwiderstand an einen Empfänger mit angepasstem Wellenwiderstand weitergeleitet und dort ausgewertet.

Eine typische Realisierungsform ist ein gleichrichtender Dipolsensor mit resistiver Übertragungsleitung. Bei dieser Variante befindet sich in der Mitte der Antenne ein Detektor, der die induzierte Antennenspannung gleichrichtet. Diese Gleichspannung wird von der Antenne über eine Widerstandsleitung zur Auswertelektronik geführt.

Ein Dosimeter für den Personenschutz muss eine isotrope Empfangscharakteristik aufweisen und tragbar sein. Zum Betrieb von kommerziell erhältlichen interferometrischen Sensoren werden Laser, Netzwerk- oder Spektrumanalysatoren und Spannungsversorgungen benötigt, eine tragbare Ausführung ist noch nicht Stand der Technik. Sensoren mit metallischer Übertragungsleitung weisen gegenüber interferometrischen und gleichrichtenden Sensoren den Nachteil einer starken Feldbeeinflussung durch die Übertragungsleitung auf, sodass sie für die Realisierung eines isotropen Sensors ungeeignet sind.

¹ Die Bezeichnung Hochfrequenz (HF) wird im Deutschen sowohl für Mittelwellen als auch für Frequenzen, die im Englischen mit Radio Frequency (RF) bezeichnet werden, verwendet. In dieser Arbeit wird daher die eindeutige Bezeichnung RF aus dem Englischen übernommen.

In dieser Arbeit wird daher die Realisierungsform eines RF-Dosimeters für den Personenschutz mit gleichrichtenden Dipolsensoren und widerstandsbehafteter Übertragungsleitung untersucht. Das Funktionsprinzip eines solchen Sensors wird in Kapitel 2 beschrieben. Hierfür werden zum Teil Ergebnisse der Literaturrecherche verwendet; es zeigte sich jedoch, dass die Näherungen bezüglich des Detektionsverhaltens für diese Arbeit nicht verwendet werden können, sodass bereits zur Darstellung der Grundlagen eigene Untersuchungen erforderlich sind. Neben einer verbesserten Beschreibung des Detektionsverhaltens wird eine Methode zur Erweiterung des nutzbaren Amplitudenbereiches vorgestellt.

In den nachfolgenden Kapiteln werden die Analysen und Ergebnisse geschildert, die es ermöglichen, Sensoren mit einer erhöhten Praxistauglichkeit und einer deutlich gesteigerten Genauigkeit bei gleichbleibendem Fertigungsaufwand herzustellen.

Konventionelle gleichrichtende kurze Dipolsensoren weisen einen flachen Amplitudenfrequenzgang auf, daher kann in Abhängigkeit von der detektierten Gleichspannung direkt auf die elektrische Feldstärke geschlossen werden. Eine Überwachung der Exposition lässt sich durch Vergleich mit dem zulässigen Grenzwert durchführen. In der Praxis weist der flache Amplitudenfrequenzgang dieser Sensoren jedoch Nachteile auf, da

1. der Grenzwert frequenzabhängig ist und daher die Bewertung der Exposition eine Kenntnis der Frequenz erfordert,
2. eine Auswertung der Exposition in Anwesenheit mehrerer Strahlungsquellen, für die unterschiedliche Grenzwerte gelten, schwierig ist und
3. der nutzbare Dynamikbereich durch das Verhältnis aus größtem und kleinstem Feldstärke-Grenzwert reduziert wird (Kapitel 3).

Die Praxistauglichkeit lässt sich daher erheblich steigern, indem der frequenzabhängige Grenzwert in den Amplitudenfrequenzgang integriert wird, sodass sich eine Empfindlichkeit des Sensors umgekehrt proportional zum Grenzwert ergibt. In diesem Fall wird neben einer vereinfachten Beurteilung der Exposition durch den Anwender, für die keine Frequenzinformation benötigt wird,

auch eine gleichzeitige normgerechte Bewertung mehrerer Strahlungsquellen und eine stark verbesserte Ausnutzung der Dynamik der Detektoren ermöglicht.

Die Integrierung des Grenzwertes in den Amplitudenfrequenzgang kann mittels eines resistiven Belages auf den Antennen durchgeführt werden. In Kapitel 3 wird der Einfluss des Widerstandsbelages der Antennen auf den Amplitudenfrequenzgang untersucht. Basierend auf diesen Ergebnissen wird in Kapitel 4 ein Verfahren vorgestellt, mit dem ein Widerstandsbelag für einen Sensor mit integriertem Grenzwert entworfen werden kann.

Konventionelle Sensoren lassen sich ebenfalls bezüglich der Isotropieabweichung verbessern. Die Isotropie solcher Sensoren soll dadurch erreicht werden, dass drei elektrisch kurze Dipole paarweise senkrecht zueinander angeordnet werden. Dabei wird der feldverzerrende Einfluss des dielektrischen Trägermaterials, auf dem die Antennen in der Regel gefertigt werden, in den untersuchten Literaturquellen generell vernachlässigt. In Kapitel 5 werden der Einfluss des dielektrischen Trägermaterials der Antennen untersucht und Richtlinien für seine Kompensation abgeleitet. Die Wirkung des Trägermaterials auf das Antennendiagramm wird durch die anisotrope Form der Substrate hervorgerufen und lässt sich durch eine Drehung der Antennendiagramme um einen Offsetwinkel beschreiben. Durch diesen Effekt werden für die untersuchten Substrate Isotropieabweichungen² von bis zu 3,8 dB hervorgerufen. Eine Kompensation des Offsetwinkels durch einen Korrekturwinkel liefert als Ergebnis, dass die Antennendiagramme wieder die ursprünglichen Orientierungen ohne Trägermaterial erhalten und somit ein isotropes Empfangsverhalten erreicht wird.

In Kapitel 6 werden diese Untersuchungen der Kapitel 3 bis 5 zusammengefasst und kritisch diskutiert. Anschließend werden in Kapitel 7 die Schlussfolgerungen komprimiert dargestellt und die Relevanz für die Praxis erläutert.

² Isotropieabweichung bezeichnet in dieser Arbeit die Anisotropie des Empfangsdiagramms (Kapitel 5)

2 Grundlagen zu gleichrichtenden Feldsensoren

Im diesem Kapitel werden Grundlagen zu gleichrichtenden Feldsensoren beschrieben, auf denen die folgenden Kapitel aufbauen. Nach der Darstellung des prinzipiellen Aufbaus in Kapitel 2.1 folgen Beschreibungen der Eigenschaften Amplitudengang (Kapitel 2.2), Frequenzgang (Kapitel 2.3) und Isotropie (Kapitel 2.4). Es zeigte sich im Laufe der Untersuchungen, dass die grundlegenden Beschreibungen des Amplitudenganges der Sensoren, die der Literatur entnommen wurden, für diese Arbeit nicht verwendet werden können. Es werden daher in dem Kapitel 2.2 „Grundlegender Amplitudengang“ theoretische Ergebnisse aus der Literatur eigenen messtechnischen und theoretischen Untersuchungen gegenübergestellt.

In der Praxis besteht Bedarf, die grundlegenden Eigenschaften zu verbessern, um den Einsatzbereich der Sensoren zu erweitern. Hierfür wird in Kapitel 2.5 eine Technik zur Erweiterung des nutzbaren Amplitudenbereiches, dessen Grenzen für einen Diodendetektor in Kapitel 2.2 beschrieben werden, vorgestellt und in Kapitel 2.6 die Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereiches mit der etablierten Technik eines Widerstandsbelages auf den Antennen skizziert.

2.1 Prinzipieller Aufbau

Gleichrichtende Feldsensoren lassen sich prinzipiell in die drei Komponenten

- Antenne mit Detektor,
- Hochimpedanzleitung und
- Voltmeter

aufteilen (Abbildung 2). Die Komponente Antenne mit Detektor besteht aus einem Dipol, in dessen Mitte eine Diode zur Gleichrichtung montiert wird, und optional einem parallelgeschalteten Tiefpass. Ein parallelgeschalteter Tiefpass erzeugt ein Hochpass-Verhalten des Detektors, sodass die Empfindlichkeit bei tiefen Frequenzen reduziert wird. Eine elektrische Feldstärke am Dipol induziert eine Spannung U_i über der Diode, die von der Diode verzerrt wird, sodass ein

Gleichspannungsanteil entsteht. Diese Gleichspannung wird über die zweite Komponente, die Hochimpedanzleitung, zur dritten Komponente, dem Voltmeter, weitergeleitet. Eine einfache Realisierung einer Hochimpedanzleitung besteht in zwei parallelen Widerstandsbahnen. Der Widerstandsbelag ist so zu dimensionieren, dass nur eine geringe Veränderung des RF-Feldes entsteht und trotzdem der Abfall der Gleichspannung nicht zu hoch wird. Das Voltmeter wird in Abbildung 2 durch einen Widerstand dargestellt, da die weiteren Teile der Auswertelektronik keine Rückwirkung auf den Sensor haben. In Kapitel 2.4 wird beschrieben, wie eine isotrope Anordnung konstruiert wird, indem drei Sensoren auf einem keramischen Trägermaterial so angeordnet werden, dass die Sensoren paarweise orthogonal zueinander sind. In diesem Kapitel wird die Funktion der drei Komponenten erläutert.

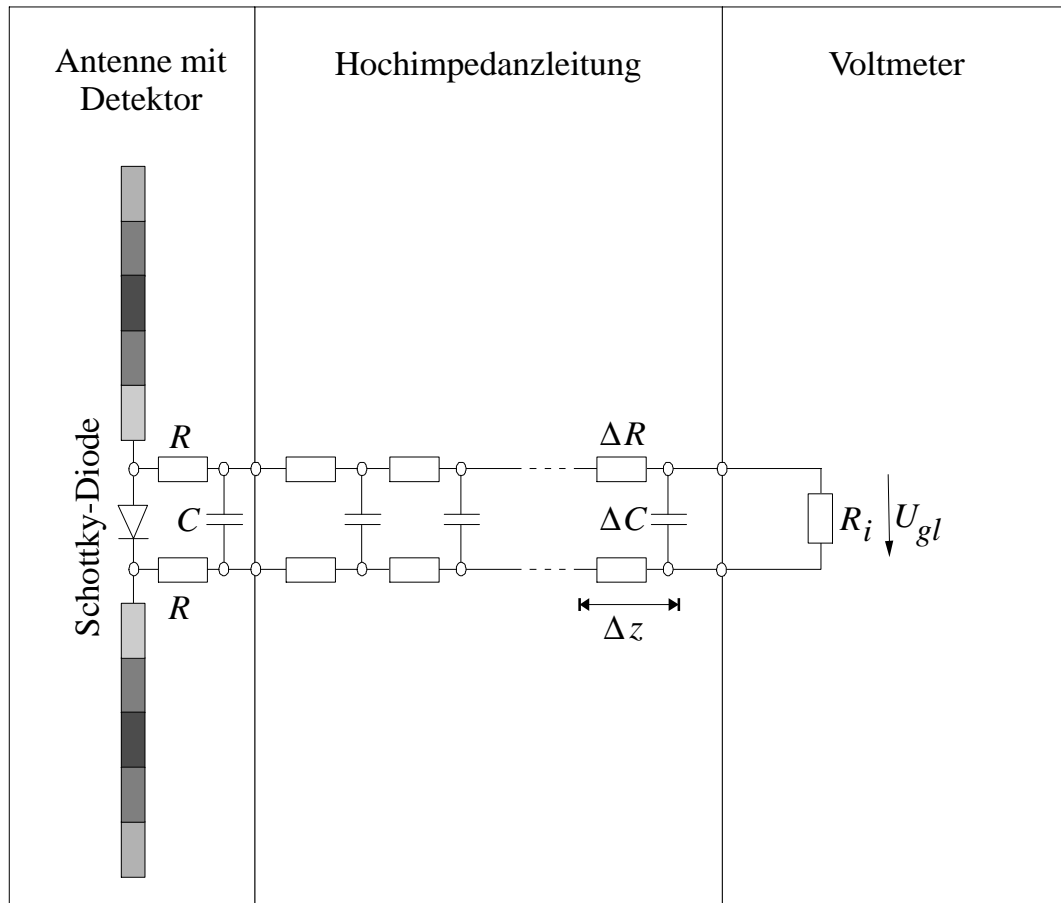


Abbildung 2: Prinzipieller Aufbau eines gleichrichtenden Dipolsensors

Antenne mit Detektor

Die Antenne mit Detektor stellt die einfachste Realisierung eines Empfängers dar. Eine elektrische Feldstärke, die eine Komponente der Polarisation parallel zum Empfangsdipol aufweist, ruft eine Ladungsverteilung auf der Antenne hervor, die zu einer induzierten Spannung U_i über der Detektor-Diode führt³. Diese induzierte Spannung wird durch die nichtlineare Kennlinie der Detektor-Diode etwas verzerrt, sodass eine auswertbare Gleichspannung U_{gl} entsteht. Die Kennlinie dieser Detektion – die Abhängigkeit der Gleichspannung von der induzierten Spannung – wird für eine Schottky-Diode in Kapitel 2.2 berechnet. Für induzierte Spannungen, für die $U_i \ll 100$ mV gilt, besteht ein quadratischer Zusammenhang zwischen induzierter Spannung U_i und Gleichspannung U_{gl} . Damit ergibt sich die Eigenschaft, dass die zeitlich gemittelte Gleichspannung der zeitlichen Mittelung der quadrierten induzierten Spannung proportional ist. Es findet daher in einem bestimmten Amplitudenbereich eine korrekte Effektivwert-Mittelung statt. Anstelle der Detektor-Diode kann ebenfalls ein Thermoelement eingesetzt werden [Hop 72], dem Vorteil einer korrekten Effektivwertgleichrichtung auch bei hohen Feldstärken stehen jedoch die Nachteile einer geringeren Empfindlichkeit und der geringeren Überlastfestigkeit gegenüber, daher wird dieser Detektor-Typ nicht weiter verfolgt.

Parallel zur Detektor-Diode, für die in der Regel eine Schottky-Diode in Beam-Lead oder Chip-Bauform verwendet wird⁴, können aus verschiedenen Gründen diskrete Bauelemente geschaltet werden. Ein Grund kann die Vermeidung von parasitären Einkopplungen unterhalb des Nutz-Frequenzbereiches über die Hochimpedanzleitung sein. Die Beschaltung mit diskreten Bauelementen kann

³ An dieser Stelle wurde der Einfachheit wegen noch davon ausgegangen, dass von dem einfallenden elektrischen Feld nur die Komponente, die geometrisch parallel zur Antenne ist, in die Antenne einkoppelt. In Kapitel 5 wird gezeigt, dass dies nur näherungsweise gilt. Es wird eine genauere Betrachtungsweise in Anwesenheit von dielektrischen Trägermaterialien vorgeschlagen werden, die durch eine Kompensation auf Grundlage einer genaueren Modellierung der Realität zu einer deutlichen Reduzierung der Anisotropie führen wird.

⁴ Für die Auswahl der Bauform sind insbesondere Frequenzbereich, Baugröße und die parasitären Eigenschaften entscheidend.

außerdem verwendet werden, um den Amplitudenfrequenzgang des Sensors im niederfrequenten Bereich in gewünschter Weise zu verändern.

Hochimpedanzleitung

Die Gleichspannung U_{gl} wird aus praktischen Gründen nicht direkt am Detektor verstärkt, sondern über eine Hochimpedanzleitung zu einem räumlich getrennten Gleichspannungsverstärker – die erste Stufe des Voltmeters – geführt. Diese Hochimpedanzleitung sollte einerseits einen möglichst geringen Widerstand aufweisen, um sowohl einen geringen Gleichspannungsabfall zu verursachen als auch Querempfindlichkeiten gegen parasitäre Einkopplungen zu minimieren. Parasitäre Einkopplungen können insbesondere bei energietechnischen Frequenzen, durch Entladungen elektrostatischer Elektrizität (ESD, engl.: Electrostatic Discharge) in unmittelbarer Umgebung des Sensors und durch indirekte Effekte wie mechanische Verformung hervorgerufen werden. Diese werden durch hochohmige Ausführungen begünstigt. Andererseits sollte die Hochimpedanzleitung nur eine minimale örtliche Feldveränderung hervorrufen. Dies wird jedoch gerade durch eine hochohmige Ausführung erreicht [GoS 92]. Um bei einem bestimmten Gesamtwiderstand die Feldveränderung zu minimieren, kann ein optimiertes Widerstandsprofil entlang der Leitung vom Sensor zum Gleichspannungsverstärker verwendet werden.

Es sind vielfältige Formen und Dimensionierungen von Hochimpedanzleitungen denkbar. In [Smi 81] wird der Fall einer senkrecht vom Dipol hinwegführenden, geraden Hochimpedanzleitung analytisch gelöst. Die Hochimpedanzleitungen realer isotroper Feldsonden weisen jedoch stets andere Geometrien auf, um die Gesamtgröße der Sensoren zu verkleinern. In [KaD 87] wird die Hochimpedanzleitung als verteiltes Tiefpassfilter modelliert und die Transmissionsdämpfung berechnet, allerdings nicht die lokale Feldveränderung untersucht. Beide Untersuchungen beschreiben daher nur einen Teil der in der Praxis auftretenden Phänomene und Probleme. Da es Ziel dieser Arbeit ist, Feldsensoren in den Punkten Amplitudenfrequenzgang und Anisotropie zu verbessern, werden

Weiterentwicklungen der Beschreibungen der Hochimpedanzleitung im Rahmen dieser Arbeit nicht dargestellt.

Voltmeter

Das Voltmeter misst über die Hochimpedanzleitung die detektierte Gleichspannung der Schottky-Diode in der Mitte der Antenne. Ist die Kennlinie der Detektion bekannt, kann in einer anschließenden Auswertung der Gleichspannung auf die elektrische Feldstärke an der Antenne geschlossen werden. An die Gleichspannungsmessung werden hohe Anforderungen gestellt:

- Hohe Dynamik:

Aufgrund der quadratischen Beziehung zwischen induzierter Spannung U_i und Gleichspannung U_{gl} und der linearen Beziehung zwischen der induzierten Spannung U_i und der elektrischen Feldstärke E erfordert eine Dynamik von 60 dB für die Feldstärkemessung ein Verhältnis von größter und kleinster messbarer Gleichspannung von 10^6 .

- Hoher Eingangswiderstand:

Um den Gleichspannungsabfall auf der Hochimpedanzleitung und die Rückwirkung auf die Diode zu minimieren, wird ein hoher Eingangswiderstand benötigt.

- Geringe parasitäre Eingangsströme:

Um die Rückwirkung der Eingangsstufe des Voltmeters auf die Diode zu minimieren sind außerdem kleine parasitäre Eingangsströme (Offset- und Bias-Ströme) erforderlich. Dabei ist insbesondere die Temperaturabhängigkeit der parasitären Eingangsströme zu beachten. Für das realisierte Funktionsmuster ist eine Begrenzung der parasitären Eingangsströme auf einige zehn fA ausreichend.

- Stabile Offsetspannungen und Kalibrierung:

Die Messung von kleinen Spannungen wird durch stabile Offsetspannungen, die automatisch kalibriert werden, ermöglicht. Die hohen Anforderungen der Gleichspannungsmessung gelten jedoch auch für die Kalibrierschaltung.

2.2 Grundlegender Amplitudengang

Eine genaue Kenntnis der Kennlinie der Gleichrichtung der induzierten Spannung U_i an der Detektor-Diode ist erforderlich, um aus der Gleichspannung U_{gl} auf die elektrische Feldstärke schließen zu können. Dabei setzt sich der Amplitudengang des Sensors aus dem frequenzabhängigen Antennenfaktor, dessen grundlegender Frequenzgang in Kapitel 2.3 beschrieben wird, und dem Detektionsverhalten der Schottky-Dioden zusammen. Durch ein elektrisches Feld parallel zur Achse eines Dipols wird eine Wechselspannung U_i über der Diode induziert. Die Wechselspannung U_i wird an der nichtlinearen Kennlinie der Diode verzerrt, sodass ein Gleichspannungsanteil U_{gl} entsteht. Um eine einfache Auswertung durch den Anwender zu ermöglichen, ist es wünschenswert, dass die detektierte Gleichspannung U_{gl} proportional zur Leistungsdichte ist. Dies ist der Fall, wenn die Gleichspannung U_{gl} proportional zum Quadrat der elektrischen Feldstärke und damit zum Quadrat der induzierten Spannung U_i ist. Für einen Dioden-Detektor ist der Bereich der induzierten Spannung, in dem dieser quadratische Zusammenhang besteht, prinzipiell begrenzt, da die maximale Gleichspannung durch den Spitzenwert der induzierten Spannung gegeben ist. Die Gleichspannung kann mit der induzierten Spannung daher nur bis zu einer Gleichspannung, die dem Spitzenwert der induzierten Spannung entspricht, quadratisch mit der induzierten Spannung ansteigen. Spätestens, wenn die Gleichspannung den Spitzenwert der induzierten Spannung erreicht hat, kann die Gleichspannung nur noch linear mit der induzierten Spannung ansteigen. Für einen Diodendetektor kann folglich nur ein Teil der Kennlinie die gewünschte Proportionalität der Gleichspannung zum Quadrat der induzierten Spannung aufweisen.

Grundlegender Amplitudengang

In diesem Kapitel werden Ergebnisse aus der Literatur diskutiert und eine eigene Herleitung der Kennlinie eines Diodendetektors vorgestellt. Im Rahmen einer Literaturrecherche wurden Beschreibungen des Amplitudenfrequenzganges in [Kan 80], [Kan 93], [Kan 94] und [RaK 85] gefunden.

Die Herleitung der Kennlinie der Detektion in [Kan 80], [Kan 93] und [Kan 94] führt ausgehend von

$$i(t) = I_S \cdot (e^{a u_d} - 1) \quad (1)$$

I_S : Sättigungsstrom,

u_d : Spannung über der Diode,

$$a \approx 38 \text{ V}^{-1},$$

und Abbildung 7 auf Seite 22, wobei $R_a = 0$ und $R_g \rightarrow \infty$ gelten, zu folgender Gleichung:

$$u_{dc} = \frac{b}{a} u_i(t) - \frac{1}{a} \ln \left(e^{-at} + a e^{-at} \int_0^t e^{b u_i(t') + a t'} dt' \right), \quad (2)$$

$$a = \frac{a}{C_a + C_g} I_S,$$

$$b = \frac{C_a \cdot a}{C_a + C_g},$$

C_a : Antennenkapazität,

C_g : Gesamtkapazität, die die Antenne belastet.

Um die Berechnungen der genannten Publikationen messtechnisch ermittelten Werten gegenüberzustellen, werden verschiedene typische Mikrowellen-Schottky-Dioden messtechnisch untersucht. In Abbildung 3 wird der Aufbau zur messtechnischen Bestimmung der Detektionskennlinien von Schottky-Dioden ohne Gleichspannungslast dargestellt. Die messtechnisch ermittelten Kennlinien werden in

Abbildung 4 der analytischen Lösung von Gleichung (2) und einer direkten numerischen Lösung mittels Iteration, die beide den genannten Veröffentlichungen entnommen wurden, gegenübergestellt.

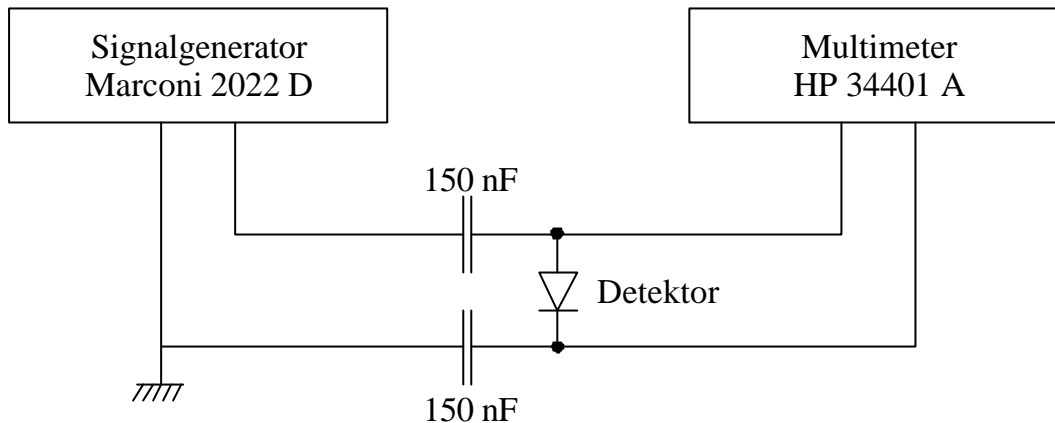


Abbildung 3: Messaufbau zur Bestimmung der Detektionskennlinie

Die Messgeräte werden mittels Computer über GPIB-Bus angesteuert. Der Signalgenerator wird auf die Frequenz $f = 3$ MHz eingestellt, die oberhalb der unteren Grenzfrequenz der Dioden liegt und für die die Belastung durch den Messaufbau trotzdem noch näherungsweise vernachlässigt werden kann. Der Einfluss der Kapazität der Zuleitungen und des Multimeters auf die Amplitude der Wechselspannung am Detektor wurde überprüft und kann vernachlässigt werden. Der Generator besitzt einen Innenwiderstand von 50Ω und ist hinreichend unempfindlich gegen die reflektierte Leistung, die im Leerlauf durch die Fehlanpassung verursacht wird. Die Ausgangsspannung wird schrittweise um jeweils 25,9 % (1,0 dB) von 1,10 mV auf 2,75 V Spitzenwert erhöht.

Das Multimeter wird mit einer Messzeit von 1 s und einem Innenwiderstand von $10 \text{ M}\Omega$ betrieben. Die untere Messgrenze wird hauptsächlich durch die parasitären Eingangsströme am Multimeter hervorgerufen, die eine Vorspannung der Diode im μV -Bereich verursachen. Diese Vorspannung wird vor jeder Messung ermittelt und von dem Messwert abgezogen. Eine Korrektur für die Verschiebung der Kennlinie durch die parasitären Eingangsströme findet nicht statt. Die Messung wird für kleine Spannungen unterhalb von 1 mV durch eine statistische Auswertung verbessert, indem die Messung fünfmal wiederholt und der Median der Messwerte verwendet wird.

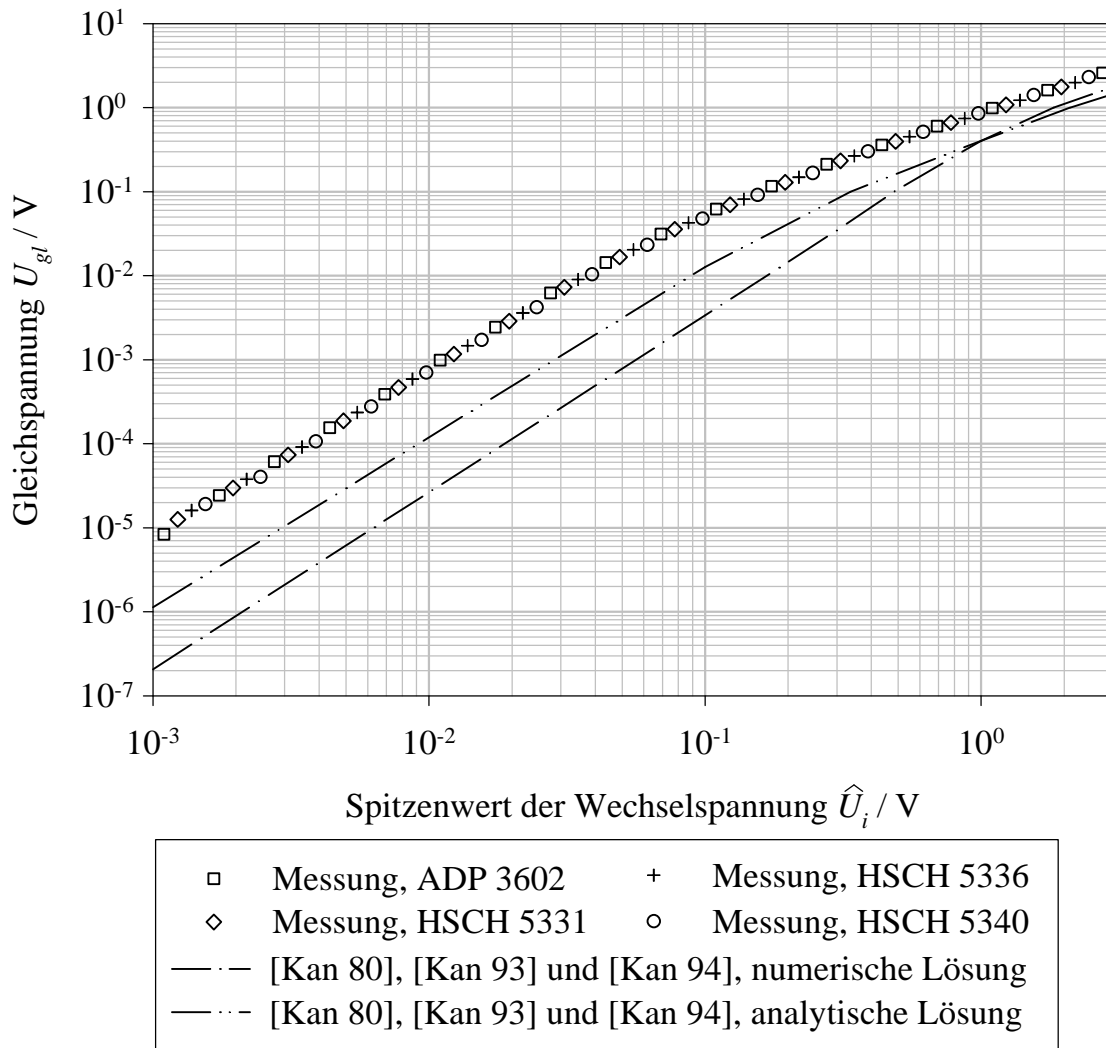


Abbildung 4: Vergleich der numerischen und analytischen Lösung der Detektion mit Messungen an vier Mikrowellen-Schottky-Dioden, $f = 3$ MHz

Die Herstellerangaben zur Gesamtkapazität und zum Sättigungsstrom der untersuchten Dioden werden in Tabelle 1 zusammengefasst.

Typ, Hersteller	Gesamtkapazität	Sättigungsstrom
ADP 3602, Advanced Semiconductor	≤ 75 fF	nicht spezifiziert
HSCH 5331, Hewlett-Packard	≤ 100 fF	≤ 400 nA
HSCH 5336, Hewlett-Packard	≤ 250 fF	≤ 400 nA
HSCH 5340, Hewlett-Packard	≤ 100 fF	≤ 400 nA

Tabelle 1: Parameter der untersuchten Schottky-Dioden

Es werden lediglich Maximalwerte für die Gesamtkapazität und den Sättigungsstrom spezifiziert. Sämtliche Dioden sind vom Typ „Low-Barrier“ und der Bauform „Beam-Lead“. Die gemessenen Detektionskennlinien für die vier Schottky-Dioden werden in Abbildung 4 dargestellt. Die detektierte Gleichspannung U_{gl} wird über dem Spitzenwert der Wechsellspannung U_i aufgetragen. Dabei wird aus Gründen der Übersichtlichkeit nur jeder vierte Messwert, beginnend bei dem ersten Messwert für die Diode ADP 3602, dem zweiten Messwert für die Diode HSCH 5331, dem dritten Messwert für die Diode HSCH 5336 und dem vierten Messwert für die Diode HSCH 5340 dargestellt. Die Werte werden der analytischen und der numerischen Lösung aus [Kan 80], [Kan 93] und [Kan 94] für $I_s = 2 \text{ nA}$ und $a = 38 \text{ V}^{-1}$ gegenübergestellt. Der genaue Sättigungsstrom der untersuchten Dioden war nicht bekannt, da lediglich Maximalwerte spezifiziert sind. Die Näherung $a = 38 \text{ V}^{-1}$ ist für die untersuchten Dioden bei Raumtemperatur zulässig.

Es ist auffallend, dass die vier Beam-Lead Schottky-Dioden ähnliche Kennlinien aufweisen. Messungen an weiteren Dioden in axialer Bauweise zeigten dieses Verhalten ebenfalls, sie wurden jedoch nicht dargestellt, da sie aufgrund der hohen Gesamtkapazitäten als Detektoren nicht in Betracht gezogen wurden.

Die Abweichung zwischen der numerischen und der analytischen Lösung beträgt bis zu 7,4 dB. Beide Lösungen weichen sowohl voneinander als auch von den messtechnisch ermittelten Kennlinien typischer Mikrowellen-Schottky-Dioden erheblich ab, sodass die Lösungen für die eigenen Arbeiten nicht geeignet erschienen.

In [KeB 95] wird ohne Herleitung eine Kennliniennäherung angegeben, die unter Verwendung von einem Korrekturfaktor und bei geeigneter Wahl von zwei Anpassungsfaktoren zu einer Kennlinie mit einem Approximationsfehler, dessen Betrag kleiner als 0,3 dB ist, führt. Für die vorliegende Arbeit wird Wert auf eine allgemeingültige Herleitung gelegt. In [KeB 95] wird jedoch kein allgemeines Berechnungsverfahren zur Ermittlung der Anpassungsfaktoren angegeben, daher können diese Kennliniennäherungen für diese Arbeit nicht verwendet werden.

Da die Beschreibungen der Detektionskennlinien in den genannten Literaturquellen für die vorliegende Arbeit nicht verwendet werden können, wird im Folgenden eine eigene Herleitung der Kennlinie entwickelt.

Unter der Annahme, dass der eingeschwungene Zustand erreicht ist, ist per Definition die elektrische Ladungsverteilung zum Zeitpunkt t gleich der Ladungsverteilung zum Zeitpunkt $t + T$, wobei T die Periodendauer bezeichnet. Damit folgt unmittelbar, dass für das Integral des Stromes $i(t)$ durch die Diode über eine Periodendauer T gilt:

$$\int_0^T i(t) dt = 0 . \quad (3)$$

Unter Verwendung der idealen Diodenkennlinie⁵

$$i(t) = I_S \left(\exp\left(\frac{u(t)}{U_T}\right) - 1 \right) \quad (4)$$

I_S : Sättigungsstrom,

U_T : Temperaturspannung, $U_T = 25,7$ mV bei $T = 25^\circ\text{C}$,

und unter der Näherung, dass sich die Spannung an der Diode aus einem Gleich- und einem sinusförmigen Wechselanteil zusammensetzt

⁵ In [Maa 93] wird ein reduziertes nichtlineares Verhalten einer realen Diode beschrieben. Eine Berücksichtigung dieses Effektes führt zu der realen Diodenkennlinie $i(t) = I_S \left(\exp\left(\frac{u(t)}{mU_T}\right) - 1 \right)$, die sich von der idealen Diodenkennlinie durch den Faktor m vor der Temperaturspannung U_T unterscheidet. Der Effekt der Gleichrichtung wird durch größere Werte von m herabgesetzt. Typische Werte für m gibt [Maa 93] für Mikrowellendioden mit 1,05 - 1,25 an.

$$u(t) = U_{gl} + U_i \sin(\omega t + \mathbf{j}_0), \quad (5)$$

ergibt sich:

$$\int_0^T I_S \left(\exp\left(\frac{U_{gl} + U_i \sin \omega t}{U_T}\right) - 1 \right) dt = 0. \quad (6)$$

Der Phasenwinkel \mathbf{j}_0 braucht nicht berücksichtigt zu werden. Damit folgt:

$$\int_0^T \exp\left(\frac{U_i \sin \omega t}{U_T}\right) dt = T \cdot \exp\left(-\frac{U_{gl}}{U_T}\right). \quad (7)$$

Wird für die Exponentialfunktion der linken Seite von Gleichung (7) eine Taylor-Entwicklung an der Stelle $t = 0$ durchgeführt, ergibt sich:

$$\int_0^T \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{U_i}{U_T}\right)^n \cdot \frac{1}{n!} \cdot \sin^n \omega t dt = T \cdot \exp\left(\frac{-U_{gl}}{U_T}\right). \quad (8)$$

Aufgrund der gleichmäßigen Konvergenz der Summe und des endlichen Integrationsbereiches dürfen Summation und Integration vertauscht werden [For 83]. Dies liefert:

$$T \cdot e^{-\frac{U_{gl}}{U_T}} = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{U_i}{U_T}\right)^n \cdot \frac{1}{n!} \cdot \int_0^T \sin^n \omega t dt. \quad (9)$$

Der Wert der Integrale beträgt für gerade Exponenten [GrH 61]:

Grundlegender Amplitudengang

$$\int_0^{2p} \cos^{2n} x \, dx = \frac{1 \cdot 3 \cdot \dots \cdot (2n-1) \cdot p}{2^{n-1} \cdot n!}, \quad n \in \mathbb{N} \quad (10)$$

und für ungerade Exponenten

$$\int_0^{2p} \sin^{2n+1} x \, dx = 0, \quad n \in \mathbb{N}_0. \quad (11)$$

Eine Umformung liefert:

$$\int_0^T \sin^{2n} \omega t \, dt = \frac{(2n)!}{2^{2n} \cdot (n!)^2} \cdot T, \quad n \in \mathbb{N}_0. \quad (12)$$

Wird Gleichung (12) in Gleichung (9) eingesetzt ergibt sich:

$$e^{-\frac{U_{gl}}{U_T}} = \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{U_i}{2U_T} \right)^{2n} \cdot \left(\frac{1}{n!} \right)^2. \quad (13)$$

Aufgelöst nach U_{gl} folgt damit schließlich die Detektionskennlinie der Diode:

$$U_{gl} = -U_T \cdot \ln \left(\sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{U_i}{2U_T} \right)^{2n} \cdot \left(\frac{1}{n!} \right)^2 \right). \quad (14)$$

Diese Gleichung ließ sich aus den grundlegenden Beziehungen einer idealen Diode über eine Taylorentwicklung unter folgenden Annahmen ableiten:

- der eingeschwungene Zustand ist erreicht,
- die Diodenspannung setzt sich aus einem Gleichanteil U_{gl} und einem sinusförmigen Anteil U_i zusammen und
- die Spannungsabhängigkeit der Gesamtkapazität kann vernachlässigt werden.

Es ist bemerkenswert, dass die Gleichspannung U_{gl} unabhängig vom Sättigungsstrom I_s ist, da dieser bei der Umformung von Gleichung (6) zu (7) bei der Integration über eine Periode wegfällt. Damit ist die Kennlinie der Detektion – unter Annahme der idealen Diodenkennlinie und eines unbelasteten Detektors – unabhängig von der speziellen Diode. Bei Abweichungen von der idealen Diodenkennlinie kann eine reale Diodenkennlinie verwendet werden (Seite 15, Fußnote 5).

Für kleine RF-Spannungen U_i an der Detektor-Diode lässt sich die detektierte Gleichspannung U_{gl} durch eine quadratische Beziehung beschreiben:

$$U_{gl} = -\frac{U_i^2}{4U_T} \quad (15)$$

Diese quadratische Beziehung rechtfertigt die Bezeichnung „quadratischer Detektor“. Ein linearer Empfänger nimmt im Gegensatz hierzu eine lineare Verstärkung der Empfangs- oder der Zwischenfrequenzsignale vor der Detektion vor.

In Abbildung 5 wird die analytisch ermittelte Kennlinie gemäß Gleichung (14) der idealen quadratischen Kennlinie und den vier messtechnisch ermittelten Kennlinien gegenübergestellt.

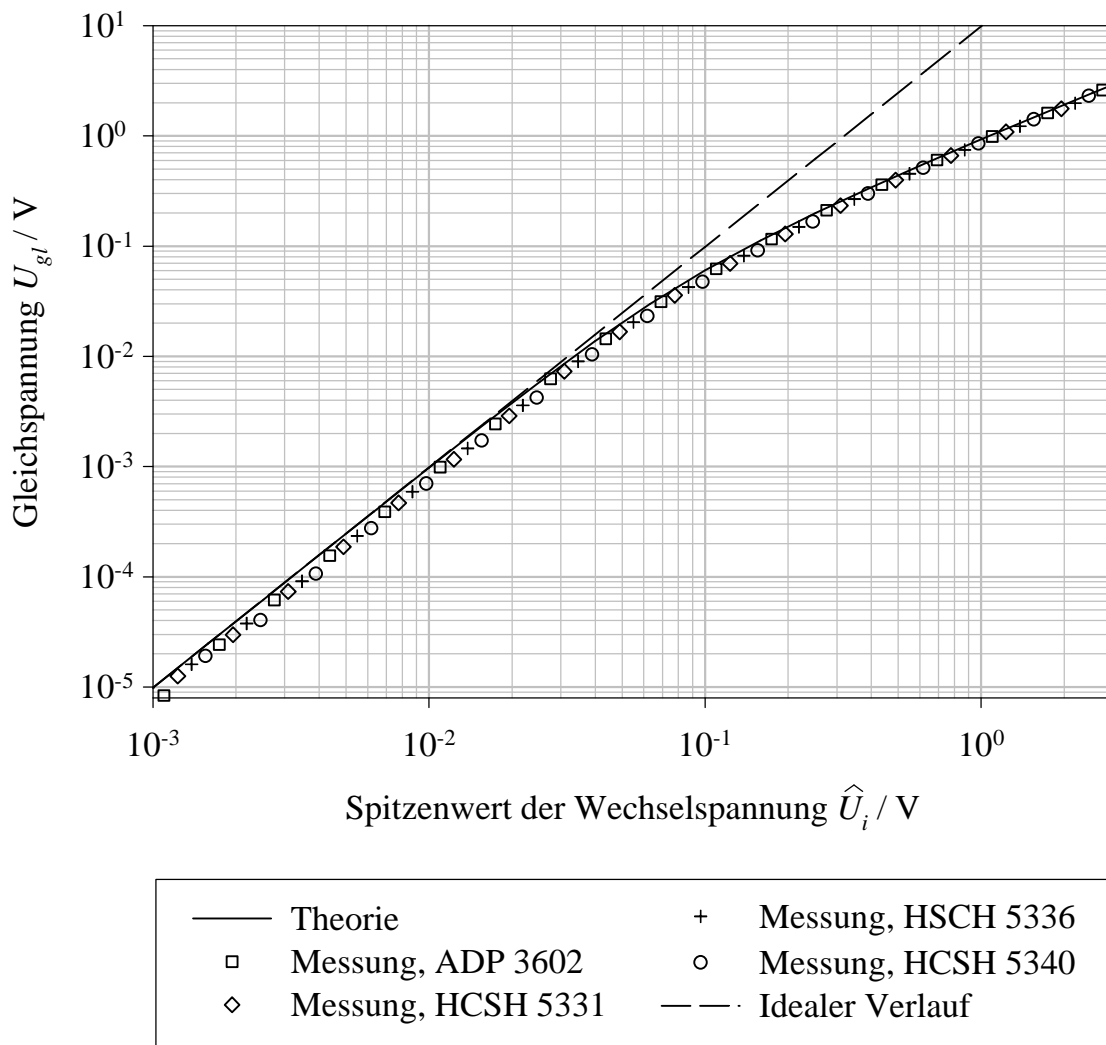


Abbildung 5: Vergleich idealer quadratischer Detektion (Gleichung 15) und theoretischer Detektion einer Schottky-Diode (Gleichung 14) mit Messungen an vier Mikrowellen-Schottky-Dioden, $f = 100$ MHz

Es zeigt sich eine verbesserte Übereinstimmung zwischen den Kennlinien der vier untersuchten Detektor-Dioden und den theoretischen Werten gegenüber [Kan 80], [Kan 93] und [Kan 94]. Die Näherung kann nochmals verbessert werden, indem Abweichungen von der idealen Diodenkennlinie (Seite 15, Fußnote 5) in der Kennlinie durch Multiplikation von U_T mit einem konstanten Faktor m beschrieben werden.

[Kan 94] kommt zu der Schlussfolgerung, dass eine quadratische Detektion für induzierte Spannungen $U_i \leq 1$ V stattfindet. Im Gegensatz hierzu wird in dem Taschenbuch der Hochfrequenztechnik [Sch 92] angegeben, dass der quadratische Teil der Kennlinien für Diodendetektoren auf induzierte Spannungen $U_i \ll 100$ mV begrenzt ist. Eigene Messungen und Berechnungen haben die Näherung von [Sch 92] bestätigt. Die Ergebnisse von [Kan 80], [Kan 93] und [Kan 94] konnten weder durch die Messungen und Berechnungen dieser Arbeit noch durch Vergleich mit [Sch 92] bezüglich des Detektionsverhaltens bestätigt werden.

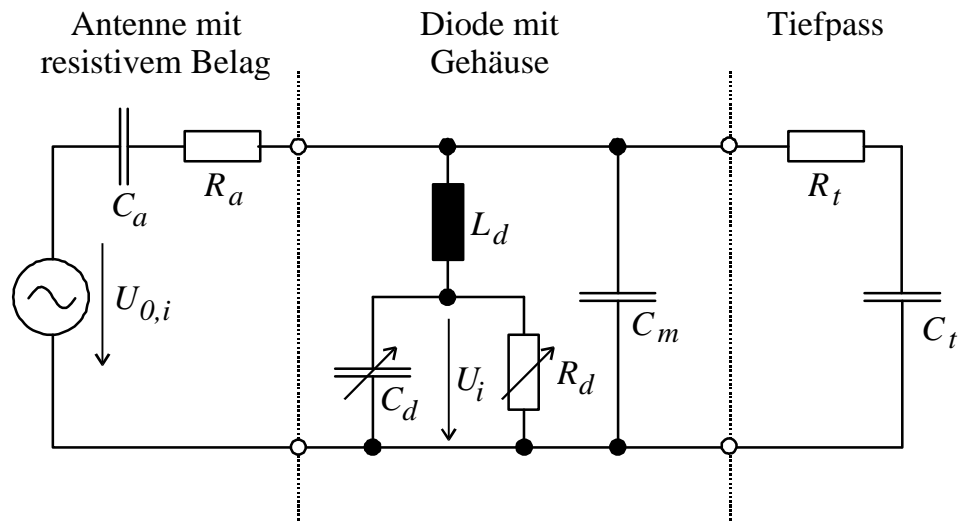
Mit Gleichung (14) liegt jedoch eine Näherung vor, die das prinzipielle Verhalten der untersuchten Schottky-Dioden in der Bauform Beam-Lead beschreibt.

2.3 Grundlegender Frequenzgang

In diesem Kapitel wird der grundlegende Amplitudenfrequenzgang anhand der Impedanzverhältnisse erläutert.

Die Leerlaufspannung einer elektrisch kurzen Antenne $U_{0,i}$ ist unabhängig von der Frequenz. Das Verhältnis k_A zwischen der induzierten Spannung U_i über der Schottky-Diode und der Leerlaufspannung $U_{0,i}$ der Antenne kann aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 6 abgeleitet werden.

Hierbei beschreibt die Kapazität C_a den Innenblindwiderstand der Antenne. Sie lässt sich für hinreichend niedrige Frequenzen durch die statische Kapazität der Antenne nähern, die sich aus der Geometrie der Antenne, gegebenenfalls unter Berücksichtigung des umgebenden Dielektrikums, ergibt. Der Widerstand R_a beschreibt den ohmschen Anteil der Antennenimpedanz. Er trägt sowohl den Verlusten durch einen resistiven Antennenbelag als auch den Rückstrahlverlusten Rechnung.



- C_a : Kapazität der Antenne,
 R_a : Innenwiderstand der Antenne,
 C_d : Spannungsabhängige Sperrschichtkapazität,
 L_d : Zuleitungsinduktivität der Diode,
 R_d : Sperrschichtwiderstand der Diode,
 C_m : Gehäuse- und Montagekapazität,
 R_t : Tiefpass-Widerstand,
 C_t : Tiefpass-Kapazität.

Abbildung 6: Ersatzschaltbild für Antenne mit Detektor und Tiefpass

Zur übersichtlichen Darstellung werden folgende Vereinfachungen durchgeführt:

1. Vernachlässigung der Induktivität L_d . Typische Werte für L_d sind 0,1 nH [Hew 93],
2. Kleinsignalnäherung der Sperrschichtkapazität C_d und Zusammenfassung mit der Gehäusekapazität C_m zur konstanten Gesamtkapazität C_g ,
3. Vernachlässigung der Tiefpass-Kapazität C_t ,
4. Zusammenfassung von R_t und R_d zum konstanten Widerstand R_g .

Das vereinfachte Ersatzschaltbild wird in Abbildung 7 dargestellt.

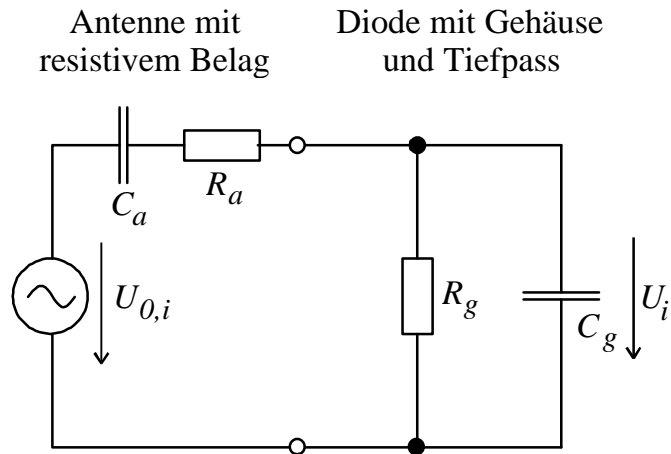


Abbildung 7: Vereinfachtes Ersatzschaltbild, $L_d = 0$, $C_g = C_d + C_m$, $R_g = R_d + R_t$

Für genügend kleinen Widerstand R_a kann damit der prinzipieller Amplitudenfrequenzgang des Sensors in Abbildung 8, der auf Basis der Momententheorie (MoM, engl.: Method of Moments) berechnet wurde, erklärt werden. Die Berechnung wurde auch bei Frequenzen im Bereich der $I/2$ -Resonanz der Antenne, in dem die Leerlaufspannung der Antenne stark ansteigt, durchgeführt.

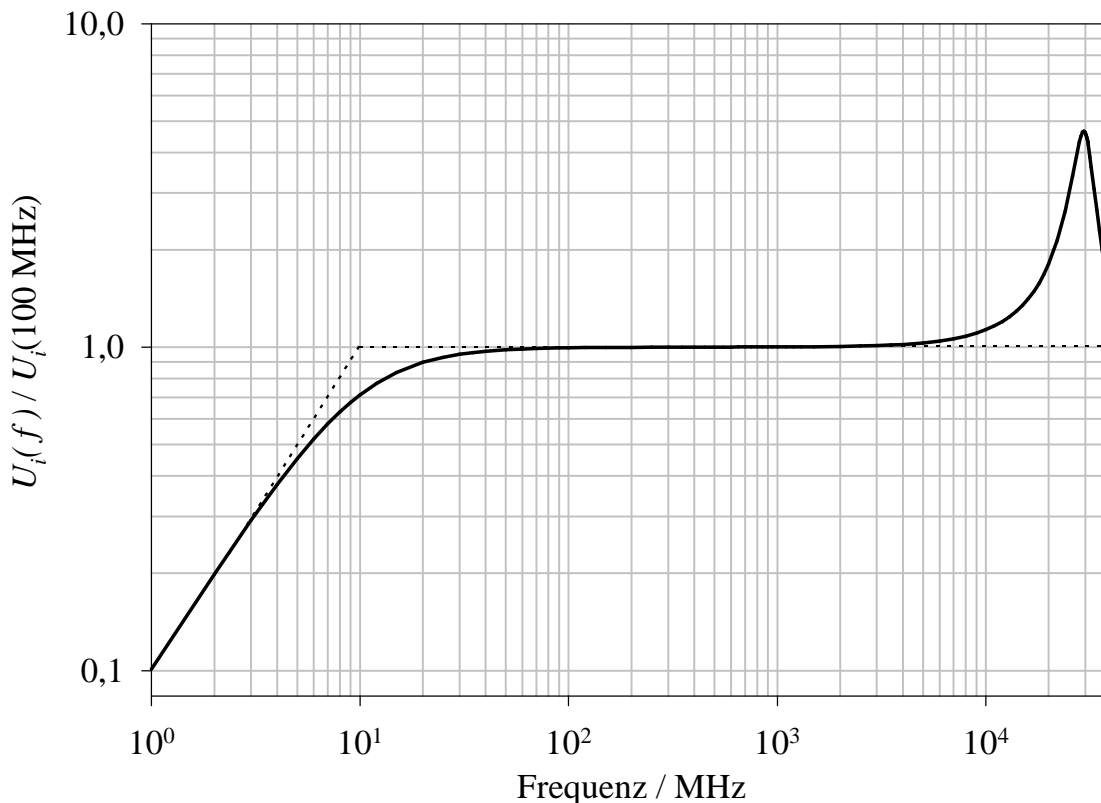


Abbildung 8: Prinzipieller Frequenzgang eines Sensors mit metallischer Antenne, untere Grenzfrequenz $f_g = 10$ MHz

Grundlegender Frequenzgang

Die Kapazität C_a der Antenne wurde nicht direkt vorgegeben, sie ergibt sich aus der Dipolgeometrie. Die Länge des Dipols beträgt $l = 4,8$ mm, der Radius beträgt $r = 64$ μm . Die Diode wurde durch den Gesamtwiderstand $R_g = 72$ k Ω und die Kapazität $C_g = 200$ fF modelliert.

Die untere 3 dB-Grenzfrequenz wird durch

$$f_g = \frac{1}{2\pi R_g (C_a + C_g)} \quad (16)$$

vorgegeben. Unterhalb dieser Grenzfrequenz würde nach der dargestellten Theorie die Spannung U_i an der Diode – und damit bei konstantem $U_{0,i}$ auch der Faktor k_A – mit 20 dB pro Frequenzdekade abfallen. In der Praxis ist dieser Effekt jedoch nicht zwangsläufig zu beobachten. Parasitäre Einkopplungen in die Hochimpedanzleitung können sogar zu einem Anstieg der Empfindlichkeit zu tiefen Frequenzen hin führen.

Oberhalb der unteren 3 dB-Grenzfrequenz folgt ein breiter Frequenzbereich mit konstanter Empfindlichkeit des Sensors. In diesem Frequenzbereich wirkt sich hauptsächlich der kapazitive Spannungsteiler zwischen C_a und C_g aus:

$$k_A \approx \frac{C_a}{C_a + C_g} \quad (17)$$

Im Falle eines metallischen Sensors wird dieser Frequenzbereich mit konstanter Empfindlichkeit nach oben durch die $\lambda/2$ -Resonanz des Dipols begrenzt. Hier ist die Antenne nicht mehr elektrisch kurz. Die Empfindlichkeit im Empfangsfall und der Strahlungswiderstand, der sich auf R_a auswirkt, steigen stark an. In Abbildung 8 befindet sich die $\lambda/2$ -Resonanz bei der Frequenz $f = 29,4$ GHz.

Im Abschnitt 2.6 wird ein resistiver Antennenbelag eingeführt, mit dem sich der nutzbare Frequenzbereich erweitern lässt, indem die erste Resonanz zu höheren Frequenzen hin verschoben wird.

2.4 Konstruktion einer isotropen Anordnung

Für ein Personenschutzdosimeter ist es erforderlich, die einfallenden elektromagnetischen Felder unabhängig von der Polarisation und der Ausbreitungsrichtung zu detektieren. Eine isotrope Empfangscharakteristik wird in [Asl 72] dadurch erreicht, dass drei Sensoren, die paarweise senkrecht zueinander sind, verwendet werden. In diesem Kapitel wird die Konstruktion einer isotropen Anordnung ausführlich beschrieben, da eine Reduzierung der Anisotropie ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist. Da es sich um ein Grundlagenkapitel handelt, das den Stand der Technik zu Beginn der Untersuchungen darstellt, wird der Einfluss dielektrischer Trägermaterialien noch vernachlässigt, in Kapitel 5 wird er hingegen ausführlich analysiert.

Die Antennen können in Dick- oder Dünnschichttechnik auf keramischen Substraten gefertigt werden. Die Konstruktion einer sehr praxisrelevanten Anordnung mit isotroper Empfangscharakteristik ist in Abbildung 9 dargestellt.

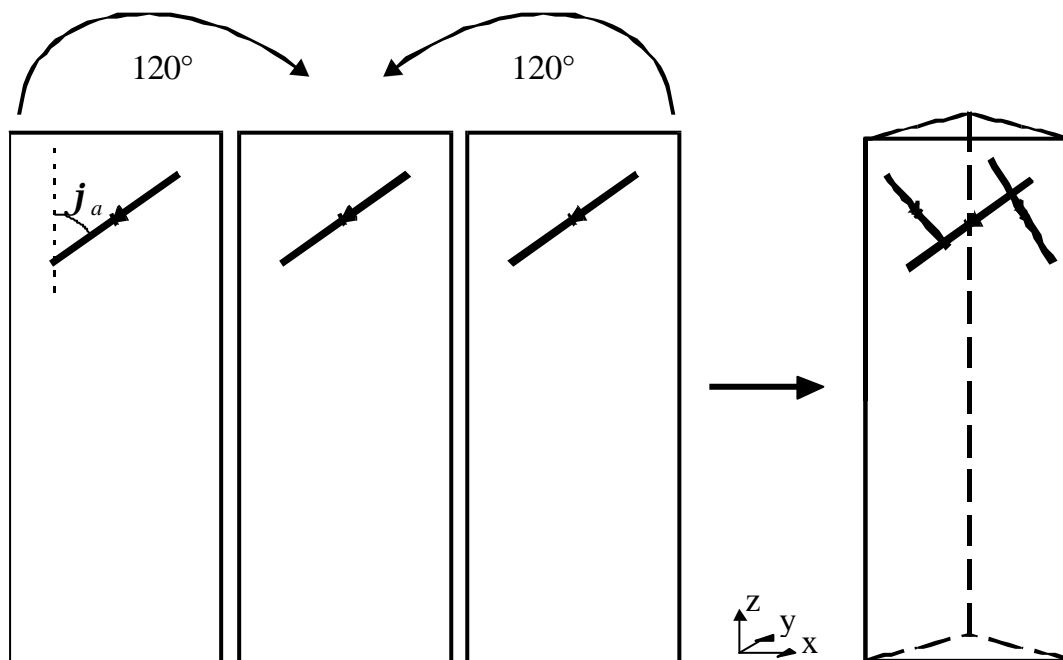


Abbildung 9: Konstruktion einer isotropen Drei-Antennen-Anordnung

Auf drei gleichen Substraten wird jeweils ein Dipol in dem Winkel j_a zur Sensorachse, die sich parallel zur z -Richtung befindet, gefertigt. Die drei Substrate werden so angeordnet, dass ein Zylinder entsteht, der ein gleichseitiges Dreieck als

Konstruktion einer isotropen Anordnung

Grundfläche hat. Die Richtungen der Dipole dieser Drei-Antennen-Anordnung werden durch folgende Vektoren beschrieben:

$$\bar{a}_1 = \begin{pmatrix} \sin(\mathbf{j}_a) \\ 0 \\ \cos(\mathbf{j}_a) \end{pmatrix}, \quad \bar{a}_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2}\sin(\mathbf{j}_a) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\mathbf{j}_a) \\ \cos(\mathbf{j}_a) \end{pmatrix}, \quad \bar{a}_3 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{2}\sin(\mathbf{j}_a) \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\mathbf{j}_a) \\ \cos(\mathbf{j}_a) \end{pmatrix}. \quad (18)$$

\bar{a}_1 und \bar{a}_2 sind genau dann orthogonal, wenn

$$0 = \cos^2(\mathbf{j}_a) - \frac{1}{2}\sin^2(\mathbf{j}_a). \quad (19)$$

erfüllt ist. Eine Lösung dieser Gleichung ist der analytische Winkel

$$\mathbf{j}_a = \arcsin\sqrt{\frac{2}{3}} \approx 54,74^\circ. \quad (20)$$

Ein Überprüfung ergibt, dass für diesen Winkel ebenfalls $\bar{a}_2 \perp \bar{a}_3$ und $\bar{a}_1 \perp \bar{a}_3$ gilt.

Im Folgenden wird erläutert, wie sich aus drei paarweise orthogonalen elektrisch kurzen Dipolen – unter Vernachlässigung des Substrateinflusses – aufgrund des Strahlungsdiagramms und der quadratischen Detektion eine isotrope Empfangscharakteristik ergibt. Dabei wird erst die Empfangscharakteristik eines elektrisch kurzen Dipols angegeben, anschließend die Spannung an einem Dioden-Detektor berechnet und zum Schluss die Empfangscharakteristik bei einer geeigneten Summation der Spannungen für eine beliebige Orientierung des elektrischen Feldes berechnet.

Die Empfangscharakteristik eines elektrisch kurzen Dipols hat aufgrund der Reziprozität die gleiche Form wie das Strahlungsdiagramm ([Sim 93], S. 374 ff).

Für die gesamte abgestrahlte Leistung P_0 einer elektrisch kurzen Antenne gilt [Jac 82]:

$$P_0 = R_{st} \cdot I_0^2, \quad (21)$$

I_0 : Strom an der Einspeisestelle,

R_{st} : Strahlungswiderstand,

und für die Winkelverteilung einer x -gerichteten Antenne:

$$\frac{dP}{dW} = \frac{3P_0}{8\pi} \cos^2 Q, \quad (22)$$

P : abgestrahlte Leistung,

Q : Winkel zwischen Dipolachse und Aufpunkt,

W : Raumwinkel.

Damit gilt für die Verteilung der elektrischen Feldstärke E eines x -gerichteten elektrisch kurzen Dipols im Abstand r im Fernfeld:

$$E(r, Q) = E_{\max}(r) \cdot \cos Q, \quad (23)$$

E_{\max} : Elektrische Feldstärke in Hauptstrahlrichtung.

Da das Empfangsdiagramm aufgrund der Reziprozität die gleiche Form wie das Antennendiagramm im Sendefall hat, gilt entsprechend für die Leerlaufspannung $U_{0,1}$ für einen elektrisch kurzen Dipol in Richtung des ersten Einheitsvektors \vec{e}_1 im Empfangsfall:

$$U_{0,1} = l_{eff} \cdot \vec{E}^T \cdot \vec{e}_1, \quad (24)$$

l_{eff} : effektive Länge der Antenne,

\vec{E} : elektrische Feldstärke am Ort der Antenne, ohne Antenne.

Konstruktion einer isotropen Anordnung

Für ein linear polarisiertes elektrisches Feld ergibt sich damit in einem System von drei orthogonalen Antennen des genannten Typs der gleichen effektiven Länge l_{eff} die Leerlaufspannung $U_{0,i}$ zu:

$$U_{0,i} = l_{eff} \cdot \vec{E}^T \cdot \vec{e}_i, i = 1, 2, 3, \quad (25)$$

\vec{e}_i : Einheitsvektor in Richtung des Dipols.

Werden die detektierten Gleichspannungen zu einer Gesamtspannung U_{ges} in der Sensorelektronik addiert, ergibt sich schließlich unter Verwendung von Gleichung (15):

$$U_{ges} = \sum_{i=1}^3 U_{gl,i} = \frac{k_A \cdot l_{eff}}{U_T} \sum_{i=1}^3 \left(\vec{E}^T \cdot \vec{e}_i \right)^2. \quad (26)$$

Der Betrag des Skalarproduktes $\vec{E}^T \cdot \vec{e}_i$ kann anschaulich als Länge der Projektion der elektrischen Feldstärke \vec{E} auf die drei Basisvektoren \vec{e}_i einer Orthonormalbasis des \mathbb{R}^3 verstanden werden. Damit ergibt sich schließlich die folgende isotrope Empfangscharakteristik:

$$U_{ges} = \sum_{i=1}^3 U_{gl,i} = \frac{k_A \cdot l_{eff}}{U_T} |\vec{E}|^2. \quad (27)$$

Die Voraussetzungen hierfür lauten zusammengefasst:

1. drei paarweise orthogonale Sensoren,
2. Richtdiagramme der Antennen vom genannten Typ,
3. quadratische Detektion.

In Kapitel 5 wird gezeigt werden, dass die Richtcharakteristik der Sensoren in Anwesenheit von dielektrischen Trägermaterialien verändert wird. Bei dieser

veränderten Richtcharakteristik kann trotzdem ein isotroper Sensor konstruiert werden, indem die Dipole nicht paarweise senkrecht zueinander angeordnet werden, sondern in einer Anordnung, die als *elektrisch orthogonal* bezeichnet werden wird.

2.5 Erweiterung des nutzbaren Amplitudenbereiches

Der grundlegende Amplitudengang wurde bereits in Kapitel 2.2 beschrieben. Es ergab sich die Problematik, dass eine normgerechte zeitliche Mittelung des Quadrates der Feldstärke nur unterhalb einer bestimmten Amplitude stattfindet. Für einen einfachen Dioden-Detektor wird der Bereich mit quadratischer Detektion durch die Bedingung $U_i \ll 100 \text{ mV}$ begrenzt. Bei einer induzierten Spannung am Detektor von $U_i = 20 \text{ mV}$ ergibt sich bereits ein relativer Fehler der detektierten Gleichspannung U_{gl} von -6% . Die Abweichung des realen Detektionsverhaltens von der idealen quadratischen Detektion kann durch Korrekturfaktoren kompensiert werden. In der Praxis weist diese Technik jedoch den Nachteil auf, dass diese Korrekturfaktoren abhängig vom Zeitverlauf der Feldstärken (z.B. Pulsmodulation) sind. In diesem Kapitel wird daher eine weitere Realisierungsform – eine Serienschaltung von zwei oder mehr Detektor-Dioden – vorgestellt, mit der sich der nutzbare Amplitudenbereich ohne Korrekturfaktoren erweitern lässt. Es sind weitere Methoden – z.B. eine resistive Belastung der Detektordioden – denkbar, mit denen der nutzbare Amplitudenbereich erweitert werden könnte, diese sind jedoch nicht Gegenstand dieser Arbeit.

Eine Serienschaltung von n gleichen Dioden führt zu einer Spannung pro Diode, die gegenüber der Spannung der Gesamtschaltung um den Faktor n reduziert wird. Im linearen Bereich der Kennlinie ergibt sich damit näherungsweise als Summe der Einzelgleichspannungen des n -Dioden-Detektors die gleiche Spannung, die ein Einzeldetektor ergeben würde. Im quadratischen Bereich der Kennlinie ergibt sich jedoch per Definition eine Gleichspannung pro Diode, die um den Faktor n^2 reduziert wird. Damit wird die Gesamtgleichspannung um den Faktor n reduziert. Der Übergang vom quadratischen in den linearen Bereich der Kennlinie findet daher beim n -Dioden-Detektor bei der n -fachen induzierten Spannung und der n -fachen Gleichspannung statt.

Werden ein bestimmter Wert als maximal zulässige Abweichung der Kennlinie des realen Detektors von der Kennlinie des idealen Detektors sowie eine minimale

detektierbare Gleichspannung festgelegt, ergibt sich ein Dynamikbereich, der durch das Verhältnis der maximalen zu der minimalen induzierten Spannung U_i am Detektor definiert wird. In Tabelle 2 wird die Steigerung des Dynamikbereiches – bezogen auf einen einfachen Diodendetektor – angegeben.

Anzahl der Dioden	1	2	3	4	5	6
Steigerung der Dynamik	0,00 dB	3,01 dB	4,77 dB	6,02 dB	6,99 dB	7,78 dB

Tabelle 2: Erweiterung des Dynamikbereiches durch Mehr-Dioden-Detektoren

In Abbildung 10 werden die berechneten Kennlinien von n -Dioden-Detektoren, die sich aus Gleichung (14) durch Multiplikation von Gleichspannung und induzierter Spannung jeweils mit dem Faktor n berechnet wurden, den messtechnisch ermittelten Kennlinien gegenübergestellt.

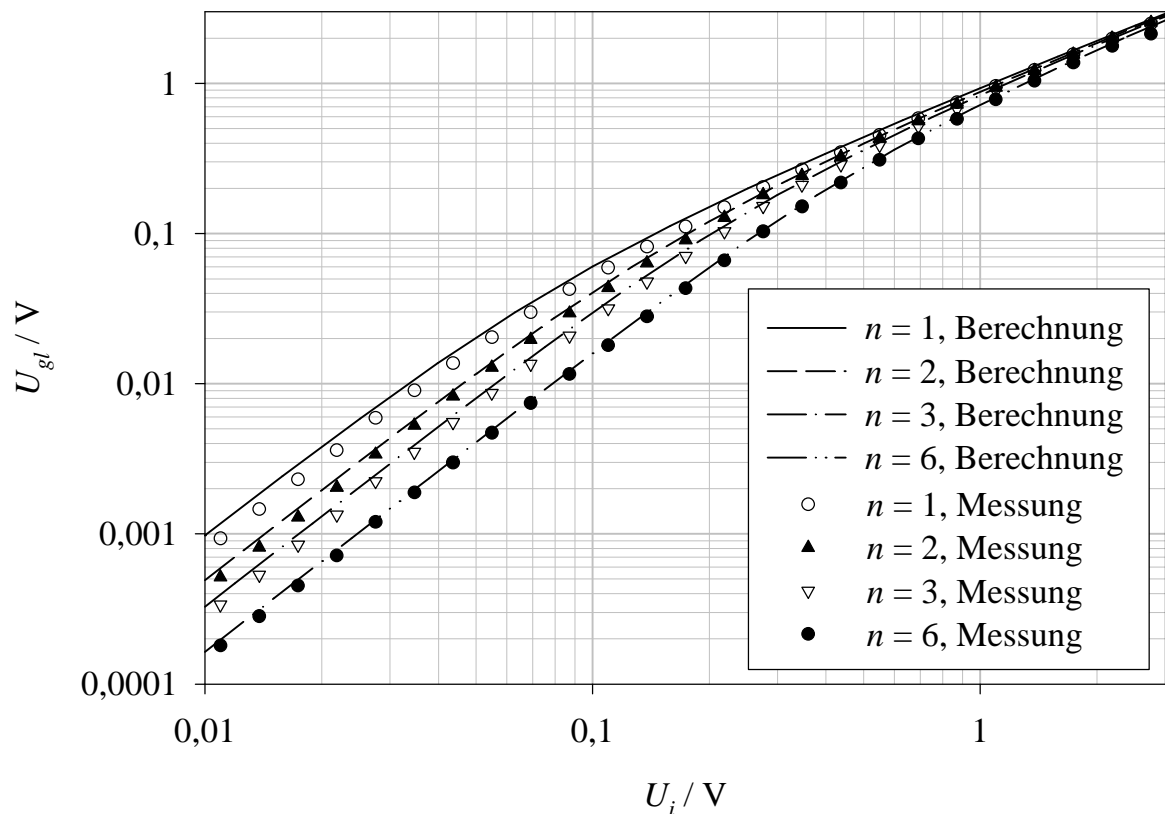


Abbildung 10: Kennlinien von 1-, 2-, 3- und 6-Dioden-Detektoren, Berechnung und Messung

Die Messungen wurden gemäß dem Messaufbau aus Abbildung 3 durchgeführt. Es wurden jedoch Eingangsimpedanzen des Multimeters bis zu 5 G Ω verwendet, um

Rückwirkungsfreiheit zu gewährleisten und die Zeit zum Einschwingen auf bis zu 15 s verlängert.

In Tabelle 3 wird der Aufbau der verschiedenen Detektoren angegeben.

Typ	Aufbau
1-Dioden-Detektor	einfache Diode, Typ HSCH 5336
2-Dioden-Detektor	Diodenpaar, Typ HSCH 5531
3-Dioden-Detektor	Serienschaltung aus 3 einfachen Dioden, Typ HSCH 5336
6-Dioden-Detektor	Serienschaltung aus 3 Diodenpaaren, Typ HSCH 5531

Tabelle 3: Aufbau der n -Dioden-Detektoren

Eine Verwendung eines n -Dioden-Detektors erhöht die maximale induzierte Spannung im quadratischen Kennlinienbereich um den Faktor n . Da die minimale induzierte Spannung, die noch zuverlässig detektierbar ist, um den Faktor \sqrt{n} erhöht wird, ergibt sich insgesamt eine Verbesserung der Dynamik um den Faktor \sqrt{n} für die induzierte Spannung.

Bei der Anwendung eines n -Dioden-Detektors sind folgende Punkte zu beachten:

- Die Lastimpedanz der Antenne durch den Detektor vergrößert sich um den Faktor n .
- Das Verhältnis Innenwiderstand der Gleichrichtung zu Lastwiderstand der Gleichrichtung steigt.
- Die maximal zulässige Baugröße des Gesamtdetektors ist i. Allg. stark begrenzt.

Positiv ist beim n -Dioden-Detektor der um den Faktor n erhöhte Überlastschutz zu bewerten. Für die Realisierung eines RF-Dosimeters im Rahmen dieser Arbeiten wurde ein 2-Dioden-Detektor verwendet.

2.6 Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereiches

Der prinzipielle Verlauf des Amplitudenfrequenzganges eines Sensors mit metallischer Antenne wurde in Abbildung 8 dargestellt. Der nutzbare Frequenzbereich ist der Bereich, in dem der Sensor den Soll-Amplitudenfrequenzgang aufweist. Die Empfindlichkeit des metallischen Dipols stieg in der Nähe der ersten Resonanzfrequenz stark an. Dies stellt die Grenze des nutzbaren Frequenzbereiches für einen Sensor mit einem flachen Soll-Amplitudenfrequenzgang dar.

Durch einen resistiven Belag auf der Antenne lässt sich der Frequenzbereich mit konstanter Empfindlichkeit erweitern. In [Asl 72] wird bereits ein Strahlungsmonitor beschrieben, der verteilte Thermokoppler auf Dipolen mit konstantem Widerstandsbelag verwendet, und so einen erweiterten Frequenzbereich mit konstantem Amplitudenfrequenzgang erreicht. In [Kan 78] und [HoA 80] wird das Prinzip eines resistiven Antennenbelages auf Antennen mit Dioden-Detektoren angewendet. In [Kan 78] wird hierfür ein Widerstandsprofil analytisch hergeleitet, mit dem eine Erweiterung des konstanten Amplitudenfrequenzganges bis zu einer Frequenz erreicht wird, bei der die Länge des Dipols näherungsweise die halbe Freiraum-Wellenlänge beträgt. In [HoA 80] wird mittels eines konstanten Widerstandsbelages ein konstanter Amplitudenfrequenzgang bis zu einer Frequenz, bei der die Länge des Dipols näherungsweise die dreifache Freiraum-Wellenlänge beträgt, erzielt.

Der Widerstandsbelag kann statt zur Verschiebung der ersten Resonanzfrequenz zur Formung eines Amplitudenfrequenzganges, der umgekehrt proportional zum Grenzwert verläuft, verwendet werden. Die Existenz einer praktikablen analytischen Lösung hierfür ist vor dem Hintergrund, dass neben dem Widerstandsbelag im konkreten Anwendungsfall auch das dielektrische Trägermaterial zu berücksichtigen ist, fraglich. In Kapitel 3 wird daher eine

Analyse des Einflusses des Widerstandsbelages durchgeführt. Basierend auf diesen Ergebnissen wird in Kapitel 4 ein Verfahren zum Entwurf eines entsprechenden resistiven Antennenbelages mit Hilfe von numerischen Berechnungen vorgestellt.

3 Analyse des resistiven Antennenbelages

In dem vorangegangenen Kapitel wurden die Grundlagen zu gleichrichtenden Feldsensoren geschildert, indem der Stand der Technik zu Beginn der Arbeiten skizziert und Verbesserungen vorgeschlagen wurden. Im Laufe der Arbeiten ergab sich, dass sich durch einen speziellen Widerstandsbelag eine Annäherung des realen Amplitudenfrequenzganges an einen Soll-Amplitudenfrequenzgang durchführen lässt. Wählt man den Amplitudenfrequenzgang umgekehrt proportional zum Sicherheitsgrenzwert bei der Exposition von Personen durch elektromagnetische Felder, so wird die Auswertung der Exposition in Bezug auf den Grenzwert in die Antenne integriert. Andere Grenzwerte oder ein konstanter Amplitudenfrequenzgang lassen sich ebenfalls mit diesem Verfahren berücksichtigen.

Analytische Lösungen erscheinen zur Berechnung eines solchen Widerstandsbelages aufgrund der Komplexität realer Anordnungen nicht praktikabel. Daher wird das prinzipielle Vorgehen bei der numerischen Analyse geschildert. Die Ergebnisse werden physikalisch interpretiert. Ziel ist es, dass sich anhand eines einfachen Verfahrens mittels Messungen und numerischer Berechnungen für beliebige Dipolsensoren unter wählbaren fertigungstechnischen Randbedingungen ein wählbarer Amplitudenfrequenzgang realisieren lässt.

Ein resistiver Belag wird bereits in der Praxis zur Erhöhung der Breitbandigkeit von gleichrichtenden Feldsensoren konsequent eingesetzt. In diesem Kapitel wird vorgestellt, wie sich mit Hilfe eines Widerstandsbelages ein weiteres technisches Merkmal – ein Amplitudenfrequenzgang, der umgekehrt proportional zu einem Grenzwert verläuft – realisieren lässt. Die biologischen Wirkungen elektromagnetischer Felder weisen starke Frequenzabhängigkeiten auf, die sich in den Grenzwerten widerspiegeln. Exemplarisch wird in Abbildung 11 der Grenzwert gemäß [VDE 91] für den Expositionsbereich 1 und ein 6-Minuten-Intervall wiedergegeben.

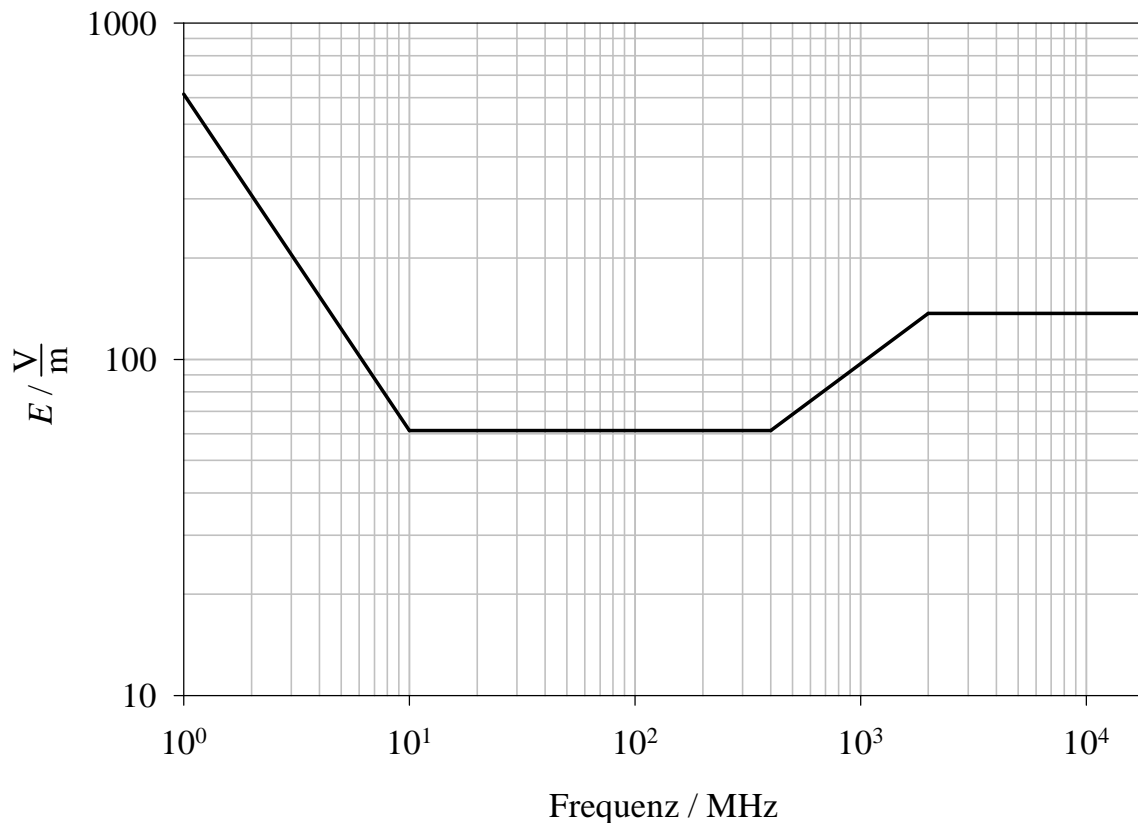


Abbildung 11: Personenschutz-Grenzwert der elektrischen Ersatzfeldstärke im Expositionsbereich⁶ 1 für ein 6-Minuten-Intervall gemäß DIN VDE 0848 Teil 2, Entwurf Okt. 1991

Der Unterschied zwischen größter und kleinster zulässiger Feldstärke beträgt 20 dB in dem Frequenzbereich 1 MHz - 18 GHz. Für eine Beurteilung der Exposition mit einem konventionellen Sensor, der einen flachen Amplitudenfrequenzgang aufweist, ergeben sich damit folgende Nachteile:

- eine Exposition bei einer Frequenz erfordert zur Auswertung die Frequenzinformation,

⁶ Der Expositionsbereich 1 umfasst sowohl kontrollierte Bereiche als die allgemein zugänglichen Bereiche, in denen sichergestellt ist, dass eine Exposition maximal 6 Stunden pro Tag erfolgt. Der Expositionsbereich 2 umfasst die Bereiche, in denen Expositionen länger als 6 Stunden pro Tag dauern können.

Erweiterung des nutzbaren Frequenzbereiches

- eine Auswertung bei mehreren Frequenzen mit unterschiedlichen Grenzwerten ist besonders aufwändig und
- es wird eine Gleichspannungsmessung mit sehr hoher Dynamik erforderlich, da alleine aufgrund des unterschiedlichen Grenzwertes im Frequenzbereich 1 MHz bis 10 MHz schon ein Faktor 100 in der Dynamik der Gleichspannungsmessung benötigt wird.

Wird hingegen ein Sensor mit einem Amplitudenfrequenzgang, der umgekehrt proportional zum Grenzwert verläuft, realisiert, ist

- keine Frequenzinformation zur Auswertung nötig,
- eine Exposition bei verschiedenen Frequenzen wird normgerecht bewertet und
- es fällt kein Bedarf an Dynamik aufgrund des frequenzabhängigen Grenzwertes an.

In Kapitel 3.1 werden messtechnische und numerische Analysemethoden für den Einfluss des Widerstandsbelages auf den Amplitudenfrequenzgang verglichen. Es stellt sich heraus, dass mittels numerischer Berechnungen effektivere und genauere Analysen durchgeführt werden können. In den Kapiteln 3.2 und 3.3 wird exemplarisch an einem Dipol der prinzipielle Einfluss verschiedener resistiver Beläge auf den Amplitudenfrequenzgang berechnet und anhand der physikalischen Vorgänge verallgemeinert, sodass in Kapitel 4 auf dieser Grundlage eine Strategie zur Ermittlung eines speziellen Widerstandsbelages, der einen gewünschten Amplitudenfrequenzgang approximiert, vorgestellt werden kann.

3.1 Auswahl der Analysemethode

Zur Analyse des Einflusses eines resistiven Antennenbelages auf Amplitudenfrequenzgang werden insbesondere vergleichende Daten verschiedener Amplitudenfrequenzgänge benötigt. Die Amplitudenfrequenzgänge können sowohl numerisch als auch messtechnisch ermittelt werden. Eine numerische Modellierung auf Basis der Momententheorie ist Stand der Technik; bei Einhaltung der Modellierungsvorschriften sind nur geringe Fehler zu erwarten. Im Gegensatz hierzu erfordern messtechnische Antennenkalibrierungen in der Regel einen hohen technischen Aufwand und besondere Sorgfalt. Um den Unterschied zwischen numerischer Analyse und messtechnischer Auswertung darzulegen, werden im Folgenden mehrere Dipole numerisch analysiert und messtechnisch untersucht.

Numerische Analyse

Die numerische Analyse wurde auf Basis der MoM durchgeführt. Die realen Monopole, die aus SMD Widerständen gefertigt werden, werden durch runde Stäbe mit resistivem Belag und gleichem Umfang (4,2 mm) modelliert. Eine Berechnung dieses Typs mit der MoM ist Stand der Technik, bei Einhaltung der Modellierungsvorschriften des jeweiligen Programmpaketes sind daher genaue Ergebnisse zu erwarten.

Der Widerstandsbelag wird gemäß Tabelle 4 modelliert. Der Widerstand R_g (siehe Abbildung 7) wird vernachlässigt ($R_g \rightarrow \infty$). Die Kapazität der Detektordioden wird durch Vergleich der Empfindlichkeit im mittleren Frequenzbereich, die bei konstanter Antennenlänge hauptsächlich durch den Spannungsteiler aus Antennenkapazität und Gesamtkapazität der Diode bestimmt wird, mit numerischen Werten berechnet. Ein Vergleich mit analytisch ermittelten Werten ist an dieser Stelle ebenfalls möglich.

Kalibrierverfahren für Antennen mittels einer GTEM-Zelle

Im Folgenden wird ein besonders genaues Kalibrierverfahren für kurze Antennen beschrieben, das [PGM 99] entnommen wurde. Das Verfahren besteht darin, dass

der Freiraum-Antennenfaktor eines Referenzdipols numerisch ermittelt wird. Anschließend wird eine GTEM-Zelle mit einem entsprechenden Monopol kalibriert. Die Grenzen dieses Verfahrens liegen insbesondere in der Näherung des Antennenfaktors innerhalb der GTEM-Zelle durch den Freiraum-Antennenfaktor. In [PGM 99] wird der Freiraum-Antennenfaktor dem Antennenfaktor innerhalb einer GTEM-Zelle gegenübergestellt. In dem Frequenzbereich 10 MHz bis 1 GHz lag die Abweichung zwischen beiden Verfahren bei weniger als 1 dB. Dabei wurde ein 30-mm-Monopol mit 50-Ω-Last und einem Durchmesser von 3 mm betrachtet. Die Kalibrierung wurde in einer GTEM-Zelle mit 250 mm Septumhöhe durchgeführt. Der Freiraum-Antennenfaktor AF dieses Monopols wird nach [PGM 99] bis 1 GHz rechnerisch durch

$$AF = 272,28 \frac{\text{GHz}}{\text{m}} \frac{1}{f} - 54,33 \frac{1}{\text{GHz} \cdot \text{m}} \cdot f + 4,11 \frac{1}{\text{GHz}^3 \cdot \text{m}} \cdot f^3 \quad (28)$$

beschrieben. Der Referenzmonopol (Abbildung 12) wird in einem Kalibrier Aufbau nach Abbildung 13 verwendet.

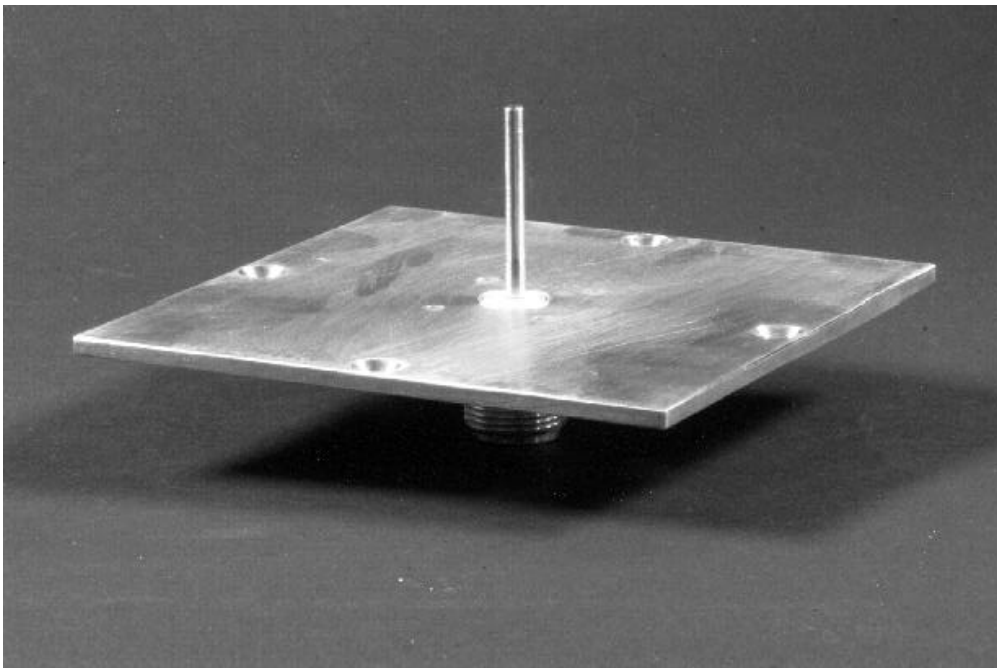


Abbildung 12: Referenzmonopol (Länge: 30,0 mm, Durchmesser: 3,0 mm) auf Durchführungsplatte (100,0 × 100,0 mm²)

Die Ausgangsleistung des Signalgenerators wird verstärkt und in die GTEM-Zelle eingespeist. Im Idealfall wird dort eine TEM-Welle generiert und je nach Frequenz vom Widerstandselement am Ende des Septums oder den Hybridabsorbern in

thermische Energie umgewandelt. In einer realen GTEM-Zelle entstehen neben der TEM-Welle ebenfalls höheren Moden und Reflexionen an dem Abschlusswiderstand und den Absorbern. Diese werden in der Kalibrierung, die den bekannten Antennenfaktor des Monopols und die Spannung am Messempfänger verwendet, berücksichtigt.

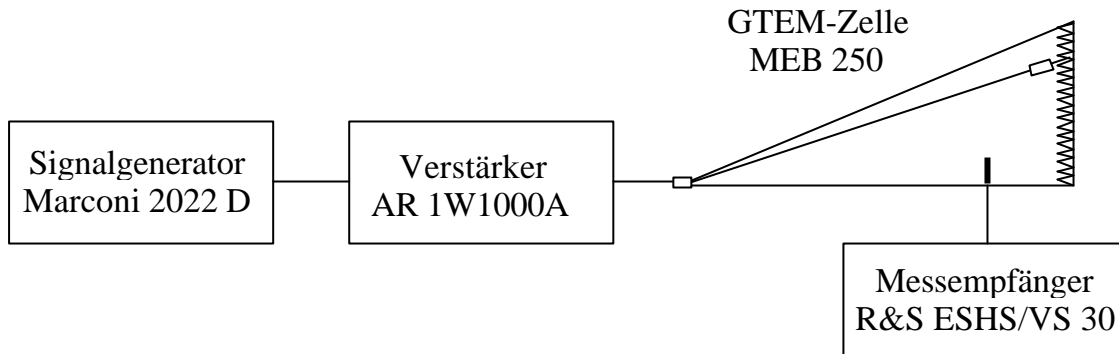


Abbildung 13: Aufbau zur Kalibrierung der GTEM-Zelle

Nachdem die Kalibrierkurve für die elektrische Feldstärke in Abhängigkeit vom Ausgangspegel des Signalgenerators aufgenommen wurde, werden nun drei Monopole mit resistivem Belag, von denen einer exemplarisch in Abbildung 14 dargestellt ist, nacheinander in dem Messaufbau in Abbildung 15 eingesetzt.

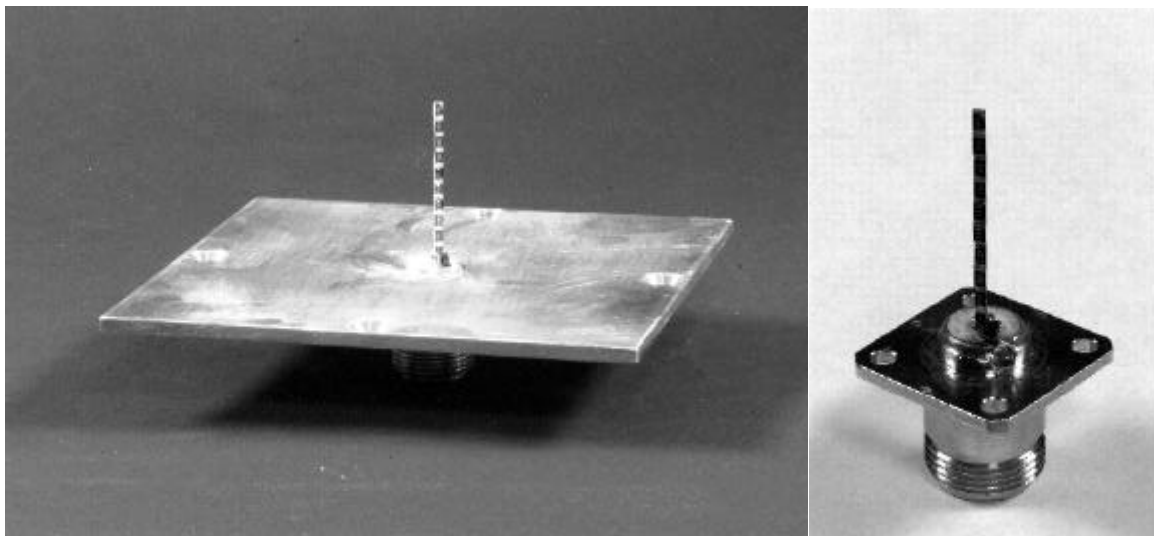


Abbildung 14: Monopol mit resistivem Belag

Zwischen den Fußpunkten der Monopole und Masse befindet sich je eine Schottky-Diode BAS 70-04 in einem SOT23-Gehäuse mit einer spezifizierten maximalen Kapazität von 2 pF. Eine induzierte Spannung über der Diode führt zu einer Gleichspannung zwischen Antennenfußpunkt und Masse. Diese Gleichspannung wird

über einen 10-M Ω -Widerstand auf den Innenleiter des Koaxialkabels und von dort zum Gleichspannungsmessgerät geführt, das ebenfalls einen 10-M Ω -Innenwiderstand aufweist, sodass die halbe Gleichspannung des Detektors gemessen wird. Der 10-M Ω -Serienwiderstand vor dem Innenleiter des Koaxialkabels dient zur RF-Entkopplung.

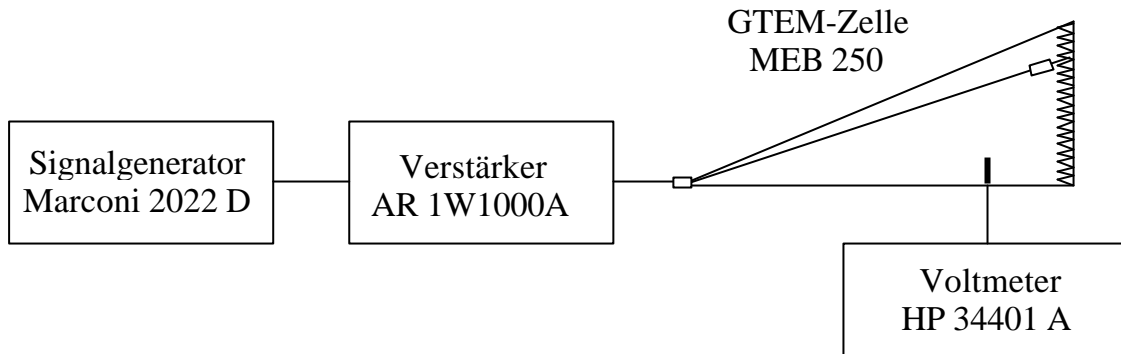


Abbildung 15: Messausbau zur Bestimmung des Antennenfaktors der resistiven Monopole

Vergleich der Messwerte mit den berechneten Werten

In Abbildung 16 werden die berechneten induzierten Spannungen U_i über dem Detektor den messtechnisch ermittelten Werten gegenübergestellt. Die induzierten Spannungen wurden nicht direkt gemessen, sondern aus den messtechnisch ermittelten Gleichspannungen mittels Gleichung (15) berechnet und auf die elektrische Feldstärke $E = 1$ V/m normiert. Es werden die Widerstandsprofile nach Tabelle 4 verwendet, wobei der jeweils erste Wert das Widerstandselement am Fußpunkt des Monopols und 0Ω einen vernachlässigbaren Widerstand beschreiben:

$3 \times 4,7 \text{ k}\Omega$:

0 Ω	0 Ω	0 Ω	4,7 k Ω	4,7 k Ω	4,7 k Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω
------------	------------	------------	----------------	----------------	----------------	------------	------------	------------	------------

$10 \times 470 \Omega$:

470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω	470 Ω
--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------	--------------

$1 \times 1 \text{ k}\Omega$:

0 Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω	1 k Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω	0 Ω
------------	------------	------------	------------	--------------	------------	------------	------------	------------	------------

Tabelle 4: Widerstandsprofile der drei Monopolantennen

Die Antennen wurden mit SMD-Widerständen der Bauform 1206 (Länge ca. 3,2 mm) realisiert. Damit ergibt sich eine Gesamtlänge der Monopolantennen von jeweils ca. 32 mm. Das Ergebnis der Kalibrierungen wird in Abbildung 16 Amplitudenfrequenzgängen, die numerisch basierend auf der Momententheorie ermittelt wurden, gegenübergestellt. Die induzierte Spannung U_i am Detektor wird nicht direkt gemessen, sondern aus der gemessenen Gleichspannung, unter Berücksichtigung des Spannungsteilers zwischen Entkopplungswiderstand und Innenwiderstand des Voltmeters, gemäß Gleichung (15) umgerechnet. Bei der Umrechnung der Gleichspannung bei der Kalibrierfeldstärke auf die Gleichspannung bei einer elektrischen Feldstärke $E = 1 \text{ V/m}$ wird ebenfalls die quadratische Beziehung zwischen induzierter Spannung U_i und detektierter Gleichspannung U_{gl} angesetzt.

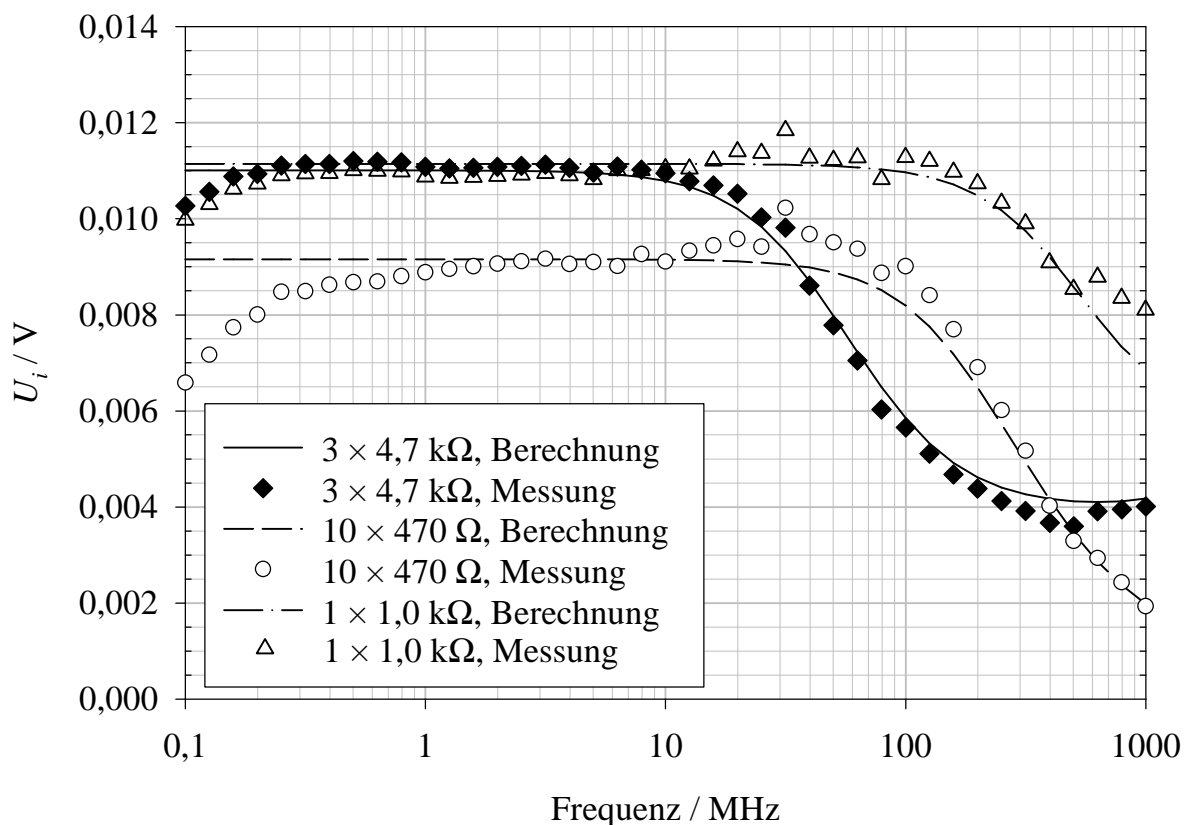


Abbildung 16: Amplitudenfrequenzgang

Die gemessenen Amplitudenfrequenzgänge folgen den berechneten Amplitudenfrequenzgängen für Frequenzen $f > 1 \text{ MHz}$. Offensichtlich werden die physikalischen

Vorgänge in der numerischen Berechnung für Frequenzen $f > 1$ MHz korrekt modelliert. Im tieferen Frequenzbereich werden die Dioden unterhalb ihrer unteren Grenzfrequenz betrieben. Dieser Effekt wird in der Berechnung nicht modelliert.

Abweichungen sind insbesondere bei allen drei Sensoren bei den Frequenzen 31,6 MHz, 79,4 MHz, 398,1 MHz und 501,2 MHz zu beobachten. Dies lässt auf einen systematischen Fehler bei der Kalibrierung schließen. Der gemessene Amplitudenfrequenzgang des Monopols mit dem Widerstandsbelag $1 \times 1 \text{ k}\Omega$ weist eine leicht erhöhte Eckfrequenz gegenüber dem berechneten Amplitudenfrequenzgang auf, während die Eckfrequenzen für die beiden anderen Monopole gut übereinstimmen. Eine Fehlerdiskussion der Messungen und Modellierungen erfolgt nicht, da an dieser Stelle lediglich gezeigt werden soll, dass die für reale Antennen auftretenden Effekte prinzipiell modelliert werden können.

Die Amplitudenfrequenzgänge können also prinzipiell sowohl messtechnisch als auch numerisch ermittelt werden. Berechnete Amplitudenfrequenzgänge sind für dieses Kapitel jedoch deutlich aussagekräftiger, da insbesondere die Veränderung eines Parameters nicht durch eine von Fertigungstoleranzen begrenzte Reproduzierbarkeit überlagert wird. In diesem Kapitel werden daher die Analysen anhand von numerischen Berechnungen vorgenommen. Dabei werden ein bis zwei Parameter variiert, während für die restlichen Parameter typische Werte gewählt werden. Die prinzipielle Wirkung auf den Amplitudenfrequenzgang wird beschrieben und die verschiedenen auftretenden Phänomene und ihre Wirkmechanismen dargestellt. Aus der Wirkung der einzelnen Parameter kann auf eine Strategie geschlossen werden, um einen gewünschten Amplitudenfrequenzgang zu approximieren.

3.2 Einfluss des Betrages des Widerstandes

Es existieren verschiedene Methoden mit denen die Parameter von Antennen optimiert werden können. Insbesondere sei hier auf genetische Algorithmen verwiesen. Anwendungen genetischer Algorithmen zur Optimierung von Antennen werden z.B. in [BBM 96], [ARV 99] und [JoR 99] beschrieben. Ziel dieser Arbeit ist es jedoch nicht, ein weiteres Mal die Anwendbarkeit dieser Methoden zu untersuchen, sondern prinzipiell die physikalischen Vorgänge verständlich zu machen, welche durch Änderungen am Widerstandsbelag bewirkt werden. Da in der Praxis Fertigungstoleranzen – veränderte geometrischen Abmessungen, Bauteiltoleranzen, insbesondere der Diodenkapazität – und Messungenauigkeiten den Wert messtechnischer Untersuchungen auf diesem Gebiet herabsetzen, ist der Aufwand, Ergebnisse bei der Optimierung eines Widerstandsbelages messtechnisch zu ermitteln, nicht gerechtfertigt. Dies wurde an drei Monopolen mit resistivem Belag im vorhergehenden Kapitel durch Vergleich von numerischen Berechnungen mit Messungen besonders hoher Genauigkeit gezeigt. Es ist daher zweckmäßig, die Untersuchungen numerisch durchzuführen. Insbesondere bei Untersuchungen, die die Auswirkung der Veränderung eines Parameters analysieren, ist durch numerische Untersuchungen eine deutlich größere Aussagekraft zu erwarten.

Im diesem Unterkapitel wird die prinzipielle Abhängigkeit des Amplitudenfrequenzganges vom Wert eines Widerstandes auf den Dipolhälften untersucht. Dabei wird der Widerstand im Wertebereich von 0Ω (kein Widerstand) bis $16 \text{ k}\Omega$ variiert. Die Berechnung wird für einen $4,8 \text{ mm}$ langen Dipol mit einem Umfang von $400 \mu\text{m}$ im Vakuum und einer Lastkapazität von $C_g = 200 \text{ fF}$ (Abbildung 7) durchgeführt. Der Widerstandsbelag befindet sich auf dem mittleren Drittel jeder Dipolhälfte. Das prinzipielle Verhalten ist in Anwesenheit eines dielektrischen Trägermaterials gleich, jedoch werden insbesondere die Eckfrequenzen verschoben.

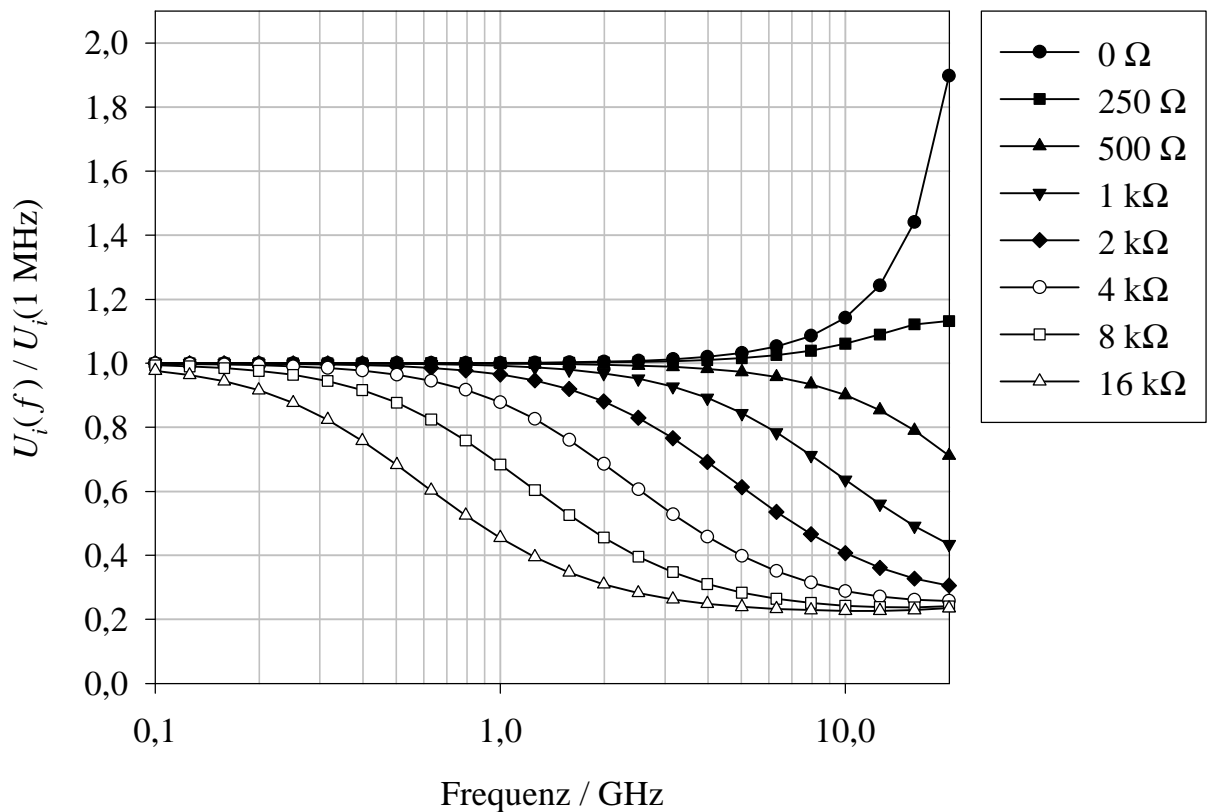


Abbildung 17: Einfluss eines Widerstandeselementes im mittleren Drittel der Dipolhälften

Die Kurve mit dem Parameter $R = 0 \text{ k}\Omega$ (ideal leitfähige Antenne) zeigt den prinzipiellen Verlauf des Amplitudenfrequenzganges für einen Dipol ohne Widerstandsbelag, der mit einem Kondensator belastet wird. Dieser wurde bereits in Kapitel 2.3 dargestellt, der Kondensator wurde dabei um einen Parallelwiderstand von $R_g = 72 \text{ k}\Omega$ ergänzt und hat den Detektor repräsentiert. An dieser Stelle kann der Parallelwiderstand vernachlässigt werden, da der Widerstandsbelag zur Formung des Amplitudenfrequenzganges im höheren Frequenzbereich verwendet wird und der Parallelwiderstand des Detektors, der zur Formung des Amplitudenfrequenzganges im niedrigen Frequenzbereich verwendet wird, bei höheren Frequenzen vernachlässigt werden kann. Dieses Verhalten lässt sich aus dem vereinfachten Ersatzschaltbild in Abbildung 7 ableiten. Es zeigt sich in Abbildung 17, dass der Einfluss sowohl für höhere Frequenzen als auch für einen größeren Widerstand zunimmt. Dies wird verständlich, wenn man das Ersatzschaltbild in Abbildung 7 betrachtet und den Einfluss des Widerstandes R auf

dem Dipol auf den Innenwiderstand R_a sieht. Der Innenwiderstand R_a nimmt solange mit zunehmendem R linear zu, solange die Stromverteilung auf dem Dipol nicht durch den Widerstandsbelag verändert wird. Um diesen Effekt zu erläutern, wird in Abbildung 18 die Stromverteilung des untersuchten Dipols für $R = 16 \text{ k}\Omega$ bei verschiedenen Frequenzen im Bereich von 1 MHz bis 20 GHz dargestellt. Es zeigt sich für Frequenzen bis ca. $f = 1 \text{ GHz}$ nur ein vernachlässigbarer Einfluss auf die Stromverteilung. Bereits bei der Frequenz $f = 3 \text{ GHz}$ findet bereits eine deutliche Reduzierung des Stromes in Bereich des Widerstandsbelages statt, die sich bei den Frequenzen 10 GHz und 20 GHz noch ausgeprägter zeigt. Aufgrund der Rückwirkung des Widerstandsbelages auf die Stromverteilung besteht nicht mehr der einfache lineare Zusammenhang zwischen dem Widerstand R und dem Innenwiderstand R_a des Dipols. In grober Näherung besteht für hohe Frequenzen eine Entkopplung durch den Widerstand, sodass die Antenne sich ähnlich einer verkürzten Antenne verhält. Dies geschieht aufgrund der Reziprozität auch im Sendefall, der für die erste Resonanzfrequenz des Dipols ohne Widerstandsbelag in Abbildung 20 dargestellt wird. Bei dieser Betrachtungsweise wird jedoch insbesondere vernachlässigt, dass zum einen eine feldgebundene Kopplung zwischen den Enden und der Mitte des Dipols besteht und zum anderen der Strom zu Beginn des Widerstandsbelages auch für hohe Frequenzen relativ hohe Werte annimmt. Dieses Phänomen wird bei der Untersuchung der Position des Widerstandes auf den Frequenzgang erläutert. Zusammenfassend lässt sich daher sagen, dass für mittlere Frequenzen – oberhalb der unteren Grenzfrequenz des Dipols mit Detektor und unterhalb der Frequenz, ab der der Widerstandsbelag die Strombelegung beeinflusst – der Widerstandsbelag durch eine frequenzunabhängige Erhöhung von R_a in Abbildung 7 beschrieben werden kann. Im höheren Frequenzbereich kann die Wirkung des Widerstandsbelages durch eine Verkürzung des Dipols grob veranschaulicht werden.

Eine Veränderung der Stromverteilung kann eine Veränderung des Strahlungsdiagramms bewirken. Dies kann auch aus Abbildung 18, in der die Veränderung der Stromverteilung auf dem bereits beschriebenen Dipol für verschiedene Frequenzen im Bereich von 1 MHz bis 20 GHz dargestellt wird, abgeleitet werden.

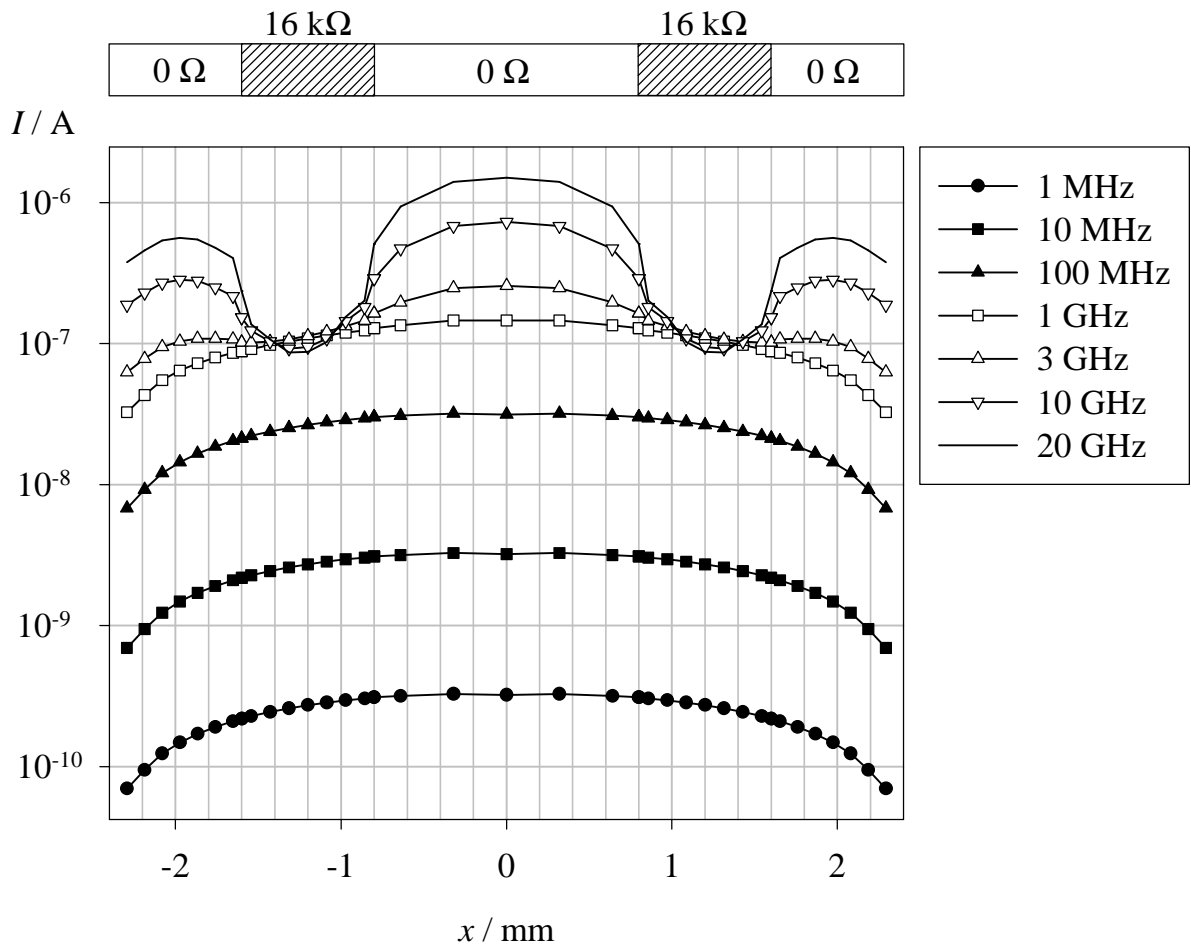


Abbildung 18: Stromverteilungen für verschiedene Frequenzen, Widerstandsbelag 16 kW im mittleren Drittel der Dipolhälften⁷

Für die Frequenzen 1 MHz, 10 MHz und 100 MHz ist ein Anstieg des Stromes von 20 dB pro Frequenzdekade zu beobachten. Dieses Verhalten wird durch das Ersatzschaltbild in Abbildung 7 bei konstanter Spannung $U_{0,i}$ für den Strom im Mittelpunkt der Antenne oberhalb der unteren Grenzfrequenz vorhergesagt. Für Frequenzen oberhalb von 1 GHz ist eine deutlich Beeinflussung der Stromverteilung durch den Widerstandsbelag zu beobachten. Die stärkste Verformung der Stromverteilung liegt bei der Frequenz $f = 20$ GHz vor. In Abbildung 19 wird deshalb das Strahlungsdiagramm bei $f = 20$ GHz dargestellt.

⁷ Der Strom an den Enden betrug exakt 0 A. Dieser Wert kann in logarithmisch skalierten Diagrammen nicht dargestellt werden.

Vorher ist jedoch die Plausibilität der numerischen Berechnung in folgendem Punkt zu überprüfen. Der Leitungsstrom ist bei den Frequenzen 10 GHz und 20 GHz in der Mitte der Widerstände geringer als bei der Frequenz $f = 1$ GHz. In den metallisch leitfähigen Bereichen des Dipols nimmt im Gegensatz hierzu der Betrag des Leitungsstromes mit steigender Frequenz bis zur ersten Resonanz zu. Eine einfache Anschauung würde daher erwarten lassen, dass der Leitungsstrom in den Widerständen ein ähnliches Verhalten aufweist. Es stellt sich daher die Frage, ob hier eine Verfeinerung des numerischen Modells erforderlich ist. Es wird daher folgende Überlegung angestellt:

Aufgrund des Stromflusses durch das Widerstandselement liegt parallel zum Widerstandselement eine tangentielle elektrische Feldstärke an, die zu einer Verschiebungsflussdichte \vec{D} führt. Für den Zusammenhang zwischen der Verschiebungsflussdichte \vec{D} und der Verschiebungsstromdichte \vec{J}_V in dem umgebenden Medium gilt:

$$\vec{J}_V = \frac{\nabla \vec{D}}{\nabla t}, \quad (29)$$

Bei gleichem Betrag der Verschiebungsflussdichte \vec{D} ist also die Verschiebungsstromdichte für die Frequenzen 10 GHz bzw. 20 GHz um den Faktor 10 bzw. 20 höher als bei der Frequenz 1 GHz. Diese Überlegung kann so interpretiert werden, dass der Widerstandsbelag zu einem erhöhten Verschiebungsstrom führt. Dieser Effekt ist ähnlich dem, den ein diskreter Kondensator, der parallel zu einem Widerstand geschaltet wird, in einem Netzwerk hervorrufen würde. Für den vorliegenden Dipol ist es jedoch erforderlich, die Interpretation anhand der Feldgrößen direkt vorzunehmen, da das Integral über die elektrische Feldstärke nicht wegunabhängig ist. Die einfache Anschauung ist um den Verschiebungsstrom zu erweitern, die Plausibilität der numerischen Berechnung ist gegeben.

Es bleibt daher nun zu prüfen, wie das Strahlungsdiagramm – und damit die Isotropieabweichung des Gesamtsystems – durch den Widerstandsbelag beeinflusst wird. Abbildung 18 motiviert, hierfür die höchste Frequenz zu verwenden. Das Strahlungsdiagramm des x -gerichteten Dipols mit Widerstandsbelag wird dem idealen Strahlungsdiagramm eines elektrisch kurzen Dipols sowie dem realen

Einfluss des Betrages des Widerstandes

Strahlungsdiagramm eines metallisch leitfähigen Dipols in einem Polardiagramm in Abbildung 19 gegenübergestellt.

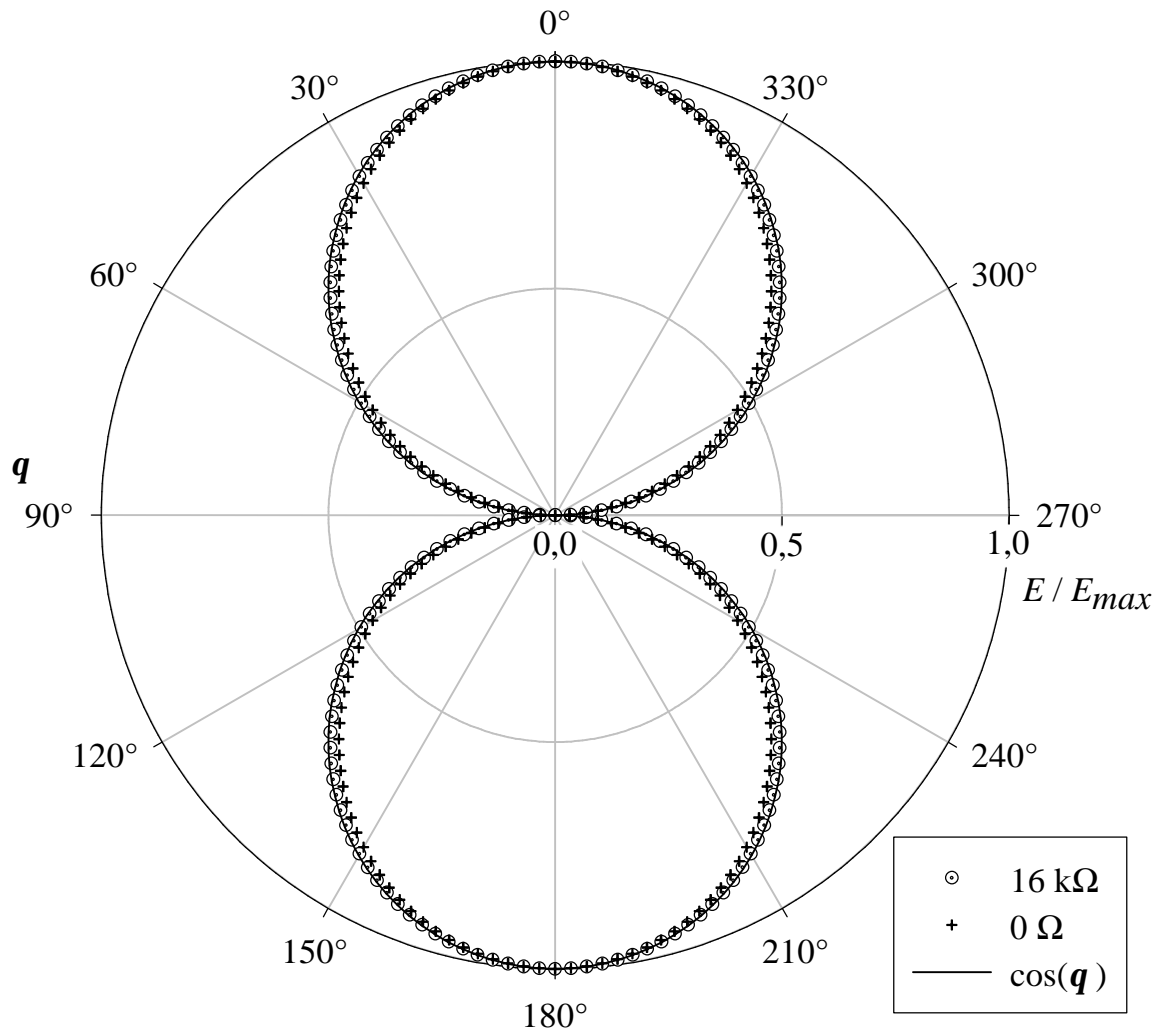


Abbildung 19: Strahlungsdiagramm mit und ohne Widerstandsbelag im Vergleich zu dem idealen Strahlungsdiagramm, Frequenz $f = 20 \text{ GHz}$, Dipol in x -Richtung

Es ist die Amplitude des elektrischen Fernfeldes, normiert auf die maximale elektrische Feldstärke, die sich in der Hauptstrahlrichtung in dem Winkel $q = 0^\circ$ befindet, über dem Winkel q zur z -Achse dargestellt.

In Kapitel 2.4 wurde ein Strahlungsdiagramm vom Typ

$$\frac{E}{E_{max}} = \cos(\mathbf{q}) \quad (30)$$

zur Konstruktion einer isotropen Anordnung vorausgesetzt. Es zeigt sich für den untersuchten Dipol eine Reduzierung des Öffnungswinkels und damit verbunden eine Steigerung des Antennengewinnes sowohl für den Dipol mit dem Widerstandsbelag $R = 16 \text{ k}\Omega$ als auch für den metallisch leitfähigen Dipol ($R = 0 \Omega$). Diese Strahlungsdiagramme verursachen aufgrund der erhöhten Empfindlichkeit in Hauptstrahlrichtung eine Isotropieabweichung des Gesamtsystems. Es lässt sich dabei jedoch feststellen, dass dieser Effekt durch den Widerstandsbelag deutlich reduziert wird.

Eine Erklärung für diesen positive Nebeneffekt liefern die Stromverteilungen in Abbildung 20. Es wird wieder der metallische Dipol einem Dipol mit einem 16-k Ω -Widerstandsbelag gegenübergestellt. Die Länge der Dipole beträgt auch hier 4,8 mm. Um den Effekt zu verdeutlichen wird die Frequenz $f = 30 \text{ GHz}$ nahe der $I/2$ -Resonanz des metallischen Dipols gewählt, da hier eine besonders große Abweichung der Strahlungsdiagramme zu erwarten ist – ein elektrisch kurzer Dipol hat einen Richtfaktor von 1,5, ein $I/2$ -Dipol weist hingegen einen Richtfaktor von 1,64 auf. Aufgrund der Impedanzverhältnisse ist außerdem bei dieser Frequenz eine starke Veränderung der Stromverteilungen durch den Widerstandsbelag zu erwarten. Sowohl die Verformung des Strahlungsdiagramms als auch die Veränderung der Stromverteilung auf der Antenne durch den Widerstandsbelag ist bereits bei tieferen Frequenzen zu beobachten, diese Effekte treten dort jedoch in kleinerem Umfang auf.

Einfluss des Betrages des Widerstandes

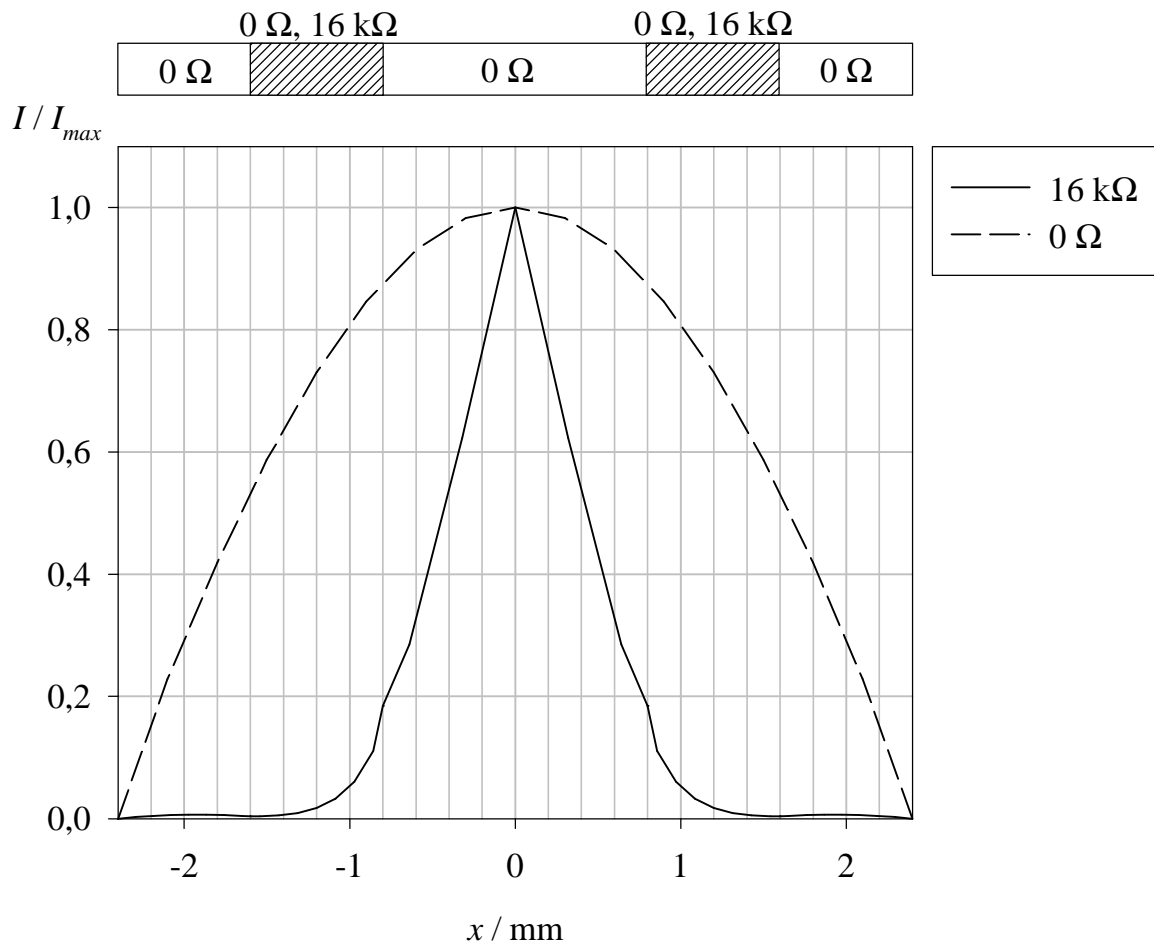


Abbildung 20: Stromverteilung auf einem 4,8 mm Dipol, mit und ohne Widerstandsbelag, Sendefall, Frequenz $f = 30$ GHz

Es ist die Stromverteilung auf den Sendedipolen mit und ohne Widerstandsbelag entlang der Dipolachse dargestellt. Die Ströme I werden auf den maximalen Strom I_{max} in der Mitte des Dipols normiert. Die Stromverteilung im Sendefall ohne Widerstandsbelag ist typisch für einen metallisch leitfähigen Dipol bei Frequenzen in der Nähe seiner $I/2$ -Resonanz. Es bilden sich näherungsweise Sinusteilbögen aus. Im Fernfelddiagramm führen diese zu einem reduzierten Öffnungswinkel und damit zu einem erhöhtem Gewinn gegenüber der elektrisch kurzen Antenne. Hiermit ergibt sich jedoch eine Strahlungscharakteristik, die von der erforderlichen Form, die in Gleichung (23) beschrieben wird, abweicht. Dadurch ergibt sich eine Anisotropie des Gesamtsystems. Anders sieht es bei der Antenne mit Widerstandsbelag aus. Es bildet sich eine für den elektrisch kurzen Dipol typische dreiecksförmige Stromverteilung aus, die auf dem Widerstandsbelag und den wiederum metallisch leitfähigen Enden des Dipols mit relativ kleinen Strömen

fortgesetzt wird. Durch den Widerstandsbelag findet daher näherungsweise eine Verkürzung statt. Für tiefe Frequenzen findet dieser Effekt ebenfalls statt, er ist jedoch deutlich weniger ausgeprägt.

Die Isotropieabweichung wird durch den Widerstandsbelag gegenüber einem Dipol ohne Widerstandsbelag für hohe Frequenzen verringert. Die Formung des Amplitudenfrequenzganges mit einem Widerstandsbelag weist daher gegenüber einer Realisierung mittels Filterbeschaltung nicht nur einen deutlich reduzierten Fertigungsaufwand, sondern auch eine reduzierte Isotropieabweichung auf.

3.3 Einfluss der Position des Widerstandes

In diesem Kapitel wird der Einfluss der Position eines Widerstandes untersucht. Exemplarisch wird der Amplitudengang für einen Dipol mit dem Umfang $400 \mu\text{m}$ und der Länge $4,8 \text{ mm}$ und einer Kapazität C_g (Abbildung 7) im Mittelpunkt, für die

$$C_g \gg C_a \quad (31)$$

gilt, dargestellt. Die Untersuchung wird für drei relevante Widerstandswerte an je zehn verschiedenen Positionen durchgeführt. Der Dipol wird in 21 Segmente gleicher Länge unterteilt. Im mittleren Segment befindet sich die Lastkapazität C_g , auf den restlichen 20 Segmenten wird die Position der zwei Widerstandsbahnen symmetrisch zur Mitte variiert, sodass sich zehn verschiedene Positionen ergeben. Die Anfangskoordinate d_a und die Endkoordinate d_e werden für die verschiedenen Positionen für eine Widerstandsbahn in Tabelle 5 angegeben. Die weitere Widerstandsbahn befindet sich mit der Anfangskoordinate $-d_a$ und der Endkoordinate $-d_e$ symmetrisch zur Mitte auf der anderen Seite des Dipols.

Position	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
d_a / mm	2,171	1,943	1,714	1,486	1,257	1,029	0,800	0,571	0,343	0,114
d_e / mm	2,400	2,171	1,943	1,714	1,486	1,257	1,029	0,800	0,571	0,343

Tabelle 5: Geometrische Daten der Widerstandsbeläge

Einfluss der Position des Widerstandes

In Abbildung 21 sind die Amplitudenfrequenzgänge, die sich bei Variation eines Widerstandes mit dem Betrag 250Ω auf den zehn Positionen ergeben, dargestellt. Die Spannung wird dabei auf die Spannung bei der Frequenz $f = 1 \text{ MHz}$ normiert, um die Auswertung zu vereinfachen.

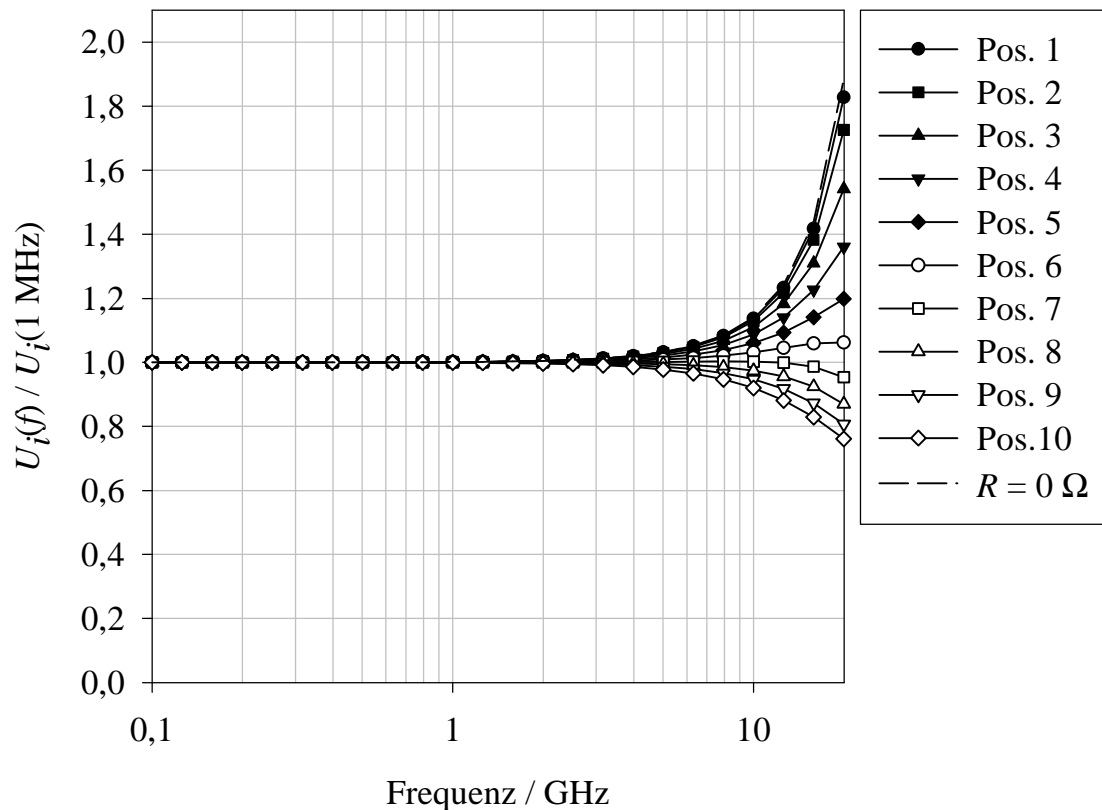


Abbildung 21: Einfluss der Position des Widerstandes, $R = 250 \Omega$

Im tiefen Frequenzbereich ergibt sich der typische flache Amplitudenfrequenzgang, der bereits in Kapitel 2.3 hergeleitet wurde. Für den metallisch leitfähigen Dipol ergibt sich für Frequenzen ab 2 GHz eine Steigerung der Empfindlichkeit, da sich die Frequenz der ersten Resonanzfrequenz des Dipols nähert. Ein deutlicher Einfluss der Widerstandselemente ist ebenfalls ab einer Frequenz von 2 GHz zu beobachten. Der Einfluss nimmt mit zunehmender Frequenz zu. Dies ist mit dem Ersatzschaltbild in Abbildung 7 zu erklären. Der Innenwiderstand R_a der Antenne führt erst für hohe Frequenzen zu einer reduzierten Spannung an der Gesamtkapazität C_g und damit am Detektor.

Bemerkenswert ist, dass sich offensichtlich ein in guter Näherung flacher Amplitudenfrequenzgang durch eine einfache Widerstandsbahn mit dem Wert

$R = 250 \Omega$ auf Position 6 oder 7 erreichen lässt. [KaD 87] hat ein bestimmtes Widerstandsprofil auf dem gesamten Dipol entwickelt, mit dem sich dies erreichen lässt. Offensichtlich existieren jedoch hierfür auch weitere Lösungen, die fertigungstechnische Vorteile ausweisen können.

Durch Verschiebung der Widerstandselemente von den Enden zur Mitte hin ergibt sich eine Reduzierung der Empfindlichkeit des Sensors für höhere Frequenzen. Um dieses Verhalten zu erklären, wird in Abbildung 22 eine typische Stromverteilung auf einen elektrisch kurzen Dipol mit Kurzschluss in der Mitte, im Empfangsfall, dargestellt. Diese Stromverteilung ist auch für andere elektrisch kurze Dipole mit nicht zu großem Widerstandsbelag repräsentativ, sodass sie zur Erklärung herangezogen werden kann. Der konkrete Dipol wird bei der Frequenz $f = 10 \text{ MHz}$ für eine senkrecht zum Dipol einfallende ebene Welle im Vakuum berechnet. Die Polarisation der ungestörten Welle verläuft parallel zum Dipol. Die Abmessungen des Dipols sind 4,8 mm Länge und 400 μm Umfang. Die Stromverteilung wird auf den Maximalwert, der in der Mitte des Dipols auftritt, normiert.

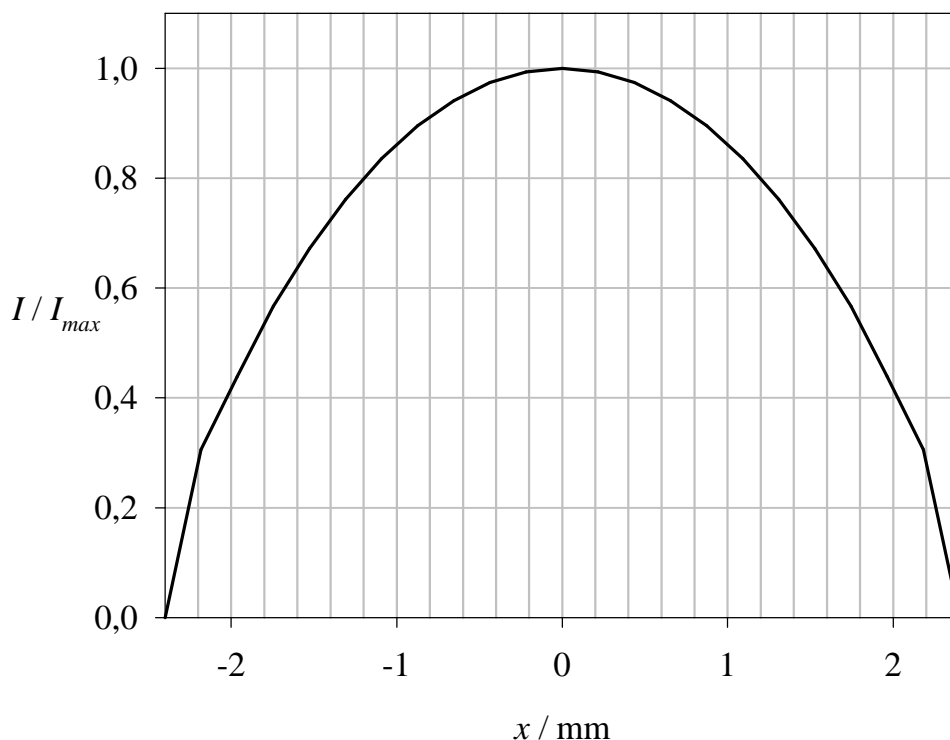


Abbildung 22: Stromverteilung auf einem elektrisch kurzen Dipol im Empfangsfall, Kurzschluss

Einfluss der Position des Widerstandes

Der Stromfluss verschwindet an den Enden des Dipols und nimmt zur Mitte hin zu, bis in der Mitte – bei waagerechter Tangente – das Maximum angenommen wird. Dieses Verhalten unterscheidet sich deutlich vom Sendefall, der in Abbildung 20 behandelt wird, bei dem näherungsweise eine dreiecksförmige Stromverteilung vorliegt.

Der Stromfluss durch das Widerstandselement ruft im Empfangsfall eine tangentielle elektrische Feldstärke hervor, die der Einkopplung der einfallenden ebenen Welle in die Antenne entgegenwirkt. Eine Verschiebung der Widerstände von den Enden zur Mitte des Dipols hin bewirkt nun, dass der Strom durch den Widerstand zunimmt und daher auch die tangentielle elektrische Feldstärke steigt. Hierdurch wird der Strom in der Mitte des Dipols reduziert. Auf einen Dipol mit Detektor angewandt, ergibt sich damit eine reduzierte Empfangsspannung.

Für hinreichend große Widerstandswerte findet bei hohen Frequenzen außerdem eine Änderung der Stromverteilung statt. Dieser Effekt wurde bereits in Kapitel 3.2 untersucht. Näherungsweise wirkt sich dieser Effekt wie eine Verkürzung des Dipols für entsprechend hohe Frequenzen aus.

Diese Betrachtungen gelten allerdings nur für Frequenzen unterhalb der ersten Resonanz des metallischen Dipols gleicher Länge. Für höhere Frequenzen kann ein verkürzter Dipol eine geringere Innenimpedanz als ein längerer Dipol aufweisen. In diesem Fall kann der Widerstandsbelag sogar zu einer größeren Empfindlichkeit führen. Aus praktischen Gründen ist dieser Fall allerdings für dosimetrische Anwendungen problematisch. Eine Formung des Amplitudenfrequenzganges ist für Frequenzen oberhalb der ersten Resonanz des metallischen Dipols zwar prinzipiell möglich, stößt jedoch unter praktischen Gesichtspunkten auf deutliche Grenzen. Zum einen erlaubt die räumliche Ausdehnung des Detektors Widerstandsbahnen nur ab einem bestimmten Abstand von der Mitte des Dipols aus, zum anderen gelten für

den Widerstandsbelag bestimmte Forderungen aus fertigungstechnischer Sicht, z. B. Mindestlängen oder zulässige Fertigungstoleranzen.

In Abbildung 21 wird der Einfluss der Position des Widerstandes für einen kleinen Widerstand, der sich erst bei höheren Frequenzen bemerkbar macht, berechnet. Offensichtlich lässt sich hiermit allein nicht der gewünschte Amplitudengang einstellen. In den folgenden zwei Abbildungen wird daher der Einfluss für zwei höhere Widerstandswerte bei sonst gleichbleibenden Dipolen dargestellt. In Abbildung 23 beträgt der Widerstandswert $R = 1 \text{ k}\Omega$ und in Abbildung 24 $R = 4 \text{ k}\Omega$.

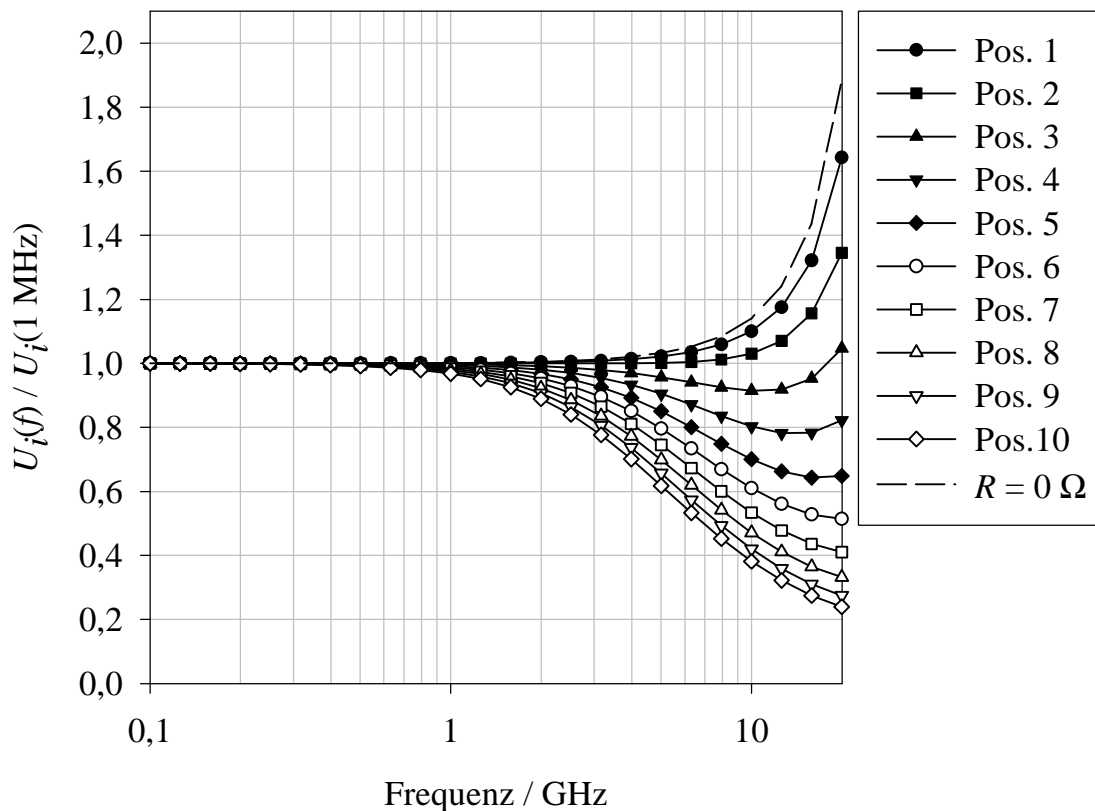


Abbildung 23: Einfluss der Position des Widerstandes, $R = 1 \text{ kW}$

Einfluss der Position des Widerstandes

Der Einfluss der Position des Widerstandes auf den Amplitudenfrequenzgang ist für die Positionen 1 und 2, also für Widerstandsbahnen in der Nähe der Enden des Dipols, ähnlich zu dem Verhalten für den deutlich kleineren Widerstandswert in Abbildung 21. Für die Positionen 3, 4 und 5 zeigt sich jedoch nach einem ersten Abfall des Amplitudenfrequenzganges mit der Frequenz ein erneutes Ansteigen der Empfindlichkeit, das sich in den Positionen 6 - 10 noch in einem reduzierten Abfall des Amplitudenfrequenzganges für höhere Frequenzen bemerkbar macht.

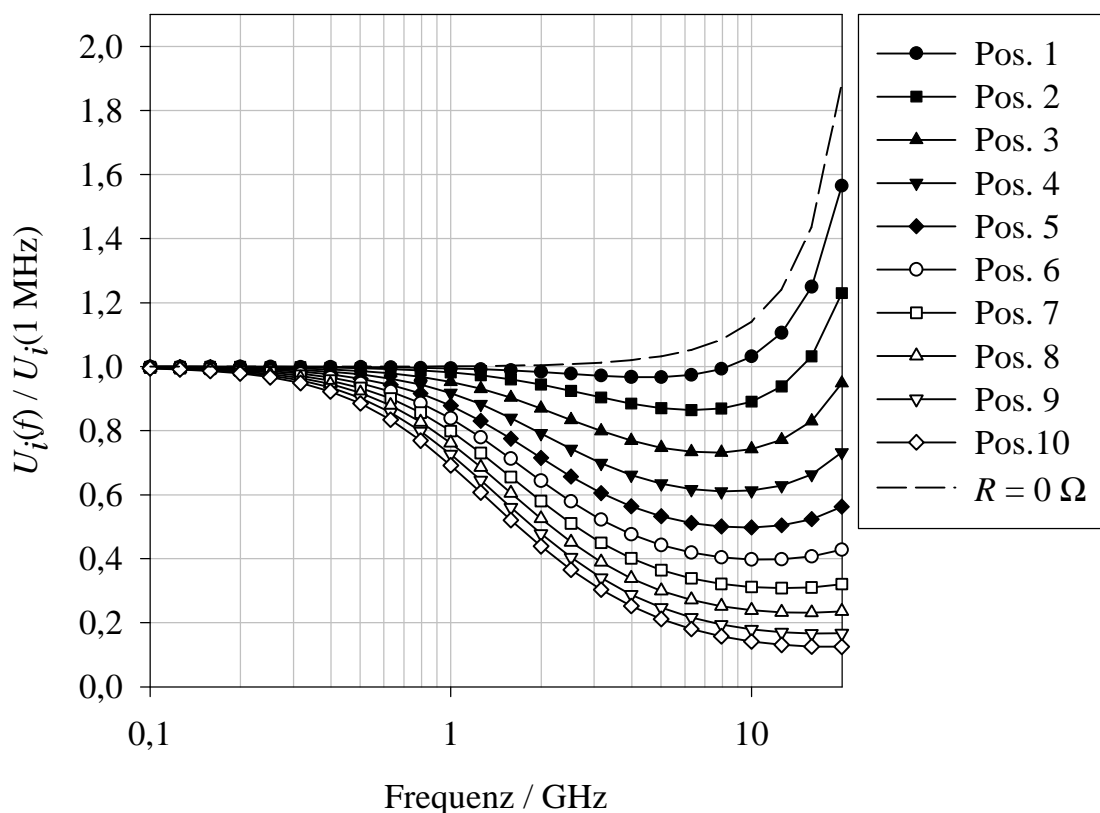


Abbildung 24: Einfluss der Position des Widerstandes, $R = 4 \text{ kW}$

Da der Abschluss rein kapazitiv ist, bedeutet eine mit der Frequenz ansteigende Spannung, dass der Strom überproportional zur Frequenz steigt. Dieses Verhalten ist mit einem elektrisch kurzen Dipol nicht zu erklären. Selbst bei einer vollständigen Entkopplung durch den Widerstand, d. h. einer Verkürzung des Dipols, kommt bei diesen Frequenzen jedoch der verkürzte Dipol ebenfalls in die

Nähe seiner Resonanzfrequenz, sodass der Strom tatsächlich überproportional zur Frequenz ansteigt. Diese Aussage wird dadurch bestätigt, dass der Effekt des erneuten Anstiegs der Empfindlichkeit für Widerstandsbahnen geringer wird, die sich dichter an der Dipolmitte befinden, also den Dipol stärker verkürzen und so die zugehörige erste Resonanzfrequenz erhöhen.

4 Entwurf eines resistiven Antennenbelages

In diesem Kapitel wird basierend auf den Ergebnissen aus Kapitel 3 ein Verfahren vorgestellt, mit dem ein resistiver Antennenbelag entwickelt werden kann, durch den ein Soll-Amplitudenfrequenzgang näherungsweise realisiert wird. Nach der Darstellung der generellen Vorgehensweise folgt eine Beschreibung der Strategie bei der Änderung des resistiven Belages.

4.1 Generelle Vorgehensweise

Als Freiheitsgrade bei der Wahl der Dimensionierung des Widerstandsbelages stehen die Position und der Betrag der Widerstandselemente zur Verfügung. In dem vorangegangenen Kapitel wurden die Beeinflussungsmechanismen dieser Möglichkeiten auf den Amplitudenfrequenzgang aufgezeigt. Mit diesem Wissen steht ein Werkzeug zur Verfügung, um den Amplitudenfrequenzgang zu formen. Eine Vorgehensweise hierfür wird in Abbildung 25 vorgeschlagen.

Im ersten Schritt ist ein Soll-Amplitudenfrequenzgang festzulegen, der z.B. umgekehrt proportional zum gesetzlichen Grenzwert verläuft. Im nächsten Schritt sind die geometrischen Abmessungen des Dipols vorzugeben. Hierbei sind neben der gewünschten Empfindlichkeit des Sensors auch die maximale Frequenz und fertigungstechnische Randbedingungen vorgegeben. Nun folgt die Erstellung eines numerischen Modells. Prinzipiell können für die Berechnung verschiedene numerische Verfahren verwendet werden, im Laufe der vorliegenden Arbeit stellte sich die Momentenmethode für die Berechnung der Sensoren als zweckmäßig heraus, da sich die Modelle unkompliziert und schnell erstellen lassen und die benötigte Rechenzeit relativ gering ist. Nach der numerischen Berechnung ist die Abweichung des berechneten Amplitudenfrequenzganges vom idealen Amplitudenfrequenzgang zu beurteilen. Dabei muss berücksichtigt werden, dass der Amplitudenfrequenzgang bei den Eckfrequenzen „abgerundet“ wird. Ist die Abweichung zu groß, wird der resistive Belag der Antenne verändert. Die Strategie hierfür wird in Kapitel 4.2 beschrieben. Wenn die Abweichung innerhalb der vorgegebenen Toleranz ist, wird der Sensor gefertigt und der Amplituden

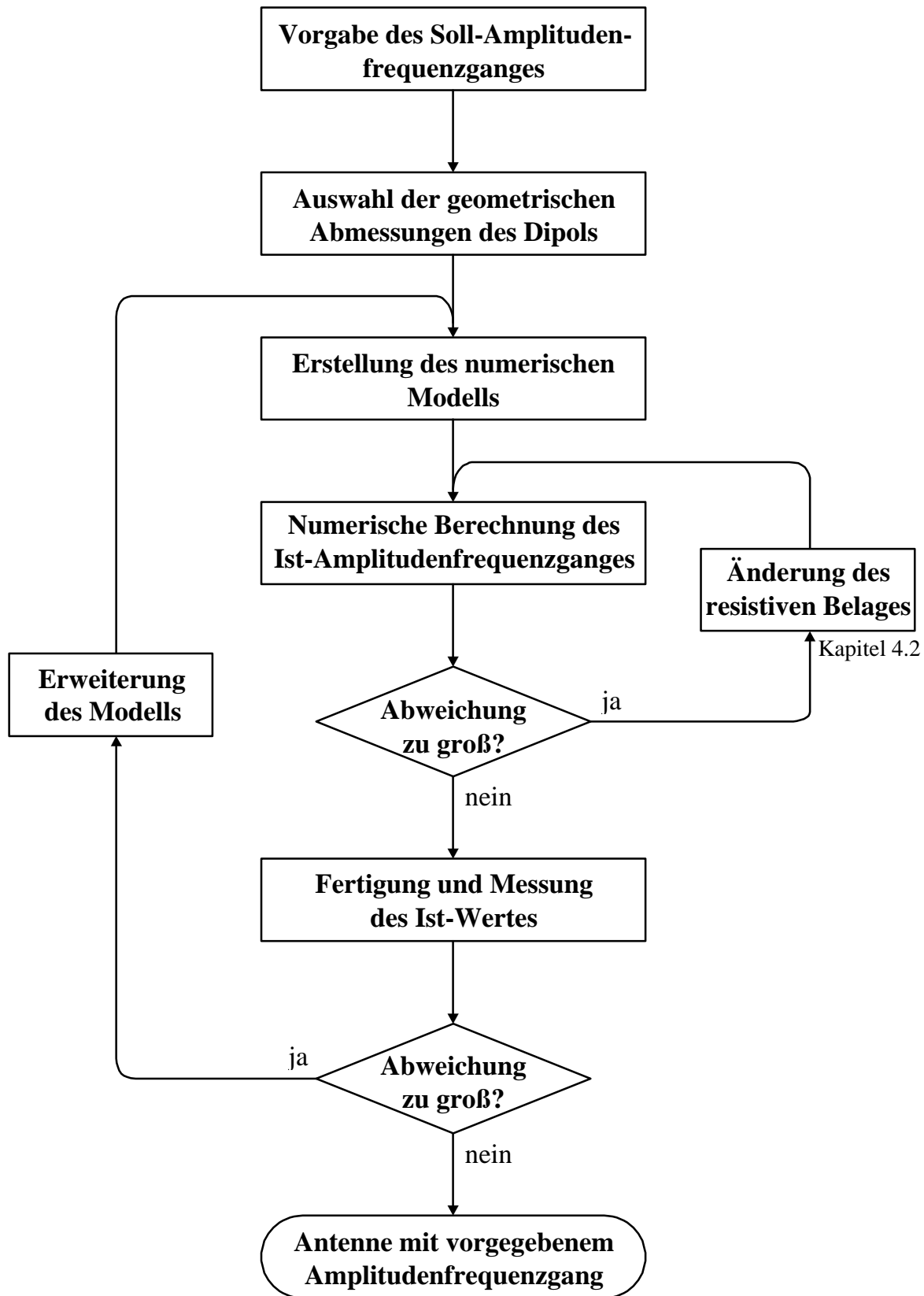


Abbildung 25: Verfahren zum Entwurf des resistiven Antennenbelages

frequenzgang messtechnisch bestimmt. Bei zu großer Abweichung des gemessenen Amplitudenfrequenzganges vom Soll-Amplitudenfrequenzgang muss das numerische Modell erweitert werden. An dieser Stelle wird der Fall, dass ein Bedienungsfehler bei der numerischen Berechnung oder ein unzulässiger Messfehler vorlag, nicht betrachtet. Daher kommt als Ursache für die Abweichung nur eine unzulässige Vereinfachung im Rahmen der Modellbildung in Betracht. Die Annahmen der Modellbildung sind daher zu überprüfen.

Im Laufe dieser Arbeiten wurde eine Modellerweiterung durchgeführt, nachdem anfänglich der Einfluss des Substrates vernachlässigt worden war, wie dies in der untersuchten Literatur generell der Fall ist. Diese Vereinfachung hatte eine erhebliche Abweichung des berechneten Amplitudenfrequenzganges vom tatsächlichen Amplitudenfrequenzgang zur Folge. In Abbildung 26 wird die Unzulässigkeit einer solchen Modellierung anhand der Amplitudenfrequenzgänge von Dipolen mit und ohne Substrat gezeigt.

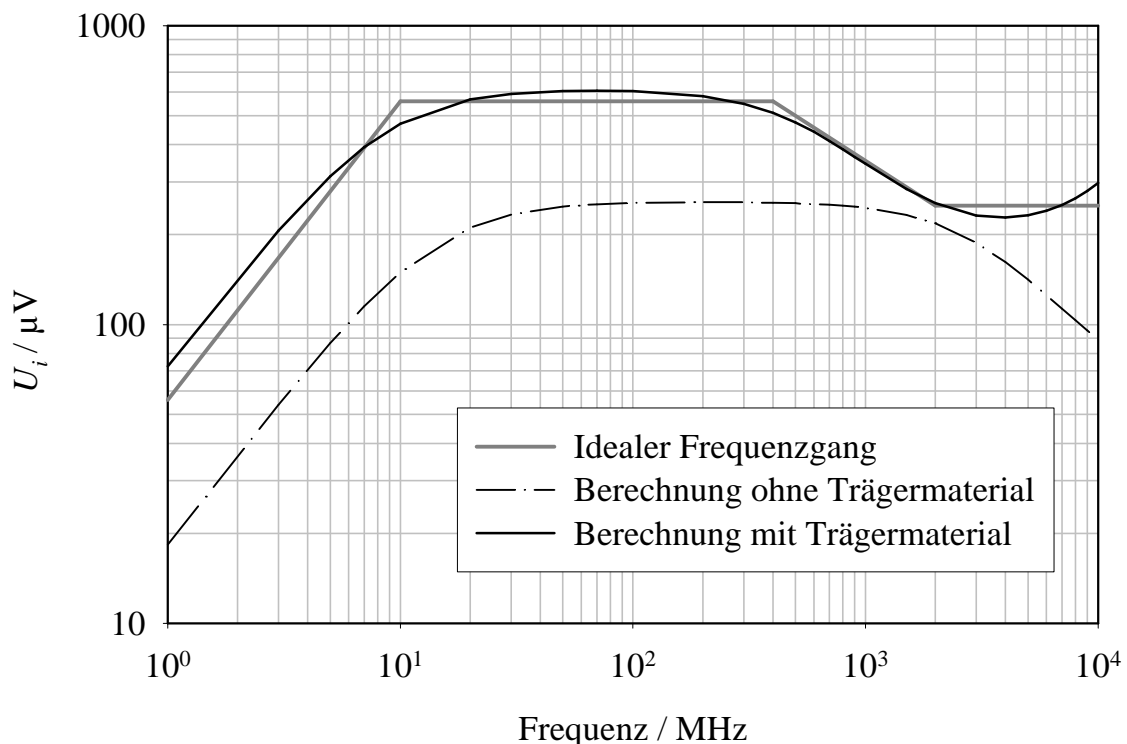


Abbildung 26: Einfluss des Dielektrikums auf den Amplitudenfrequenzgang

Es ist deutlich zu erkennen, dass nicht nur eine Veränderung der Empfindlichkeit, sondern auch eine Verschiebung der Eckfrequenzen, sowie ein komplexerer

Einfluss, der u.a. mit einem Absenken der ersten Resonanzfrequenz erklärbar ist, hervorgerufen werden. Diese Effekte wirken sich auf einen konventionellen Sensor mit flachem Amplitudenfrequenzgang nur auf die untere und obere Grenzfrequenz aus, die direkt durch die Beschaltung des Detektors und die Länge beeinflusst werden können, wie bereits in Abbildung 8 gezeigt wurde. Die Wirkung auf einen Sensor mit einem Amplitudenfrequenzgang, in den der Grenzwert integriert wird, ist jedoch offensichtlich nicht zu vernachlässigen. An dieser Stelle wurde das Modell durch Berücksichtigung des dielektrischen Trägermaterials erweitert.

Ergibt der Vergleich des gemessenen Amplitudenfrequenzganges mit dem Soll-Amplitudenfrequenzgang hingegen eine Abweichung, die innerhalb der Toleranz liegt, wurde der gewünschte Amplitudenfrequenzgang realisiert.

4.2 Änderung des resistiven Belages

Die Anwendung der rechten Schleife „Änderung des resistiven Belages“ in Abbildung 25 könnte durch ein numerisches Verfahren zur Bestimmung des Widerstandsbelages, z. B. basierend auf genetischen Algorithmen, ausgeführt werden. Angesichts der schnellen interaktiven Entwicklung eines Widerstandsbelages und der Notwendigkeit der Berücksichtigung von fertigungstechnischen Randbedingungen ist jedoch abzuschätzen, ob der Aufwand für die Anwendung und Anpassung eines genetischen Algorithmus gerechtfertigt ist. Im Folgenden wird daher eine Strategie zur interaktiven Entwicklung eines Widerstandsbelages beschrieben. Dabei wird zwischen dem niedrigen und dem hohen Frequenzbereich unterschieden.

Niedriger Frequenzbereich

Die erste Eckfrequenz kann mittels diskreter Bauelemente, deren Wirkung auf den Gleichstromkreis beachtet werden muss, eingestellt werden. Der Gleichstromkreis kann durch einen Blockkondensator entkoppelt werden, der gleichzeitig auch zur Entkopplung von Gegentakt-Störsignalen auf der Hochimpedanzleitung dient (Abbildung 2 auf Seite 6, Kondensator C).

Weiterhin ist sicherzustellen, dass diese Schaltung im hohen Frequenzbereich nicht zu unzulässigen Einkopplungen in den Detektor führt. Hierfür kann der Effekt, dass der Betrag der Lastimpedanz des Dipols über einen weiten Frequenzbereich proportional mit der Frequenz abnimmt, genutzt werden. Ein Widerstand R , der den Dipol parallel zum Detektor belastet (Abbildung 2), weist bei geeigneter Wahl für niedrige Frequenzen eine niedrigere Impedanz als die Detektordiode auf. Für hohe Frequenzen sinkt die Impedanz des Detektors, sodass der Widerstand als hochohmig vernachlässigt werden kann.

Für dosimetrische Anwendungen ist i. Allg. ein abfallender Amplitudenfrequenzgang unterhalb einer bestimmten unteren Grenzfrequenz f_g erforderlich. Eine Realisierungsform besteht in einer RC -Serienschaltung parallel zum Detektor. Die untere Grenzfrequenz ergibt sich gemäß Gleichung (16), wobei der zusätzliche Parallelwiderstand dem Widerstand R_g zuzurechnen ist.

Hoher Frequenzbereich

Der Amplitudenfrequenzgang kann bei höheren Frequenzen mittels eines resistiven Belages auf der Antenne eingestellt werden. Die Änderung des resistiven Antennenbelages im hohen Frequenzbereich wird in Grob-, Mittel- und Feineinstellung unterteilt.

Grobeinstellung

Eine erste Grobeinstellung kann durch Variation des Betrages eines resistiven Belages im mittleren Drittel der Dipolhälften erreicht werden. Ein steigender Widerstandswert bewirkt dabei eine Absenkung der Empfindlichkeit des Dipols ab einer bestimmten Eckfrequenz f_{e1} bis zu einer Frequenz, bei der die erste Resonanz des resistiven Dipols zu einem weniger stark abfallenden oder sogar mit der Frequenz steigenden Amplitudenfrequenzgang führt bzw. eine Entkopplung (Verkürzung) durch den Widerstand stattfindet. Für kleinere Widerstandswerte ist durch Zusammenwirken mit der ersten Resonanz des metallischen Dipols auch ein Anstieg des Amplitudenfrequenzganges zu realisieren.

Mitteinstellung

Nachdem auf diese Weise eine Grobeinstellung des Amplitudenfrequenzganges durchgeführt worden ist, kann eine Verfeinerung mittels Veränderung der Position des Anfangs und des Endes des Widerstandsbelages erzielt werden. In dem Frequenzbereich mit dreiecksförmiger Sendestromverteilung wirkt sich ein Widerstandselement stärker aus, je dichter es sich an der Dipolmitte befindet. Die prinzipielle Wirkung eines Widerstandselementes, das sich dichter an der Dipolmitte befindet, ändert sich in diesem Frequenzbereich jedoch nicht, wenn es dafür einen geringeren Betrag aufweist. Je dichter sich ein Widerstandselement an der Dipolmitte befindet, desto stärker wirkt er sich hingegen bei höheren Frequenzen, bei denen die Sendestromverteilung nicht mehr dreiecksförmig ist, aus.

Anders ist die Wirkung eines Widerstandselementes, das von der Dipolmitte aus gesehen hinter einem Widerstandselement liegt, das ab einer bestimmten Frequenz eine Entkopplung bewirkt. Unterhalb dieser Frequenz wirkt sich das Widerstandselement senkend auf den Amplitudenfrequenzgang aus, oberhalb dieser Frequenz wirkt es sich nicht aus. Hiermit stehen zwei entgegengesetzt wirkende Effekte für eine weitere Verfeinerung zur Verfügung.

Feineinstellung

Eine zusätzliche Verfeinerung kann bei Bedarf und in Abhängigkeit von der Fertigungstechnologie durch verschiedene Widerstandswerte pro Längeneinheit auf dem Dipol erreicht werden. Die Effekte sind dabei ähnlich den schon beschriebenen, durch Variation des Widerstandswertes pro Längeneinheit wird jedoch ein größerer Wertebereich des Amplitudenfrequenzganges abgedeckt. Eine Anwendung dieser Verfeinerung kann die Verwendung eines zusätzlichen Widerstandselementes mit relativ kleinem Betrag, das sich dicht an der Dipolmitte befindet, sein. Hierdurch wird speziell ein Ansteigen des Amplitudenfrequenzganges dicht bei der ersten Resonanzfrequenz des resistiven Dipols kompensiert, während bei tiefen Frequenzen der Amplitudenfrequenzgang nur minimal beeinflusst wird.

In Kapitel 4.3 wird ein Beispiel für die geschilderte Strategie beim Entwurf eines resistiven Belages gegeben.

4.3 Beispiel für die Strategie zur Bestimmung des Widerstandsbelages

Im Folgenden wird ein Sensor ausgelegt, der im Frequenzbereich 1 MHz bis 20 GHz einen Amplitudenfrequenzgang, der umgekehrt proportional zum Grenzwert gemäß DIN VDE 0848 Teil 2 verläuft, aufweisen soll. Hiermit ergeben sich folgende Forderungen:

- maximale Empfindlichkeit im Frequenzbereich 10 - 400 MHz,
- Abfall des Amplitudenfrequenzganges unterhalb von 10 MHz mit 20 dB pro Frequenzdekade,
- Abfall des Amplitudenfrequenzganges oberhalb von 400 MHz bis 2 GHz mit 10 dB pro Frequenzdekade und
- konstante Empfindlichkeit im Frequenzbereich 2 - 20 GHz.

Die geometrischen Abmessungen des Dipols betragen Länge $l = 12,4$ mm, Radius $r = 64$ μm , Kapazität $C_g = 200$ fF. Ein Substrat wird in diesem Beispiel nicht berücksichtigt.

Im niedrigen Frequenzbereich wird der Abfall unterhalb der Eckfrequenz 10 MHz durch einen Parallelwiderstand zum Detektor, der durch einen Blockkondensator entkoppelt wird, realisiert. Der Widerstand berechnet sich gemäß Formel (16) zu $R_D = 63,3$ k Ω .

Im hohen Frequenzbereich wird der gewünschte Amplitudenfrequenzgang mittels eines resistiven Belages auf der Antenne realisiert. Zuerst wird die Grobeinstellung

durchgeführt. Ein Widerstandselement befindet sich in der Mitte der Dipolhälften. Es beginnt bei $x_a = 2,2$ mm und endet bei $x_e = 4,2$ mm, hierbei geben x_a und x_e den Abstand von der Mitte des Dipols an. Das Widerstandselement wird im Betrag variiert. Es wird festgestellt, welcher Widerstand in grober Näherung zu dem gewünschten Abfall des Amplitudenfrequenzganges mit der Frequenz zwischen 400 MHz und 2 GHz führt. Die berechneten Amplitudenfrequenzgänge werden in Abbildung 27 dargestellt.

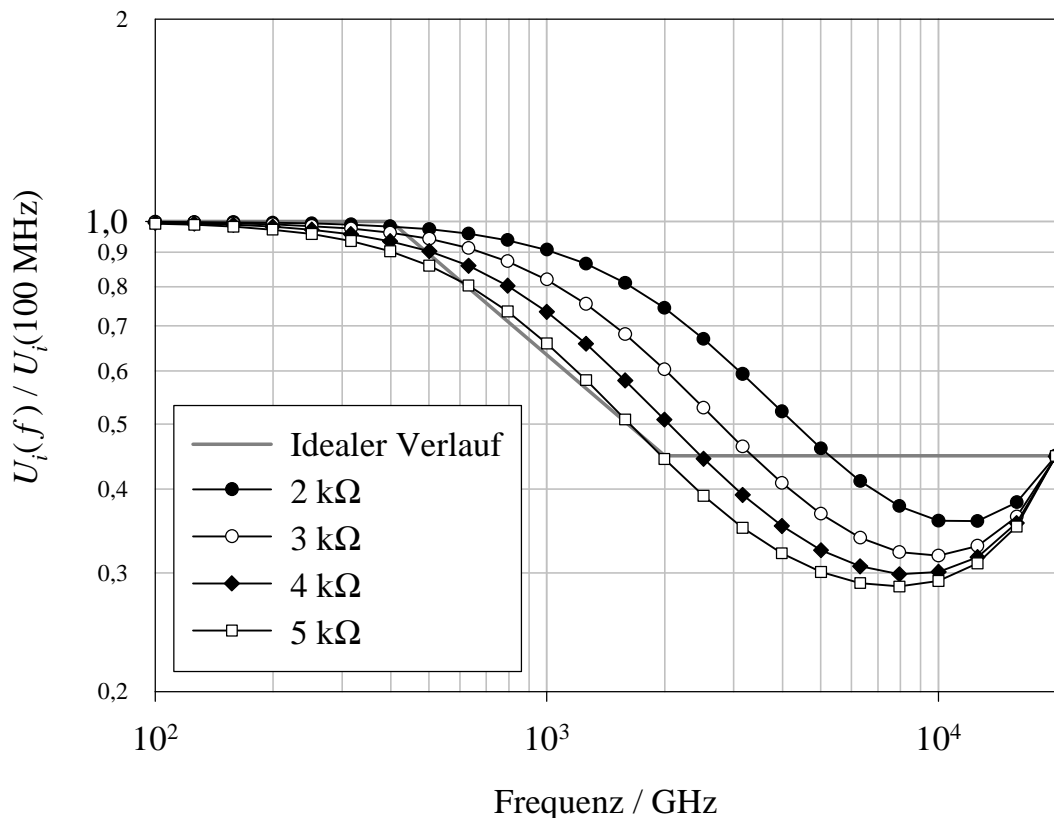


Abbildung 27: Grobeinstellung, verschiedene Positionen des Widerstandselementes in mittlerer Position

Die berechnete Spannung am Detektor wird auf die maximale Eingangsspannung normiert, die bei der Frequenz $f = 100$ MHz vorlag. Es wird nur der Frequenzbereich 100 MHz bis 20 GHz dargestellt.

Beispiel für die Strategie zur Bestimmung des Widerstandsbelages

Der Amplitudenfrequenzgang weist für den Widerstandsbelag mit dem Wert 5 k Ω eine gute Näherung des Abfalls im Frequenzbereich 400 MHz bis 2 GHz auf. Es findet jedoch auch im Frequenzbereich 2 GHz bis 7 GHz ein Abfall des Amplitudenfrequenzganges statt, der zu einer zu geringen Empfindlichkeit des Sensors oberhalb von 2 GHz führt. Diese Abweichung vom Soll-Amplitudenfrequenzgang wird durch die Mitteleinstellung behoben.

Bei der Mitteleinstellung wird die Position des Widerstandsbelages verändert. Ein Widerstandselement, das sich dichter an der Dipolmitte befindet, wirkt sich bei höheren Frequenzen stärker auf den Amplitudenfrequenzgang aus. Es ist jedoch gerade der Abfall des Amplitudenfrequenzganges der Grobeinstellung bei höheren Frequenzen ($f > 2$ GHz) zu beheben. Entsprechend wird der Widerstandsbelag daher zu den Enden des Dipols hin verschoben. Um im tieferen Frequenzbereich die gleiche Wirkung zu erzielen, muss hierfür jedoch der Betrag des Widerstandes erhöht werden. Der Betrag kann anhand der Stromverteilung umgerechnet werden. In diesem Beispiel wird der Widerstandsbelag auf konstant 8 k Ω erhöht, dies stellt einen mittleren Wert für die verschiedenen Positionen der Widerstandsbeläge in Tabelle 6 dar.

Position	x_a	x_e
1	2,2 mm	4,2 mm
2	2,87 mm	4,87 mm
3	3,37 mm	4,87 mm
4	3,53 mm	5,53 mm

Tabelle 6: Positionen der Widerstandsbeläge

Die Position 1 ist die Position des Widerstandes für die Grobeinstellung. Sie wird nur zum Vergleich angegeben. In Abbildung 28 werden die Amplitudenfrequenzgänge für die verschiedenen Positionen des Widerstandes dem Soll-Amplitudenfrequenzgang gegenübergestellt.

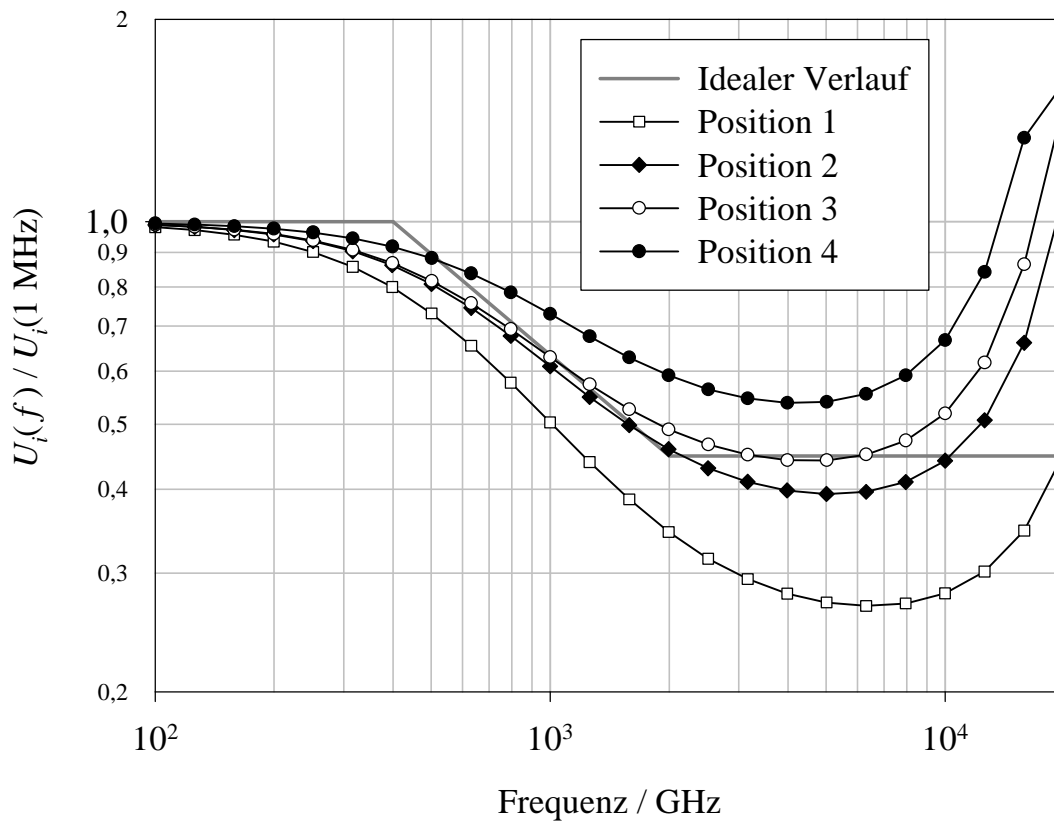


Abbildung 28: Mitteleinstellung, Betrag des Widerstandsbelages 8 kW, verschiedene Positionen des Widerstandselementes

Die Verschiebung des Widerstandsbelages auf Position 3 führt zu einer erhöhten Empfindlichkeit für höhere Frequenzen, sodass der Amplitudenfrequenzgang des resistiven Dipols die Anforderungen des Soll-Amplitudenfrequenzganges bis ca. 5 GHz erfüllt. Oberhalb von 5 GHz macht sich die erste Resonanz des Dipols durch einen Anstieg des Amplitudenfrequenzganges bemerkbar. Diese Abweichung vom Soll-Amplitudenfrequenzgang wird durch die Feineinstellung behoben. Die Feineinstellung wird mittels Variation des Wertes eines Widerstandes, der nahe der Mitte des Dipols eingefügt wird, durchgeführt (Abbildung 29).

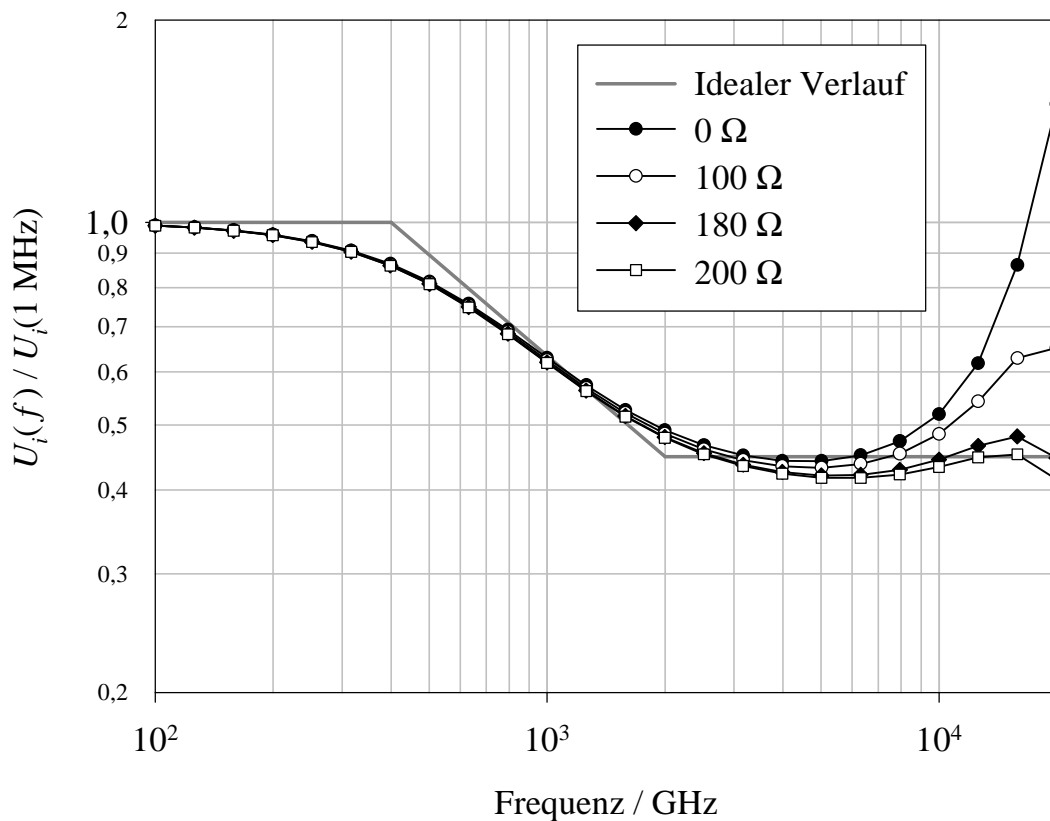


Abbildung 29: Feineinstellung, 8 kW, verschiedene Widerstandselemente zur Dämpfung der Resonanz

Der Widerstand wird in der Position $x_a = 0,9$ mm und $x_e = 1,8$ mm eingefügt. Der Amplitudenfrequenzgang für den Widerstandswert 0Ω weist den Anstieg der Empfindlichkeit für die Mitteleinstellung in der Nähe der Resonanzfrequenz auf. Mit steigendem Widerstandswert wird dieser Anstieg verringert. Als Nebeneffekt wirkt sich dieser zusätzliche Widerstand jedoch auch bei tiefen Frequenzen aus. Führt dieser Effekt zu unzulässigen Abweichungen, kann er durch Reduzierung des Widerstandeswertes der Mitteleinstellung ausgeglichen werden.

Der Widerstandswert 180Ω führt zu der gewünschten Unterdrückung der Resonanz. Der gesamte Amplitudenfrequenzgang des Dipols mit resistivem Antennenbelag und Parallelwiderstand zum Detektor wird in Abbildung 30 dargestellt.

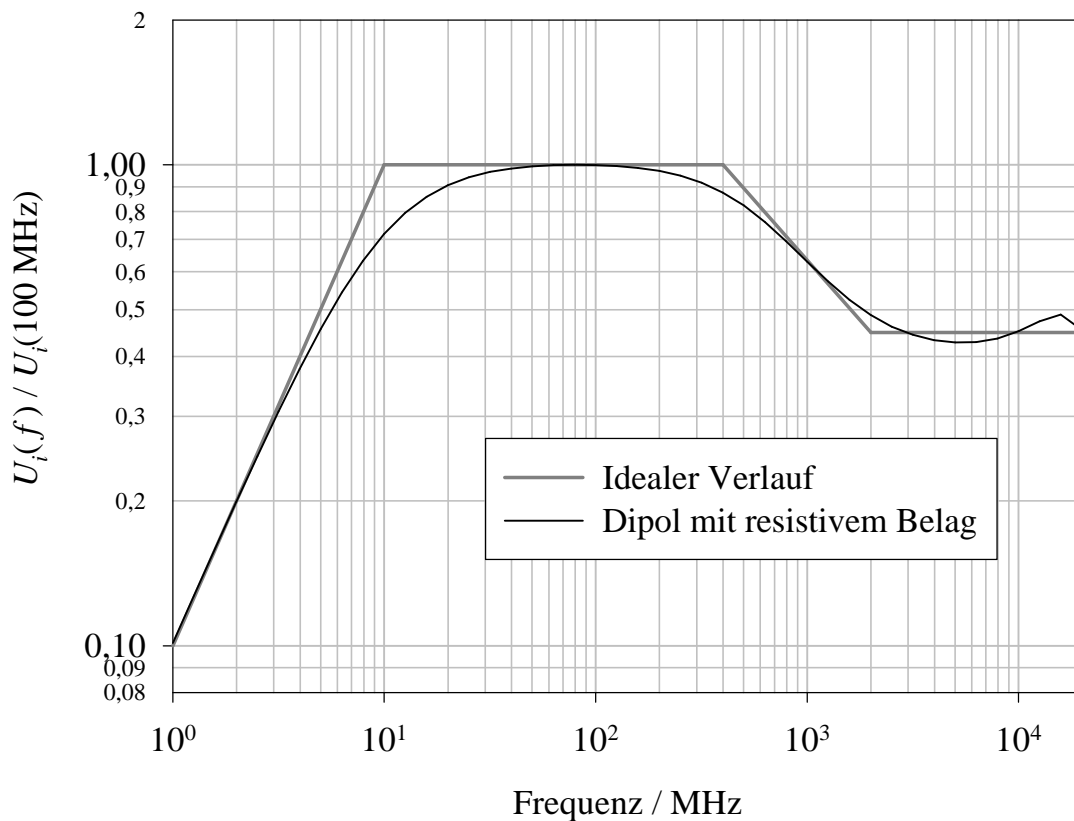


Abbildung 30: Gesamter geformter Amplitudenfrequenzgang des Dipols mit resistivem Belag

Der Dipol weist den gewünschten Amplitudenfrequenzgang auf. Dabei wurde der Verlauf bei den Eckfrequenzen abgerundet. Die Schrittweite bei den Parametermetervariationen zur Formung des Amplitudenfrequenzgang war relativ groß. Bei Verkleinerung der Schrittweiten und mehrmaligem Durchlaufen von Grob- und Mitteleinstellung lässt sich die Abweichung vom Soll-Amplitudenfrequenzgang nochmals reduzieren.

Dieses Beispiel dient dem prinzipiellen Aufzeigen des Vorgehens. Für einen realen Sensor sind Sicherheitsaspekte zu berücksichtigen, eine Unterschätzung der Exposition muss verhindert werden.

5 Substrateffekte

Übliche Realisierungen kommerziell erhältlicher Dipolantennen mit gleichrichtenden Detektoren zur breitbandigen Messung elektromagnetischer Felder werden in Dick- oder Dünnschichttechnik auf Substraten gefertigt. Die Auswirkung der Substratmaterialien auf Antennendiagramme und Amplitudenfrequenzgänge wurde in der recherchierten Literatur generell vernachlässigt. In diesem Kapitel wird der Einfluss der Substratmaterialien untersucht. In Kapitel 4.1 wurde gezeigt, dass eine Vernachlässigung für einen dosimetrischen Sensor mit integriertem Antennenfaktor zu einem fehlerhaften Amplitudenfrequenzgang führt, der nachträglich korrigiert werden muss. In diesem Kapitel wird gezeigt, dass darüber hinaus Substratmaterialien Isotropieabweichungen hervorrufen. Als Ergebnis der Untersuchungen an typischen Substraten wird eine Maßnahme vorgeschlagen, mit der sich eine fast vollständige Kompensation des Substrateinflusses erreichen lässt.

Im Laufe der Untersuchungen ergab sich, dass der komplexe Einfluss der Substratmaterialien sich in guter Näherung durch drei Teileffekte beschreiben lässt:

1. Verschiebung der Eckfrequenzen,
2. Veränderung der Empfindlichkeit,
3. Drehung des Antennendiagramms.

Die Effekte 1 und 2 sind nicht unabhängig voneinander. Beide Effekte werden insbesondere von dem Effekt der Veränderung der Kapazitäten hervorgerufen. Sowohl der erste als auch der zweite Effekt können durch Modellierung des Substrates bei der numerischen Ermittlung des speziellen Widerstandsbelages berücksichtigt werden (Kapitel 4.1, Verfeinerung des numerischen Modells). Eine gesonderte Kompensation ist nicht erforderlich, daher werden diese Effekte an dieser Stelle nicht weiter behandelt. Der dritte Effekt – die Drehung des Antennendiagramms – betrifft nicht nur Feldsensoren für dosimetrische Anwendungen, sondern generell isotrope Feldsensoren. Im Folgenden werden die Phänomene, die zu dieser Drehung führen, im Detail analysiert. In Kapitel 5.8 wird die vorgestellte Kompensation angewendet.

In Abbildung 31 wird ein Beispiel für die Drehung des Antennendiagramms anhand eines Strahlungsdiagramms mit und ohne Substrat gegeben.

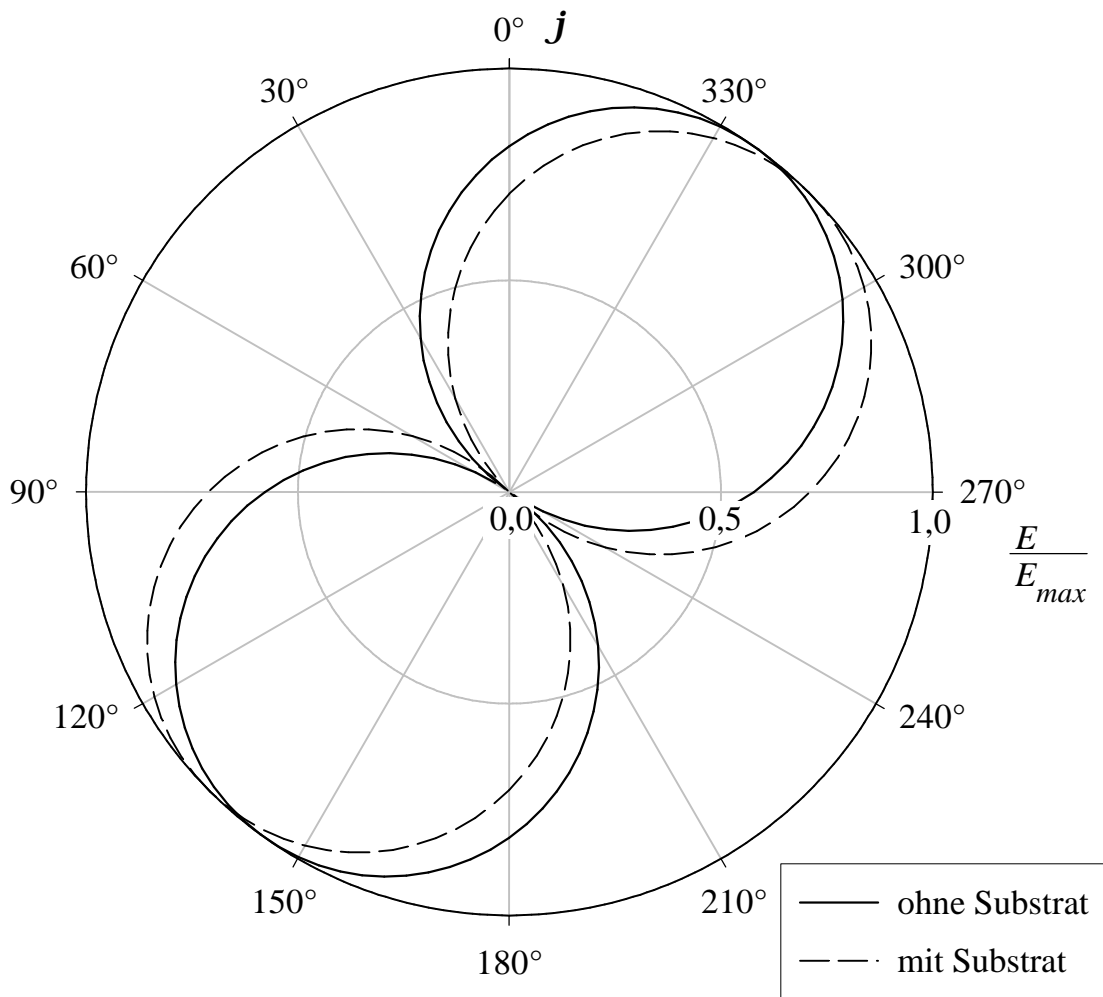


Abbildung 31: Antennendiagramm mit und ohne Substrat, Substrat-abmessungen $8 \times 20 \times 0,625 \text{ mm}^3$, $\epsilon_r = 10$, Dipol der Länge $4,8 \text{ mm}$ unter analytischem Winkel von $j_a = 54,7^\circ$ in der Mitte des Substrats

Der Einfluss des Substrates auf die Orientierung des Antennendiagramms kann durch einen Offsetwinkel $Dj = 9,4^\circ$ beschrieben werden.

Der Schlüssel zum Verständnis des Substrateinflusses auf das Antennendiagramm liegt in der anisotropen Form der Substrate. Die Wirkung der Substrate ist auf einen Dipol, der entlang der Längsachse des Substrates verläuft, anders als auf einen Dipol, der senkrecht dazu auf dem Substrat verläuft. Wie später in diesem Kapitel gezeigt werden wird, kann dieser Effekt, der durch Vorzugsrichtungen der Substrate

Auswirkung des Offsetwinkels

hervorgerufen wird, durch Drehung der Antennen kompensiert werden. Die kompensierte Antennenanordnung ist nicht mehr geometrisch orthogonal. Jedoch erfüllt diese Anordnung wieder die Voraussetzungen für ein isotropes Empfangsverhalten. Im Folgenden wird diese Anordnung als *elektrisch orthogonal* bezeichnet werden.

Die Reduzierung der Isotropieabweichung durch Verwendung elektrisch orthogonaler Anordnungen erfordert zwar keinen fertigungstechnischen Mehraufwand, jedoch wird der Entwicklungsaufwand gesteigert, da zur Ermittlung der Anordnung Messungen bzw. Berechnungen erforderlich sind. Zum einen wird daher im folgenden Abschnitt die Auswirkung einer Abweichung von der elektrischen Orthogonalität auf die Isotropieabweichung untersucht, um den Wert der Verbesserungen in der Praxis aufzuzeigen, zum anderen wird ein einfaches und pragmatisches Verfahren vorgestellt, mit dem sich basierend auf den Daten, die durch zwei Messungen oder numerische Berechnungen ermittelt wurden, der Korrekturwinkel genau berechnen lässt.

5.1 Auswirkung des Offsetwinkels

Um die Auswirkung des Offsetwinkels Dj , dessen Ursache später in diesem Kapitel ausführlich untersucht und physikalisch erklärt wird, einschätzen zu können und damit die Anwendung zu motivieren, wird im Folgenden eine geometrische Betrachtung angestellt.

Es wird angenommen, dass die elektrische Feldstärke im Bereich des Dipols homogen sei. Die elektrische Feldstärke wird von drei Antennen auf drei Substraten empfangen, die im Winkel von 120° angeordnet seien (Kapitel 2.4). Die Richtung \bar{n}_1 des Minimums des Strahlungsdiagramms des ersten Dipols liege in der xz -Ebene:

$$\bar{v}_1 = \begin{pmatrix} \sin(\mathbf{j}_d + D\mathbf{j}) \\ 0 \\ \cos(\mathbf{j}_d + D\mathbf{j}) \end{pmatrix}, \quad (32)$$

Der Winkel \mathbf{j}_d ist der Winkel zwischen Dipol und Sensorachse, die mit der z -Achse zusammenfällt. Der Offsetwinkel \mathbf{Dj} beschreibt die Drehung des Antennendiagramms durch den Substrateinfluss. Unter Vernachlässigung der räumlichen Änderung der elektrischen Feldstärke können die beiden Richtungen $\bar{\mathbf{n}}_2$ und $\bar{\mathbf{n}}_3$ der weiteren Dipole durch Multiplikation mit der Drehmatrix \mathbf{A}

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \cos \frac{2\mathbf{p}}{3} & -\sin \frac{2\mathbf{p}}{3} & 0 \\ \sin \frac{2\mathbf{p}}{3} & \cos \frac{2\mathbf{p}}{3} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad (33)$$

die eine Drehung um 120° bewirkt, und den Abkürzungen $\bar{\mathbf{n}} = \bar{\mathbf{n}}_1$ und \mathbf{A}^0 als Einheitsmatrix berechnet werden zu:

$$\bar{\mathbf{n}}_i = \mathbf{A}^i \cdot \bar{\mathbf{n}} \quad , i = 1..3. \quad (34)$$

Aufgrund der Annahme einer homogenen Feldstärke braucht die Verschiebung der Dipole nicht berücksichtigt werden. Die Gesamtspannung U_{ges} berechnet sich daher aus den Gleichspannungen der Antennen unter Verwendung des quadratischen Teils der Kennlinie aus Gleichung (26) sinngemäß zu

$$U_{ges} = \frac{k_A \cdot l_{eff}}{U_T} \sum_{i=1}^3 \left(\bar{\mathbf{E}}^T \mathbf{A}^i \bar{\mathbf{v}} \right)^2. \quad (35)$$

$$U_{ges} \sim \sum_{i=1}^3 \left(\bar{\mathbf{E}}^T \mathbf{A}^i \bar{\mathbf{v}} \right)^2 \quad (36)$$

Mit dieser Gleichung lässt sich das dreidimensionale Empfangsdiagramm der Antennen berechnen. In Abbildung 33 sind die vertikalen Empfangsdiagramme von Drei-Antennen-Anordnungen mit verschiedenen Offsetwinkeln \mathbf{Dj} für $0^\circ \leq \mathbf{q} < 360^\circ$ dargestellt, wobei \mathbf{q} den Winkel zwischen der z -Achse, die mit der Sensorachse zusammenfällt, und der Richtung des elektrischen Feldstärkevektors

bezeichnet. Um den Einfluss eines unkompensierten Offsetwinkels aufzuzeigen, wird

$$\mathbf{j}_d = \mathbf{j}_a \quad (37)$$

gesetzt, d.h. die Dipolantennen stehen paarweise senkrecht aufeinander, wobei der analytische Winkel \mathbf{j}_a gemäß

$$\mathbf{j}_a = \arcsin \sqrt{\frac{2}{3}} \approx 54,7^\circ \quad (38)$$

berechnet wird. Der Winkel \mathbf{j} setzt sich aus dem Winkel \mathbf{j}_d des Dipols zur Sensorachse und dem Offsetwinkel \mathbf{Dj} , der die Drehung des Antennendiagramms durch das Substrat beschreibt, folgendermaßen zusammen:

$$\mathbf{j} = \mathbf{j}_d - \mathbf{Dj} . \quad (39)$$

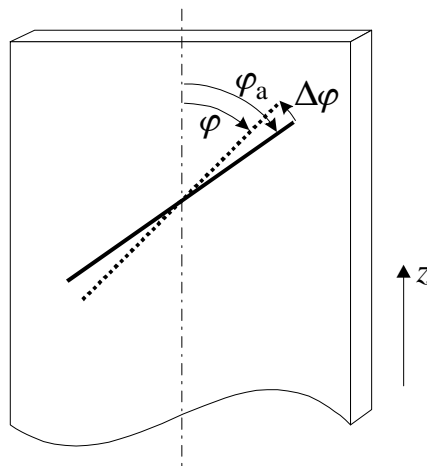


Abbildung 32: Orientierung der Winkel zur Beschreibung des Effektes der Drehung des Antennendiagramms

Diese Winkel haben folgende anschauliche Bedeutung: Der Winkel $\mathbf{j}_d = \mathbf{j}_a$ ist der analytische Winkel, der ohne Substrat zu einer isotropen Empfangscharakteristik führen würde. Der Winkel \mathbf{j} ist der Winkel, den eine Antenne ohne Substrat aufweisen müsste, um das gleiche Antennendiagramm in Anwesenheit des Substrates zu erzeugen. Hieraus ergibt sich eine Drehung \mathbf{Dj} des Antennendiagramms. Das Vorzeichen von \mathbf{Dj} wird wie in Gleichung (39) beschrieben gewählt, da sich hiermit für übliche Sensoren ein positiver

Offsetwinkel ergibt. Dieser Behauptung liegt die Annahme zugrunde, dass es sich um ein Substrat mit Vorzugsrichtung in z -Richtung handelt. Mit diesem Winkel ergibt sich das Empfangsdiagramm in Abbildung 33.

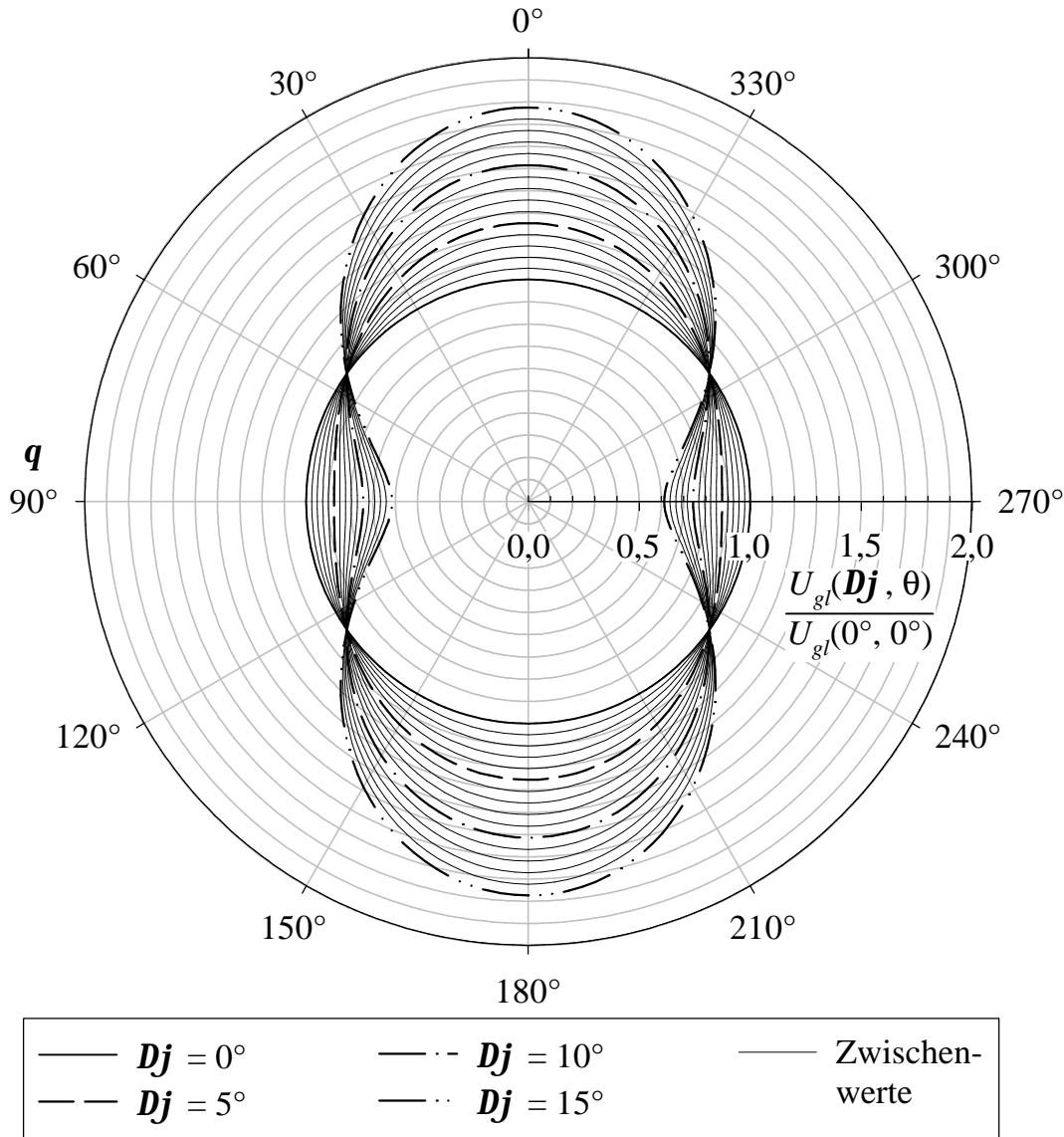


Abbildung 33: Auswirkung des Offsetwinkels Dj auf das Empfangsdiagramm, $0^\circ \leq q < 360^\circ$, q bezeichnet den Winkel des elektrischen Feldstärkevektors zur z -Achse bei einer räumlichen Anordnung

Das Empfangsdiagramm einer Drei-Antennen-Anordnung berücksichtigt Detektion und Summation gemäß Gleichung (36). Ein Vergleich mit einem Strahlungsdiagramm ist nicht möglich, da hierfür Phasenbeziehungen der drei Speisespannungen zu berücksichtigen wären, während die Phasenbeziehungen im Empfangsfall belanglos sind.

Auswirkung des Offsetwinkels

Das Empfangsdiagramm ist unabhängig von dem Winkel f , der die Drehung um die z -Achse beschreibt. Dies ist anschaulich vor dem Hintergrund zu verstehen, dass eine Feldstärke mit Polarisation in der xy -Ebene in dieser Ebene isotrop detektiert wird, da sich der Offsetwinkel Dj nicht auf die Winkelbeziehungen der Projektionen der Dipole in die xy -Ebene auswirkt. Der Offsetwinkel führt daher zu keiner Anisotropie in der xy -Ebene. Es wird lediglich die z -Komponente, die unabhängig vom Winkel f ist, durch einen positiven Offsetwinkel überbewertet. Die Winkel der Projektionen der Dipole in die xy -Ebene bleiben hingegen erhalten. Eine Drehung eines Feldstärkevektors \vec{E} in der xy -Ebene wird daher zu keiner veränderten Empfangsspannung führen. Damit bleibt die Isotropie bezüglich eines Drehwinkels in der xy -Ebene erhalten. Untersuchungen der Anisotropie beschränken sich z.T. gerade auf eine Drehung in dieser unkritischen Ebene. [KaD 87] gibt auf Seite 129 eine maximale Isotropieabweichung von $\pm 0,3$ dB in dieser Ebene an, weist jedoch darauf hin, dass diese Messungen nicht die Isotropieabweichung bezüglich anderer Ebenen beschreibt („... may not represent results obtained using other orientations and/ or axes of orientation“). In Abbildung 33 wird die Auswirkung des Offsetwinkels Dj auf die Isotropieabweichung bezüglich des Winkels q der elektrischen Feldstärke \vec{E} zur z -Achse dargestellt. Dieses Diagramm ersetzt vollständig ein dreidimensionales Diagramm, da wie oben dargestellt, keine Abhängigkeit bezüglich des Winkels der Projektion der elektrischen Feldstärke \vec{E} in die xy -Ebene zur x -Achse besteht.

Es lässt sich deutlich beobachten, dass sich aus der anfangs isotropen Empfangscharakteristik bei $Dj = 0^\circ$ für größere Dj eine deutlich anisotrope Empfangscharakteristik herausbildet. Dies Verhalten lässt sich dadurch erklären, dass die Empfindlichkeit für Feldstärken in xy -Richtung gesenkt, die Empfindlichkeit für Feldstärken in z -Richtung hingegen erhöht wird.

In Abbildung 34 wird die Auswirkung eines nicht-kompensierten Offsetwinkels auf die Isotropieabweichung einer Drei-Antennen-Anordnung dargestellt.

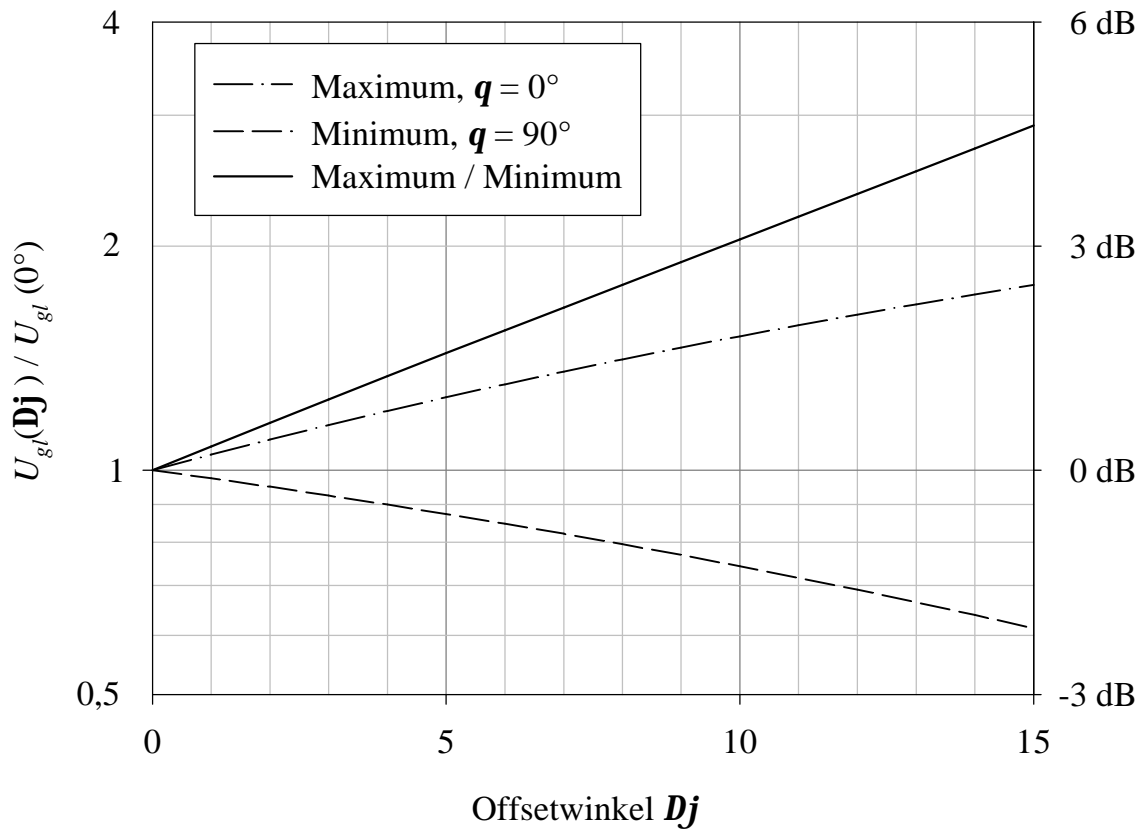


Abbildung 34: Auswirkung des Offsetwinkels auf die Isotropieabweichung eines Sensors, dargestellt anhand der detektierten Gleichspannung U_{gt}

Ein Offsetwinkel = 0° bedeutet, dass das Antennendiagramm nicht gedreht wird. Dies wird nicht nur durch eine substratlose Realisierung erreicht, ein quadratisch geformtes Substrat weist diese Eigenschaft ebenfalls auf.

Im folgenden Abschnitt wird der Korrekturwinkel anschaulich motiviert hergeleitet. Dabei wird die Annahme gemacht, dass die Feldstärke homogen im Bereich des Dipols sei.

Um den Effekt des Offsetwinkels zu kompensieren, wird der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k eingeführt, der zum Winkel \mathbf{j}_a zu addieren ist, um den Winkel \mathbf{j}_d des Dipols zur Sensorachse zu erhalten, der zu einer elektrisch orthogonalen Anordnung führt:

$$\mathbf{j}_d = \mathbf{j}_a + \mathbf{j}_k \quad (40)$$

Für die Beziehung zwischen dem Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und dem Offsetwinkel eines Dipols im Winkel \mathbf{j}_d zur Sensorachse gilt

$$\mathbf{j}_k = \mathbf{Dj}(\mathbf{j}_d), \quad (41)$$

da die Drehung \mathbf{Dj} abhängig vom Winkel \mathbf{j}_d ist. Unter der Annahme, dass die Iteration

$$\mathbf{j}_k^{n+1}(\mathbf{j}_a) = \mathbf{Dj}(\mathbf{j}_a + \mathbf{j}_k^n) \quad (42)$$

in einem hinreichend großen Bereich von \mathbf{j}_k jede Näherung \mathbf{j}_k^n von \mathbf{j}_k durch eine verbesserte Näherung \mathbf{j}_k^{n+1} ersetzt, könnte die Iteration nach Gleichung (42) zur Bestimmung von \mathbf{j}_k verwendet werden.

Unter praktischen Gesichtspunkten ist dieses Verfahren jedoch zu aufwändig. Andererseits wird Abbildung 35 auf Seite 80, in der die Abhängigkeit des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k vom Offsetwinkel \mathbf{Dj} dargestellt wird, zeigen, dass die Näherung

$$\mathbf{j}_k = \mathbf{Dj}, \quad (43)$$

lediglich für kleine Offsetwinkel zulässig ist und schon bei einem Offsetwinkel \mathbf{Dj} von 10° zu einem unkompenzierten Offsetwinkel von ca. 1° führt. Dies resultiert in einer Erhöhung der Anisotropie (Abbildung 34) von ca. 0,3 dB. Es ist also durchaus lohnenswert, eine genauere Berechnung des Korrekturwinkels vorzunehmen.

Aus diesen Gründen wird ein anschaulich motiviertes Verfahren entwickelt, das in den untersuchten Fällen genaue Ergebnisse liefert.

5.2 Verfahren zur Bestimmung des Korrekturwinkels

Durch Anwendung des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k wird die Wirkung des Offsetwinkels $D\mathbf{j}$ kompensiert. Dabei wird der Winkel \mathbf{j}_k zum analytischen Winkel \mathbf{j}_a bei der Konstruktion der Antennen addiert.

In diesem Unterkapitel wird eine Berechnungsmethode für den Korrekturwinkel vorgeschlagen, die unter der Annahme, dass sich die Feldstärke in der Umgebung des Dipols – in Abwesenheit des Dipols – nur wenig ändert, hergeleitet wird.

Der Dipol befinde sich in der xz -Ebene. Dann kann für einen Dipol in x -Richtung der Verkürzungsfaktor \mathbf{z}_x und für einen Dipol in z -Richtung der Verkürzungsfaktor \mathbf{z}_z folgendermaßen definiert werden:

$$\mathbf{z}_x = \frac{U_{x,S}}{U_{x,V}}, \quad (44)$$

$$\mathbf{z}_z = \frac{U_{z,S}}{U_{z,V}}, \quad (45)$$

$U_{x,V}$: Spannung über der Last in der Mitte eines Dipols in x -Richtung, der durch ein einfallendes elektrisches Feld, das in x -Richtung polarisiert ist, ohne Substrat hervorgerufen wird

$U_{x,S}$: Spannung über der Last in der Mitte eines Dipols in x -Richtung, der durch ein einfallendes elektrisches Feld, das in x -Richtung polarisiert ist, mit Substrat hervorgerufen wird

$U_{z,V}$ und $U_{z,S}$ sind entsprechend für einen Dipol in z -Richtung und eine in z -Richtung polarisierte elektrische Feldstärke definiert.

Dies motiviert die folgende Überlegung. Ein Dipol befinde sich im Winkel \mathbf{j}_a zur z -Achse auf einem Substrat. Die effektive Antennenlänge dieses Dipols erfahre durch das Substrat eine Verkürzung in z -Richtung um den Faktor \mathbf{z}_z und in x -

Verfahren zur Bestimmung des Korrekturwinkels

Richtung um den Faktor z_x . Damit ergibt sich für das Minimum des Empfangsdiagramms des Dipols durch Anwesenheit des Substrates ein neuer Winkel gegenüber der z -Achse, der gegenüber dem geometrischen Winkel des Dipols \mathbf{j}_a um den Offsetwinkel \mathbf{Dj} zur z -Achse hingedreht wurde. Für den Winkel $\mathbf{j}_a - \mathbf{Dj}$ des Minimums des Antennendiagramms mit Substrat zur z -Achse gilt

$$\tan(\mathbf{j}_a - \mathbf{Dj}) = \frac{z_x}{z_z} \cdot \tan \mathbf{j}_a. \quad (46)$$

Hieraus folgt sofort für den Offsetwinkel \mathbf{Dj} :

$$\mathbf{Dj} = \mathbf{j}_a - \arctan\left(\frac{z_x}{z_z} \cdot \tan \mathbf{j}_a\right). \quad (47)$$

Die Auswirkung des Offsetwinkel auf die Isotropieabweichung wurde allgemeingültig in Abbildung 33 dargestellt. Um eine Kompensation dieses Effektes durchzuführen, muss der Korrekturwinkel gefunden werden, der zum analytischen Winkel \mathbf{j}_a addiert werden muss, sodass Gleichung (41) auf Seite 77 gilt. Der Offsetwinkel des Dipols, dessen Winkel $\mathbf{j}_a + \mathbf{j}_k$ zur z -Achse beträgt, führt für diesen Winkel dazu, dass sich das Minimum des Antennendiagramms genau im analytischen Winkel \mathbf{j}_a zur z -Achse befindet. Eine Drei-Antennen-Anordnung ist für diesen Winkel kompensiert und weist in der Praxis eine deutlich reduzierte Anisotropie auf.

Der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k lässt sich mit obiger Überlegung abhängig vom Offsetwinkel \mathbf{Dj} zu

$$\mathbf{j}_k = \arctan\left(\frac{2}{\tan(\mathbf{j}_a - \mathbf{Dj})}\right) - \mathbf{j}_a, \quad (48)$$

sowie abhängig vom Verhältnis der Verkürzungsfaktoren z_z und z_x zu

$$j_k = \arctan\left(\frac{z_z}{z_x} \cdot \tan j_a\right) - j_a, \quad (49)$$

bestimmen. In Abbildung 35 wird die Näherung $Dj = j_k$ mit der verbesserten Näherung nach Gleichung (48) verglichen.

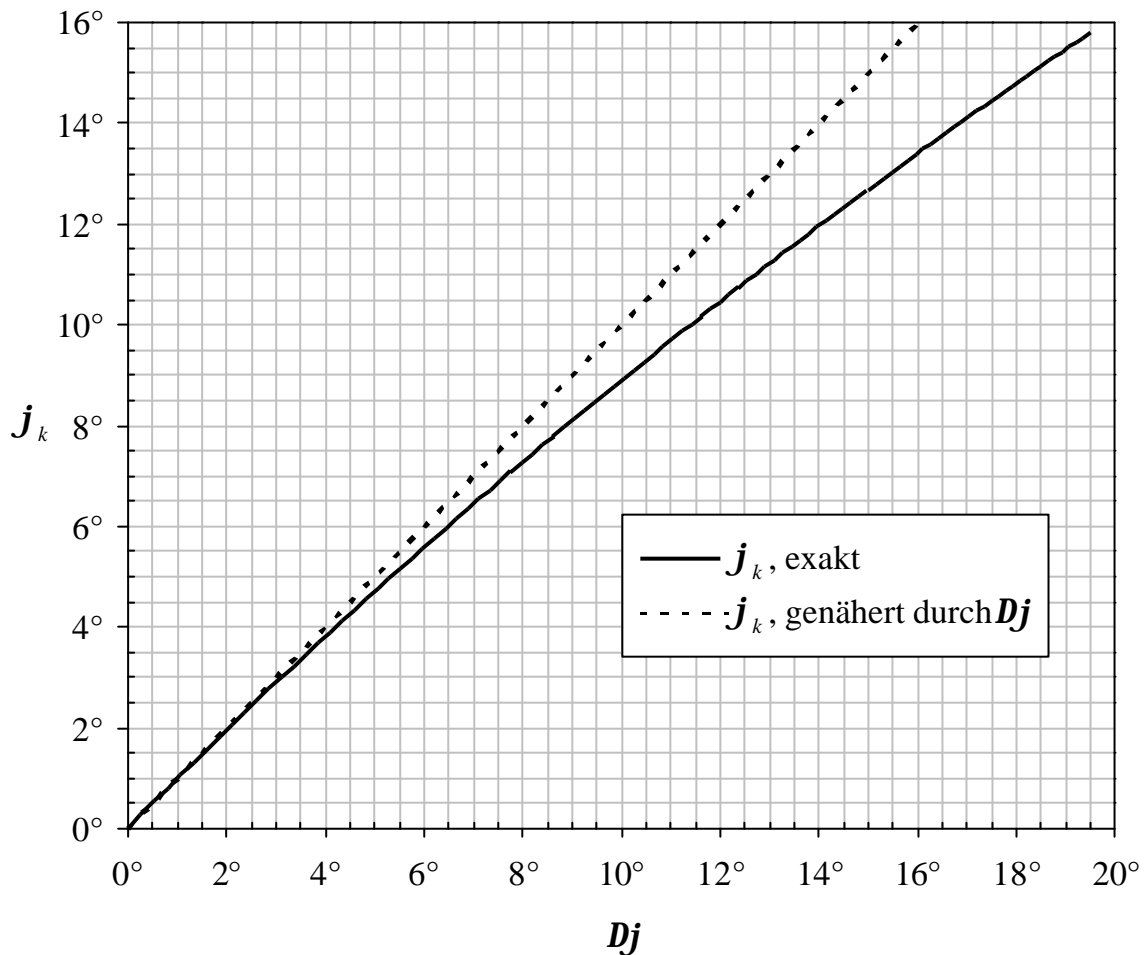


Abbildung 35: Berechnung des Korrekturwinkels j_k aus dem Offsetwinkel Dj

Die Verkürzungsfaktoren können sowohl messtechnisch als auch numerisch ermittelt werden, wie in Abbildung 37 dargestellt wird. Sind die Verkürzungsfaktoren bekannt, lässt sich der Korrekturwinkel j_k gemäß Gleichung (49) berechnen. Abbildung 36 zeigt, dass eine lineare Näherung auch hier schon bei kleinen Korrekturwinkeln zu deutlichen Fehlern führen würde.

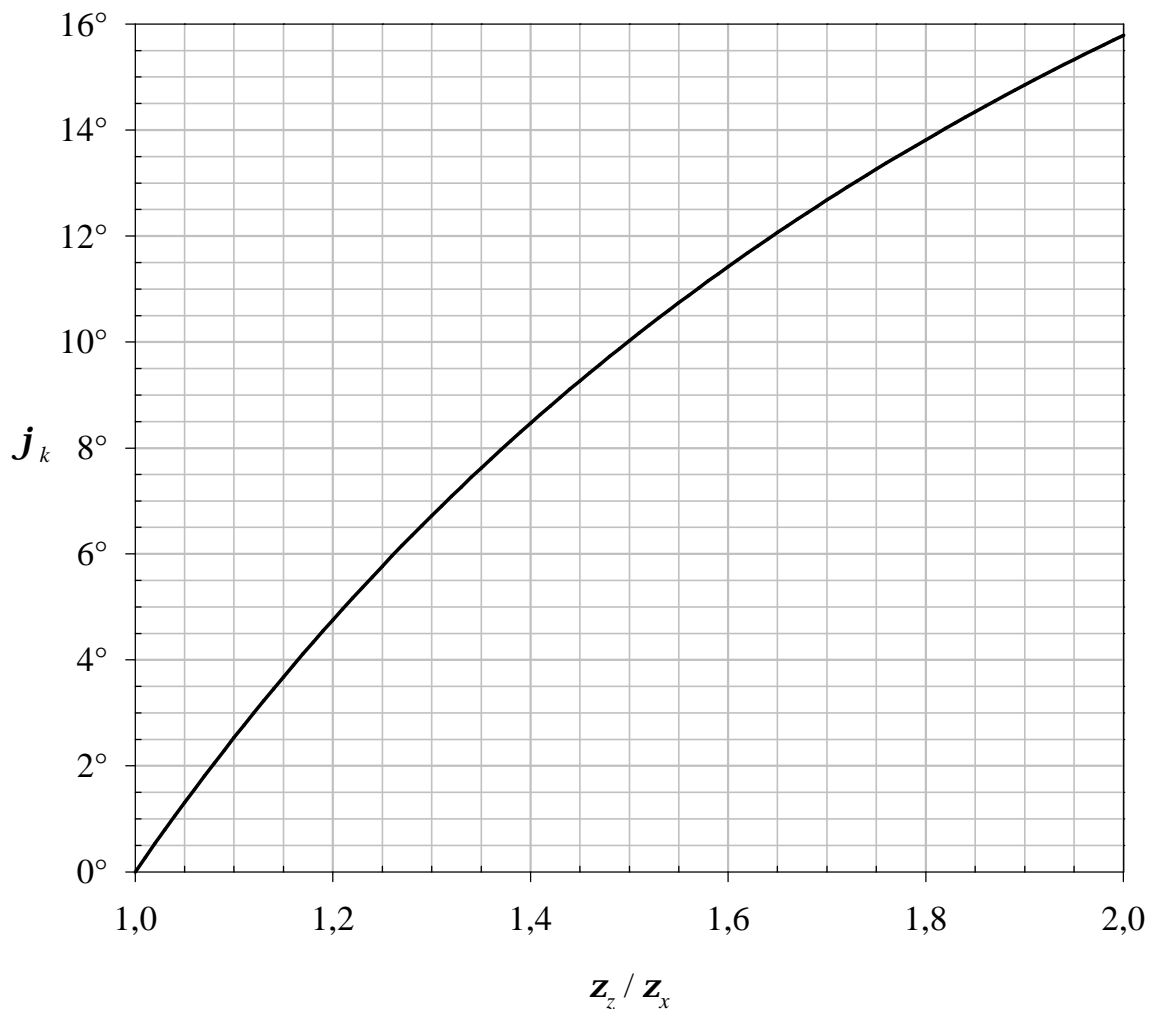


Abbildung 36: Berechnung des Korrekturwinkels j_k aus dem Verhältnis der Verkürzungsfaktoren z_x und z_z

Abbildung 37 dient dazu, die hiermit möglich gewordene, einfache Berechnung des Korrekturwinkels j_k zu demonstrieren. Dabei ist prinzipiell ein Bestimmung des Korrekturwinkels sowohl durch numerische Berechnungen als auch durch Messungen möglich. Nach der Auswahl des Substrates und des Analyseverfahrens kann der Offsetwinkel direkt über das Antennendiagramm oder indirekt aus den Verkürzungsfaktoren bestimmt werden. Mit den ermittelten Werten kann der Korrekturwinkel gemäß den Gleichungen (48) und (49) berechnet werden.

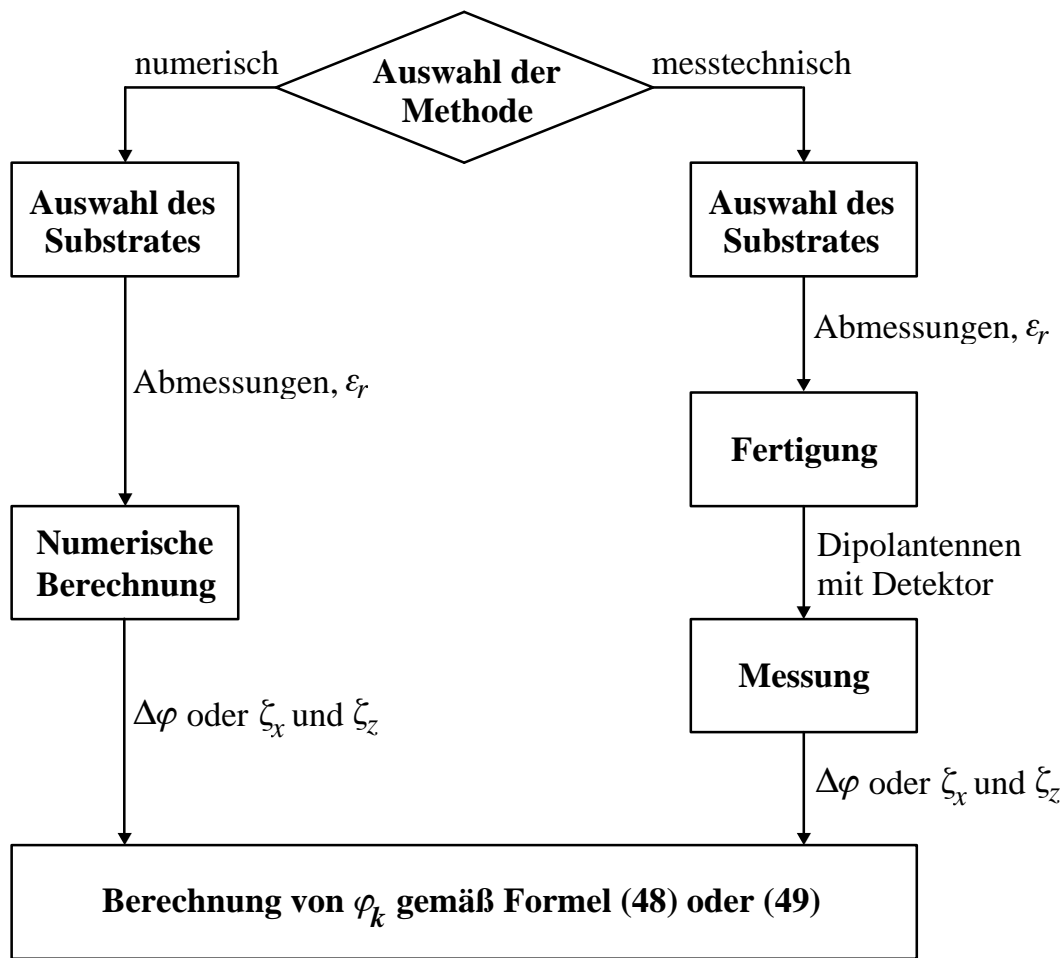


Abbildung 37: Verfahren zur Bestimmung des Korrekturwinkels j_k

In Kapitel 5.3 wird die praktikable numerische Bestimmung – die sich in dieser Arbeit als überlegen gegenüber messtechnischen Untersuchungen erwiesen hat – der Verkürzungsfaktoren und damit des Korrekturwinkels j_k demonstriert. Außerdem wird eine Überprüfung der numerischen Berechnungen auf Basis der Momententheorie (MoM, engl.: „Method of Moments“) mit der unabhängigen Berechnungsmethode der Finiten Elemente (FEM, engl.: „Finite Element Method“) im statischen Fall beispielhaft durchgeführt. Hierfür werden je drei Berechnungen mit unterschiedlicher Diskretisierung verglichen. Die Verkürzungsfaktoren z_x und z_z werden durch die Verhältnisse der Feldstärken anstelle der Verhältnisse der Spannungen an einem Dipol genähert:

$$\mathbf{z}_x \approx \frac{E_{x,S}(\bar{r})}{E_{x,V}(\bar{r})}, \quad (50)$$

$$\mathbf{z}_z \approx \frac{E_{z,S}(\bar{r})}{E_{z,V}(\bar{r})}, \quad (51)$$

$E_{x,V}$: x -Komponente der elektrischen Feldstärke am Punkt \bar{r} , einfallendes elektrisches Feld in x -Richtung polarisiert, ohne Substrat,

$E_{x,S}$: x -Komponente der elektrischen Feldstärke am Punkt \bar{r} , einfallendes elektrisches Feld in x -Richtung polarisiert, mit Substrat.

$E_{z,V}$ und $E_{z,S}$ sind entsprechend für die z -Komponente der elektrischen Feldstärke am Punkt \bar{r} und eine in z -Richtung polarisierte einfallende elektrische Feldstärke definiert.

In Kapitel 5.5 wird der Einfluss dieser Näherung untersucht. Sie entspricht einer Vernachlässigung der geometrischen Ausdehnung des Dipols.

5.3 Überprüfung der numerischen Berechnungsmethode

Die Berechnungsmethode wird durch Vergleich mit den Ergebnissen einer unabhängigen Berechnungsmethode überprüft. Es wird ein Substrat mit den Abmessungen 8 mm in x -Richtung, 0,625 mm in y -Richtung und 20 mm in z -Richtung und einer relativen Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 10$ modelliert. Der Aufpunkt \bar{r} wird in die Mitte des Dipols gelegt. In den Modellen 1 - 3 fällt aus x -Richtung eine ebene Welle ein. In Modell 4 - 6 wird das elektrische Feld durch entsprechende Randbedingungen auf dem umgebenden Volumen erzeugt. Die Modelle 1 - 3 werden in Anhang A, die Modelle 4 - 6 in Anhang B beschrieben.

Die Ergebnisse der Berechnungen werden in Tabelle 7 dargestellt

Nr.	Programm	Frequenz	Unbekannte	z_x	z_z	D_j	j_k
1	Concept (MoM)	10 MHz	1728	0,6500	0,9219	9,82°	8,77°
2	Concept (MoM)	10 MHz	3888	0,6593	0,9226	9,43°	8,46°
3	Concept (MoM)	10 MHz	6912	0,6574	0,9186	9,39°	8,42°
4	Ansys (FEM)	0 Hz	18948	0,6589	0,9142	9,19°	8,26°
5	Ansys (FEM)	0 Hz	49593	0,6585	0,9140	9,20°	8,27°
6	Ansys (FEM)	0 Hz	81547	0,6585	0,9140	9,20°	8,27°

Tabelle 7: Vergleich von zwei unabhängigen Berechnungsmethoden für den Korrekturwinkel j_k bei verschiedenen Diskretisierungen

Das Gitter für die Berechnung mittels FEM wird automatisch generiert, wobei ein Feinheitsgrad vorgegeben wird. Es wurde der statische Fall berechnet. Im Gegensatz hierzu wird die Diskretisierung des Modells für die Berechnung mittels der Momententheorie per Hand erstellt. Die Berechnung wurde hier bei der Frequenz $f = 10$ MHz durchgeführt. Der Effekt der Drehung des Antennendiagramms weist, wie an späterer Stelle gezeigt werden wird, in gute Näherung ein frequenzunabhängiges Verhalten auf.

Die Abweichung zwischen dem größten und dem kleinsten berechneten Korrekturwinkel j_k beträgt ca. 0,5°. Wird die Berechnung Nr. 1, die eine grobe Diskretisierung aufweist, nicht berücksichtigt, ergibt sich eine Abweichung von 0,2° zwischen größtem und kleinstem berechneten Korrekturwinkel.

Die FEM-Berechnung wurde für den numerisch sehr genau berechenbaren statischen Fall durchgeführt. In Anhang B wird dargestellt, dass die Diskretisierung des Substrates in Modell 4 und 5 trotz deutlicher Erhöhung der Anzahl der Unbekannten gleich ist. Modell 6 weist eine leichte Verfeinerung der Diskretisierung des Substrates gegenüber Modell 4 und 5 auf. Die Erhöhung des Feinheitsgrades der automatischen Vernetzung von einem mittleren über einen hohen bis zum maximalen Wert bewirkte hauptsächlich eine feinere Vernetzung des Vakuums. Die hohe Stabilität der FEM-Berechnung ist vor diesem Hintergrund nicht mit einem erreichten Grenzwert bei gleichmäßiger Verfeinerung des Gitters oder sogar mit der Genauigkeit der Lösung gleichzusetzen.

Zusammen mit der MoM-Berechnung, die ebenfalls eine hohe Stabilität aufweist und bei der das Modell gleichmäßig verfeinert wurde, lässt sich jedoch aufgrund der völlig unabhängigen Berechnungsverfahren eine hohe Vertrauenswürdigkeit der Ergebnisse der numerischen Berechnung ableiten.

Die beschriebene, anschaulich motivierte Berechnungsmethode für den Offsetwinkel Dj und den Korrekturwinkel j_k für den Empfangsfall kann für den Sendefall ebenfalls anschaulich interpretiert werden. In Hauptstrahlrichtung wird die elektrische Feldstärke in z -Richtung relativ zur Feldstärke in x -Richtung durch die Substratwirkung um den Faktor z_z / z_x verstärkt. Wenn nun beide Feldstärkekomponenten linear überlagert werden, so ergibt sich damit – unter Berücksichtigung der gleichen Phasenlage der beiden Feldkomponenten – eine um den Winkel Dj gedrehte lineare Polarisation gegenüber dem theoretischen Sendefall ohne Substrat. Die Anwendung des Korrekturwinkels j_k führt zu einem kleineren Offsetwinkel Dj als ihn ein Dipol in dem analytischen Winkel j_a aufweist. Dieser Offsetwinkel Dj weist den gleichen Betrag wie der Korrekturwinkel j_k auf, sodass sich eine Polarisation im analytischen Winkel j_a ergibt.

Als Folgerung aus diesen Überlegungen wird daher in dieser Arbeit elektrische Orthogonalität analog zur geometrischen Orthogonalität definiert.

Def.: Zwei Antennen werden als *elektrisch orthogonal* bezeichnet, wenn gilt, dass eine Spannung am Speisepunkt der einen Antenne keine Spannung am Speisepunkt der anderen Antenne hervorruft, d. h. eine vollständige Entkopplung besteht.

In den folgenden Unterkapiteln 5.4 bis 5.6 werden verschiedene Effekte analysiert, die bereits bei der Ein-Substrat-Anordnung auftreten und den Offsetwinkel Dj und den Korrekturwinkel j_k beeinflussen.

Die Rückwirkung der Antennen mit Substraten aufeinander ist nicht nur von den Substraten selbst, sondern offensichtlich auch vom Abstand der Substrate zueinander abhängig. In Kapitel 5.7 wird dieser Effekt der Drei-Substrat-Anordnungen untersucht.

5.4 Frequenzabhängigkeit

Der Substrateinfluss ist über einen weiten Frequenzbereich frequenzunabhängig. In diesem Bereich lässt sich eine Kompensation des Offsetwinkels durch den Korrekturwinkel durchführen. In Tabelle 7 auf Seite 84 wurden Berechnungen für die Frequenz 0 Hz auf Basis der Finiten Elemente Methode (FEM) mit Berechnungen auf Basis der Momentenmethode (MoM) bei 10 MHz verglichen. In Abbildung 38 wird die Abhängigkeit der Verkürzungsfaktoren z_x und z_z von der Frequenz für das bereits untersuchte Substrat mit den Abmessungen 8 mm im x -Richtung, 0,625 mm in y -Richtung und 20 mm im z -Richtung und der relativen Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_r = 10$ dargestellt. Die Berechnung wurde mittels der MoM durchgeführt. Der Aufpunkt befindet sich in der Mitte des Substrates.

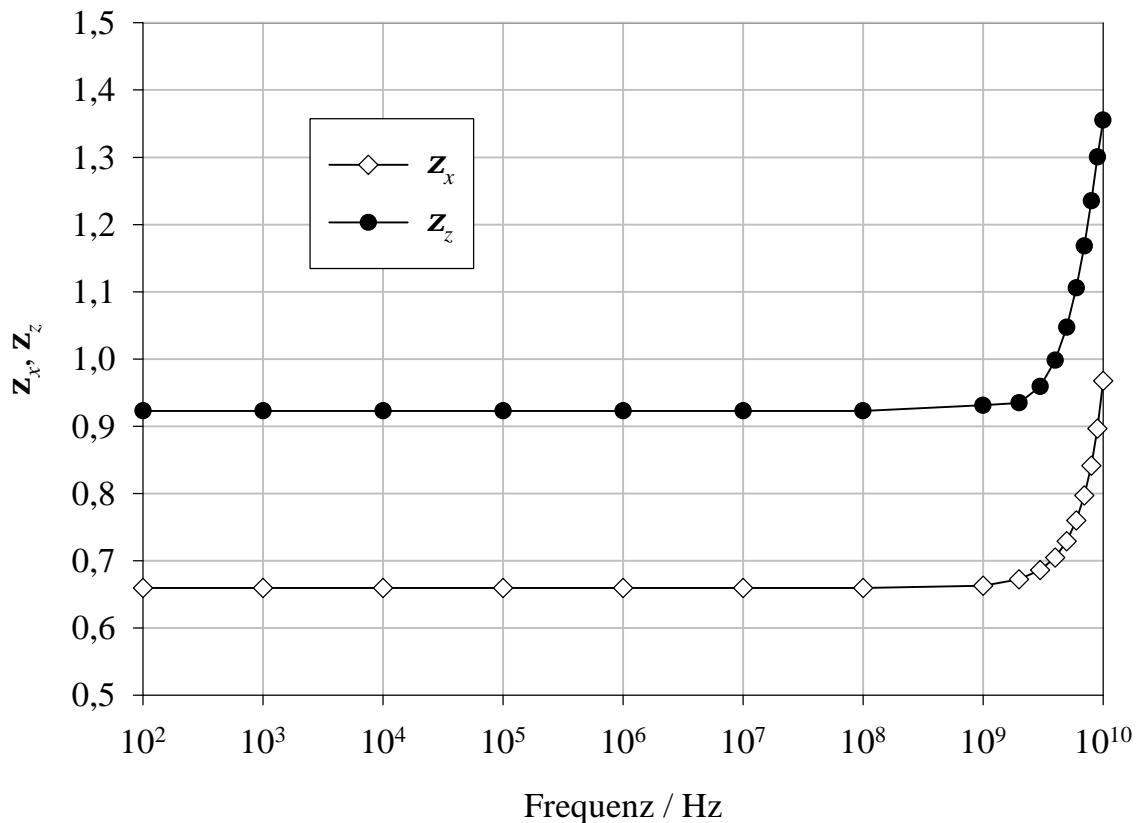


Abbildung 38: Frequenzabhängigkeit der Verkürzungsfaktoren z_x und z_z

Die Berechnungen wurde bis zur tiefsten Frequenz $f = 100$ Hz durchgeführt, um den prinzipiellen Verlauf, der keine untere Grenzfrequenz aufweist, zu zeigen. Dies bedeutet, dass selbst für Sensoren, die zur Detektion von elektrischen Feldern bei

energietechnischen Frequenzen konstruiert werden, eine Berücksichtigung der Substrateffekte eine Reduzierung der Anisotropie bewirken kann.

Es ist zu beobachten, dass die Verkürzungsfaktoren z_x und z_z unterhalb des GHz-Frequenzbereiches näherungsweise konstant sind. Oberhalb von ca. 1 GHz steigen für das berechnete Substrat beide Verkürzungsfaktoren mit der Frequenz an. Dies bedeutet, dass sowohl die x - als auch die z -Komponente der elektrischen Feldstärke im Substrat zunimmt. Entscheidend für den Einfluss des Substrates sind jedoch letztlich Offset- und Korrekturwinkel. Weil diese von dem Quotienten der Verkürzungsfaktoren abhängen und sich beide Verkürzungsfaktoren in die gleiche Richtung ändern, findet eine Teilkompensation statt. In Abbildung 39 werden die resultierenden Offset- und Korrekturwinkel über der Frequenz dargestellt.

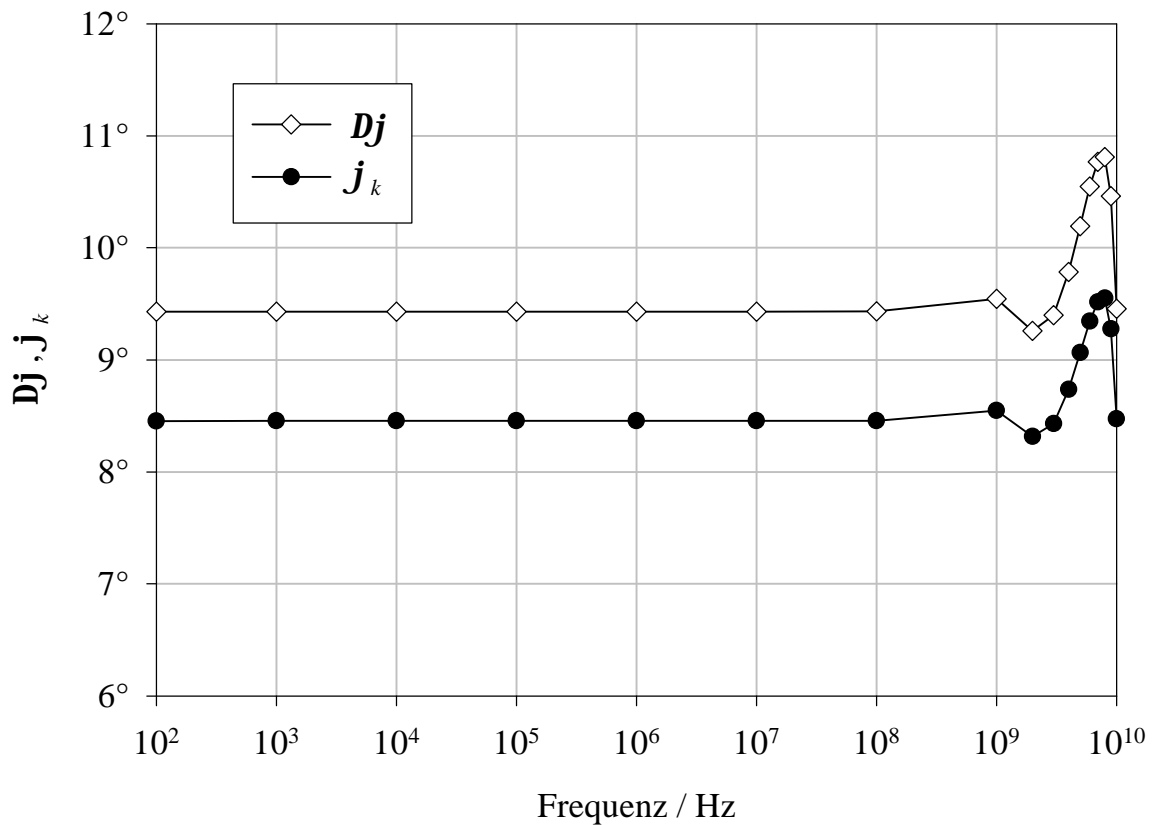


Abbildung 39: Frequenzabhängigkeit des Offsetwinkels Dj und des Korrekturwinkels j_k

Im Frequenzbereich bis ca. 1 GHz ist die Änderung von Offsetwinkel und Korrekturwinkel mit der Frequenz vernachlässigbar. Für höhere Frequenzen kann

das Substrat nicht mehr als klein gegen die Wellenlänge betrachtet werden kann und das Substratverhalten wird komplexer. Eine einfache Kompensation durch einen Korrekturwinkel ist für diese Frequenzen nicht möglich, daher wird die Genauigkeit des Gesamtsystems reduziert. Es lassen sich jedoch sowohl Fehlerabschätzungen anhand von numerischen Analysen durchführen als auch der Korrekturwinkel zu einem Wert, der vom statischen Fall abweicht, wählen.

In dem dargestellten Fall beträgt der kleinste Korrekturwinkel $8,31^\circ$ und der größte Korrekturwinkel $9,55^\circ$. Der Korrekturwinkel für den statischen Fall beträgt $8,46^\circ$ und würde in dem Frequenzbereich 100 Hz bis 10 GHz zu einer maximalen Isotropieabweichung von 0,33 dB führen. Eine Wahl des Korrekturwinkels als Mittelwert aus Maximum und Minimum im betrachteten Intervall führt hingegen zu einem maximalen Fehler des Korrekturwinkels von $0,62^\circ$ und damit zu einem Isotropiefehler von 0,2 dB.

Es besteht die Möglichkeiten, andere Kriterien für die Wahl des Korrekturwinkels zu verwenden. Insbesondere kann der Aspekt interessant sein, dass der Entwickler auswählen kann, in welchem Frequenzbereich er besonders geringe Isotropieabweichungen erreichen will, um damit den Gesamtfehler des Messsystems zu minimieren.

5.5 Position des Dipols

Die Position des Dipols auf dem Substrat beeinflusst den Offset- und den Korrekturwinkel. Die Ursache hierfür liegt in einer inhomogenen Feldverteilung im Substrat. In diesem Kapitel werden hierzu die Fragestellungen untersucht,

1. wie sich eine Verschiebung des Dipols entlang der Längsseite des Substrates – in z -Richtung in Abbildung 40 – auswirkt,

2. wie die Näherung von Offset- und Korrekturwinkel durch Berechnung aus den Verkürzungsfaktoren und die Näherung der Verkürzungsfaktoren wiederum aus dem Verhältnis der Feldstärken mit und ohne Substrat zu bewerten sind und
3. ob die Näherung, dass sich der Dipol in y -Richtung in der Mitte der Substrate befindet – und nicht wie in der Realität an der Oberfläche – zulässig ist.

Es wird wieder exemplarisch das schon beschriebene Substrat mit den Abmessungen 8 mm im x -Richtung, 0,625 mm in y -Richtung und 20 mm im z -Richtung und der relativen Dielektrizitätskonstanten $\epsilon_r = 10$ dargestellt. Der Ursprung des Koordinatensystems befindet sich für die weiteren Diagramme dieses Kapitels in der Mitte des Substrates.

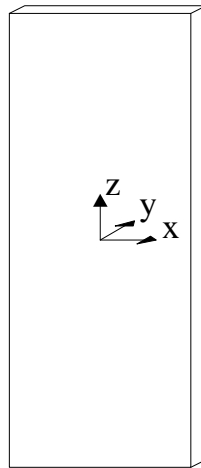


Abbildung 40: Substrat mit Aufpunkt und Orientierung der Raumrichtungen

In Abbildung 41 werden Berechnungen von Offset- und Korrekturwinkeln anhand der Drehungen der Maxima der Strahlungsdiagramme von Dipolen, die sich bei $y = 0$ im Substrat befinden, Berechnungen von Offset- und Korrekturwinkeln aus den Verkürzungsfaktoren, die wiederum aus Feldverteilungen mit und ohne Substrat ermittelt werden, gegenübergestellt. Die Berechnungen wurde auf Basis der MoM durchgeführt. Der Dipol befindet sich im analytischen Winkel zur z -Achse, die Verkürzungsfaktoren werden auf der z -Achse berechnet.

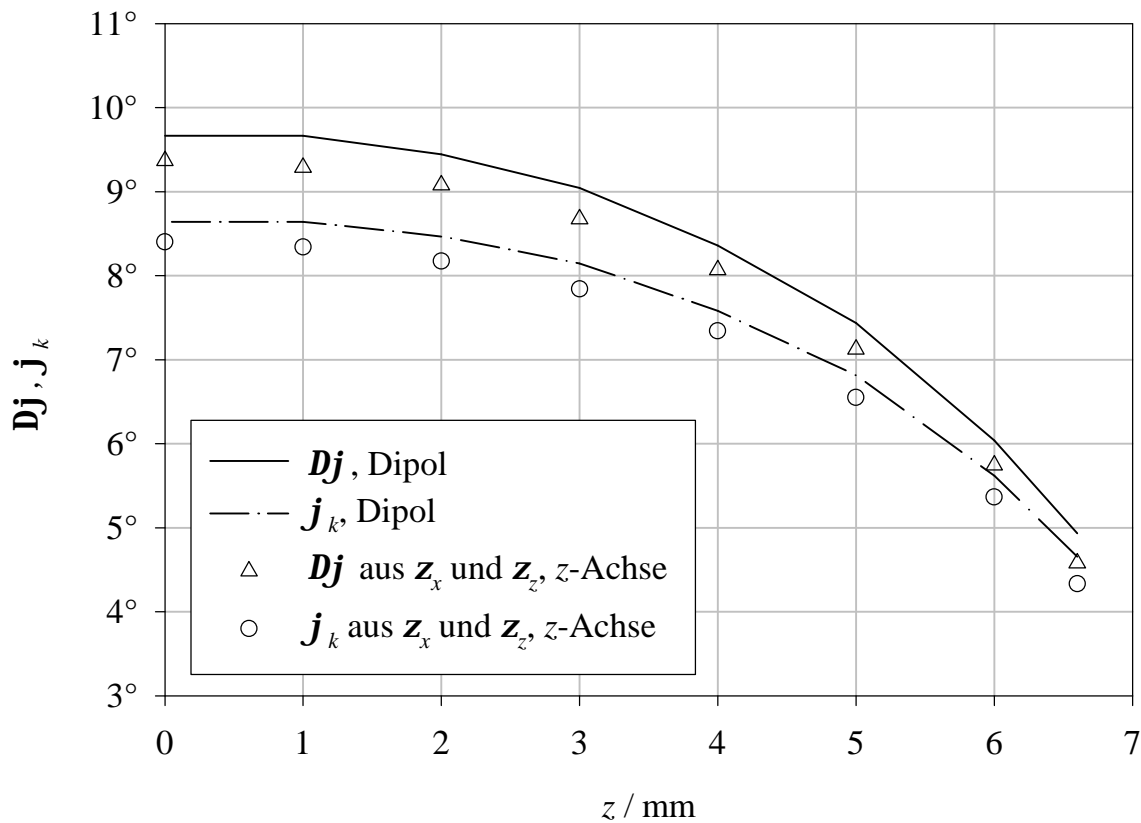


Abbildung 41: Verlauf des Offsetwinkels Dj und des Korrekturwinkels j_k entlang der z -Achse

Der grundlegende Verlauf des Offset- und des Korrekturwinkels ist für die direkte Berechnung aus dem Strahlungsdiagramm des Dipols und die indirekte Berechnung aus den Verkürzungsfaktoren gleich. Es zeigt sich jedoch eine Unterschätzung des Korrekturwinkels durch die Näherung mittels der Verkürzungsfaktoren von bis zu $0,3^\circ$. Dies führt zu einer Isotropieabweichung von ca. 0,1 dB.

Um die Ursache dieser Abweichung zu analysieren, werden in Abbildung 42 und Abbildung 43 die Verläufe der Verkürzungsfaktoren entlang des Dipols für verschiedene z -Koordinaten der Mitte des Dipols dargestellt. Der Verkürzungsfaktor in x -Richtung z_x wird durch den Quotienten aus elektrischer Feldstärke in x -Richtung bei Polarisation der einfallenden Feldstärke in x -Richtung mit und ohne Substrat ermittelt. Der Verkürzungsfaktor in z -Richtung wird analog aus dem Verhältnis der Feldstärken in z -Richtung mit und ohne Substrat berechnet.

Position des Dipols

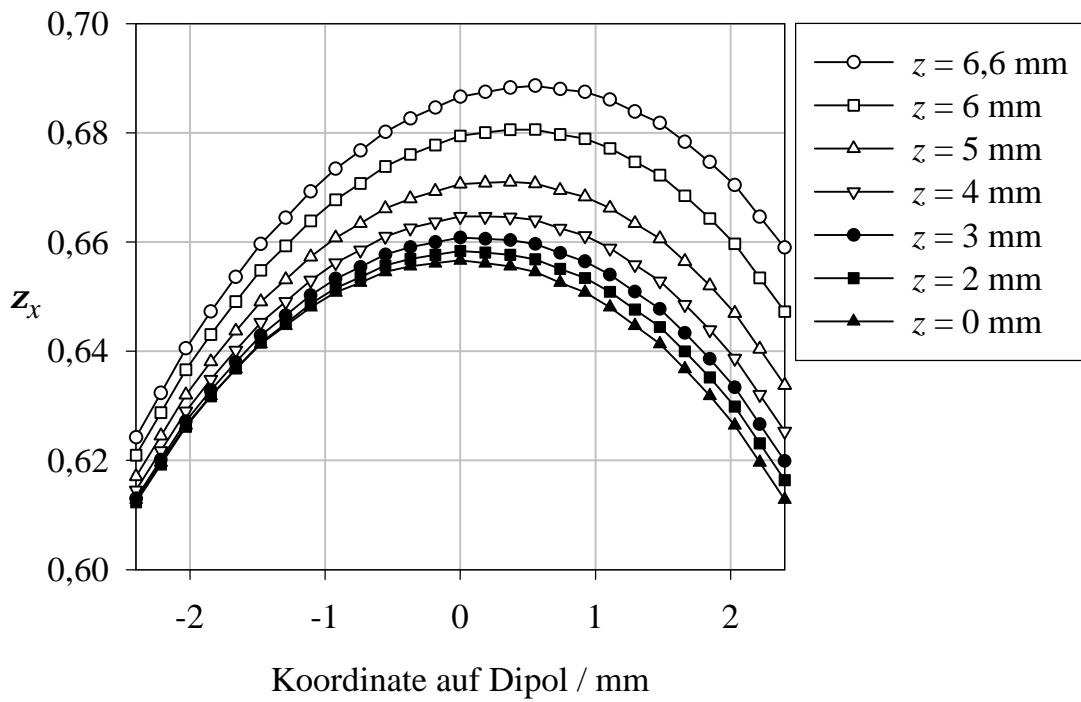


Abbildung 42: Verlauf des Verkürzungsfaktors z_x entlang des Dipols auf dem Substrat für verschiedene z -Koordinaten

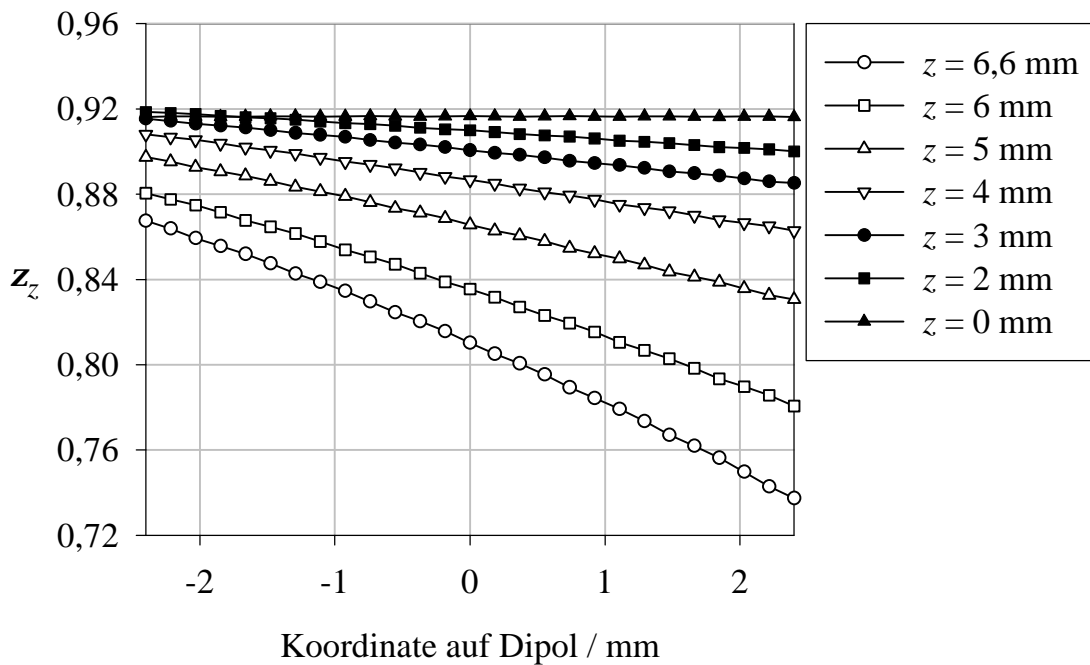


Abbildung 43: Verlauf des Verkürzungsfaktors z_z entlang des Dipols auf dem Substrat für verschiedene z -Koordinaten

Der Verkürzungsfaktor in x -Richtung z_x weist stets in der Nähe der Mitte sein Maximum auf. Wird z_x auf der z -Achse als Näherung für ein geeignetes gewichtetes Mittel von z_x auf dem Dipol verwendet, führt dies daher zu einer Überschätzung von z_x . Im Gegensatz hierzu entspricht der Verkürzungsfaktor in z -Richtung z_z auf der z -Achse in grober Näherung einem geeigneten gewichteten Mittel von z_z entlang des Dipols. Der Quotient aus dem gewichteten Mittel von z_z und z_x , mit dem monoton sowohl der Offset- als auch der Korrekturwinkel steigen, wird daher durch den Quotient auf der z -Achse unterschätzt.

Dieser Fehler lässt sich deutlich reduzieren, wenn die räumlich verteilten Verkürzungsfaktoren entlang der Dipole gewichtet gemittelt werden, wobei die Gewichtung mit der dreieckförmigen Stromverteilung im Sendefall und die Mittelung arithmetisch durchgeführt werden. Die verbesserte Näherung von Offset- und Korrekturwinkel wird in Abbildung 44 mit der einfachen Berechnung aus dem Verhältnis der Verkürzungsfaktoren auf der z -Achse und der – für das verwendete Softwarepaket – aufwändigeren Berechnung aus dem Maximum der Antennendiagramme verglichen.

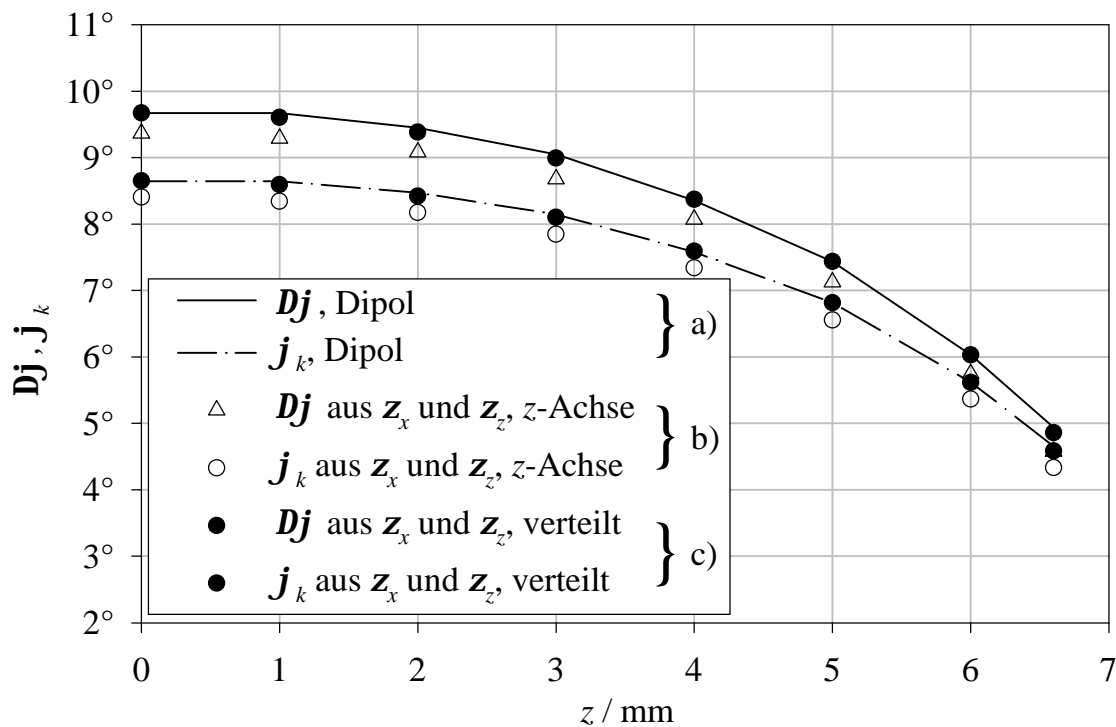


Abbildung 44: Offset- und Korrekturwinkel, a) Berechnung aus Strahlungsdiagramm des Dipols, b) Näherung mittels z_x und z_z auf der z -Achse und c) Berechnung von z_x und z_z aus dem gewichteten Mittelwert entlang des Dipols

Position des Dipols

Die Näherung von Offset- und Korrekturwinkel wird durch die gewichtete räumliche Mittelung deutlich verbessert. Der maximale Fehler wird von $0,32^\circ$ auf $0,07^\circ$ für den untersuchten Fall reduziert. Die Reduzierung des Fehlers des Korrekturwinkels von $0,25^\circ$ entspricht einer Reduzierung der Isotropieabweichung von 0,07 dB. Es ist daher abzuwägen, ob der höhere Entwicklungsaufwand durch die aufwändigere Bestimmung des Korrekturwinkels vor dem Hintergrund der Genauigkeitsanforderungen wirtschaftlich sinnvoll ist.

In der nächsten Abbildung wird die Abhängigkeit der Verkürzungsfaktoren von der Position in y -Richtung auf dem Substrat dargestellt. Dieser Fall ist von praktischer Bedeutung, weil sich Berechnungen insbesondere auf Basis der MoM deutlich vereinfachen lassen, wenn eine Modellierung der Antenne statt auf der Oberfläche des Substrates, mitten im Substrat zulässig ist. Zumindest dicht an der Oberfläche lässt sich aufgrund der Stetigkeit der tangentialen elektrischen Feldstärke an Grenzflächen eine Unabhängigkeit von der y -Komponente erwarten. Dieser Fall wurde an dem bereits am Anfang dieses Kapitels beschriebenen Substrat untersucht. Die Verkürzungsfaktoren werden auch hier wieder aus dem Verhältnis der Feldstärken mit und ohne Substrat berechnet. Zur Berechnung wird allerdings die FEM herangezogen, da bei der verwendeten Software auf Basis der MoM der Mindestabstand der Feldstärkeaufpunkte zur Oberfläche nicht eingehalten worden wäre.

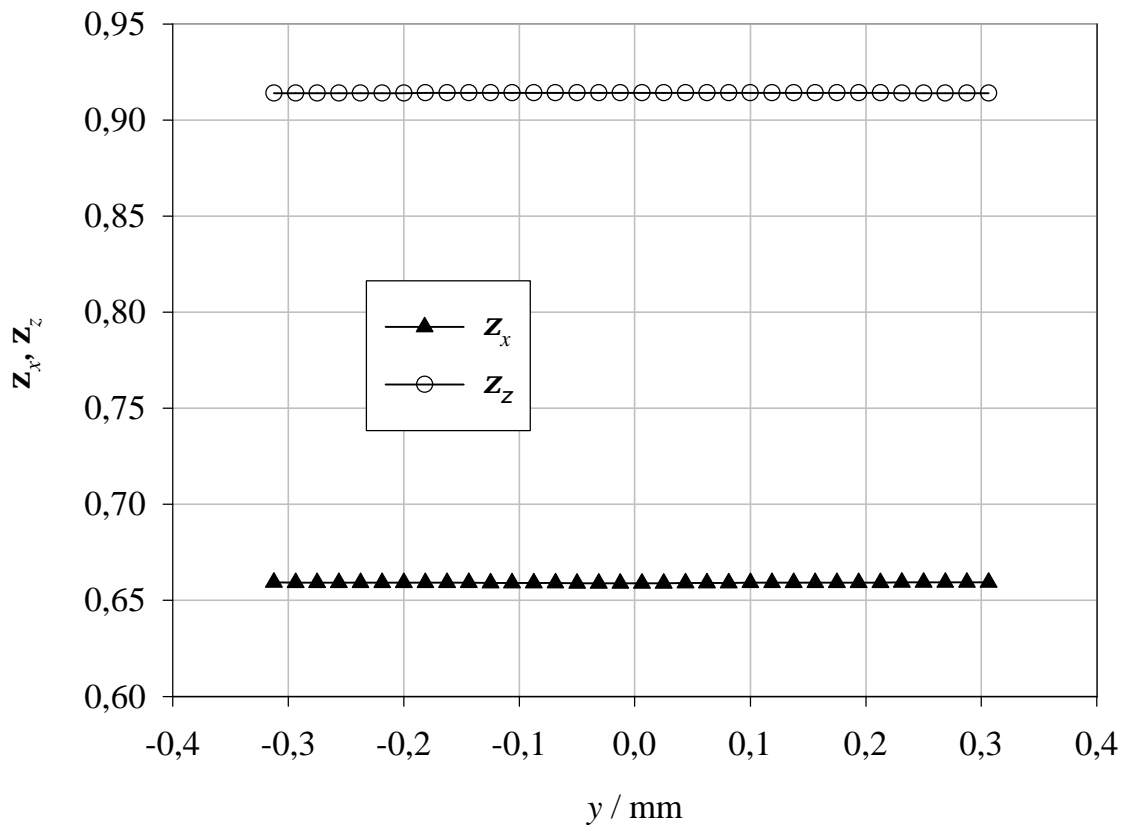


Abbildung 45: Verlauf der Verkürzungsfaktoren z_x und z_z senkrecht zum Substrat

Es zeigt sich, dass beide Verkürzungsfaktoren sich innerhalb des Substratmaterials um deutlich weniger als 1‰ ändern. Die Änderung von Offset- und Korrekturwinkel beträgt ca. $0,01^\circ$. Diese Verläufe wurden daher nicht in einem Diagramm abgebildet. Unter Berücksichtigung der numerischen Genauigkeit kann daher der zusätzliche Fehler durch die Verschiebung des Dipols in y -Richtung vernachlässigt werden.

5.6 Abmessungen des Substrates

Die Substratabmessungen beeinflussen mit der relativen Dielektrizitätskonstante ϵ_r maßgeblich die Vorzugsrichtung des Substrates und damit Offset- und Korrekturwinkel. Für ein Substrat, dass durch Drehung um 90° um die y -Achse auf sich selbst abgebildet wird, ist ein Offsetwinkel von 0° zu erwarten. Beispiele

hierfür sind ein in der xz -Ebene quadratisches und ein rundes Substrat. Mit zunehmend länglicher Form des Substrates nimmt auch der anisotrope Charakter und entsprechend Offset- und Korrekturwinkel zu. Dieses Verhalten wird für Substrate mit der Breite 8 mm, Dicke 0,625 mm, variabler Längsabmessung und relativer Dielektrizitätskonstante ϵ_r von 10 in Abbildung 46 gezeigt. Die Verkürzungsfaktoren werden aus den Quotienten der Feldstärkewerte mit und ohne Substrat am Ursprung – in der Mitte des Substrates – berechnet.

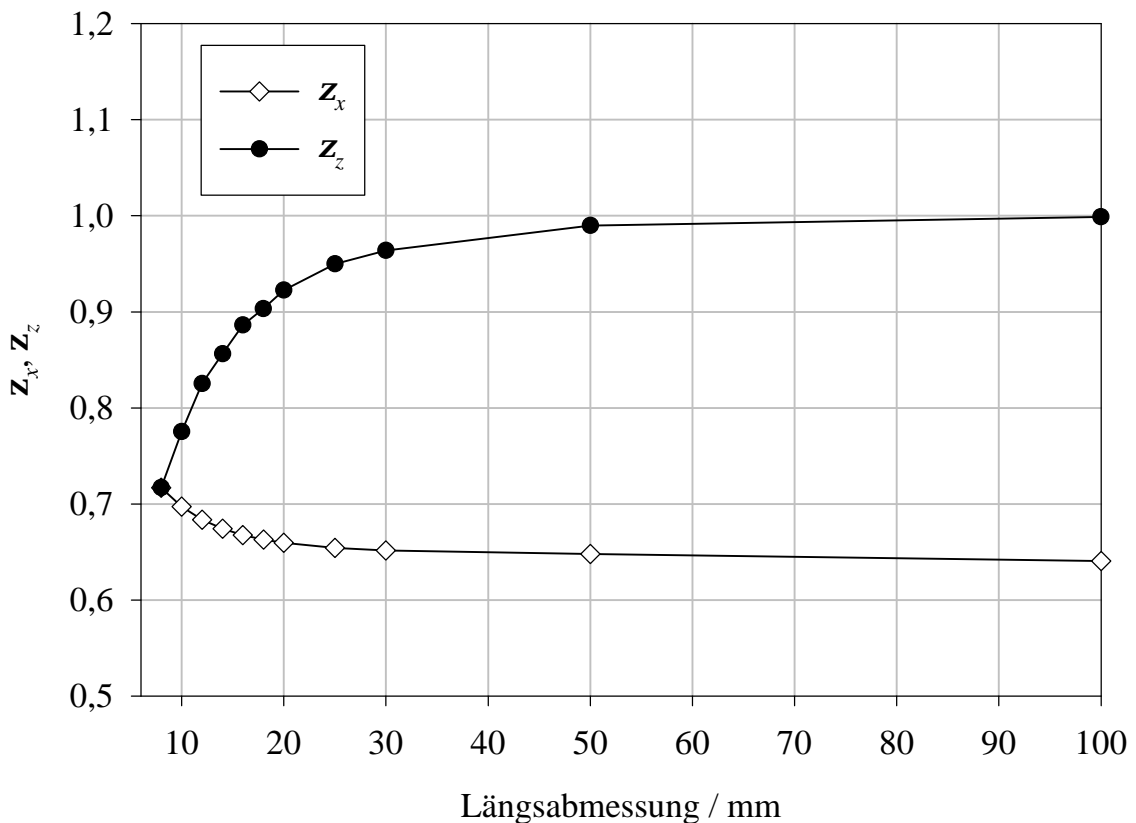


Abbildung 46: Verkürzungsfaktoren z_x und z_z in Abhängigkeit von der Längsabmessung des Substrates

Beginnend mit der Längsabmessung von 8 mm – der Breite des Substrates – ergeben sich mit steigenden Längsabmessungen steigende Verkürzungsfaktoren in z -Richtung und fallende Werte für die Verkürzungsfaktoren in x -Richtung. Eine Verlängerung des Substrates führt zu einer Konzentration der Feldlinien in z -Richtung bei Polarisation der einfallenden elektrischen Feldstärke in z -Richtung. Die Feldstärke in x -Richtung bei Polarisation der einfallenden elektrischen Feldstärke in x -Richtung nimmt hingegen bei zunehmender Ausdehnung des

Substrates in z -Richtung ab – die Feldlinien konzentrieren sich zwar auch in diesem Fall im Substrat, allerdings insbesondere in den Enden, sodass die Feldstärke in der Mitte mit zunehmender Ausdehnung in z -Richtung abnimmt.

In Abbildung 47 werden Offsetwinkel Dj und Korrekturwinkel j_k in Abhängigkeit von der Ausdehnung des Substrates in z -Richtung dargestellt.

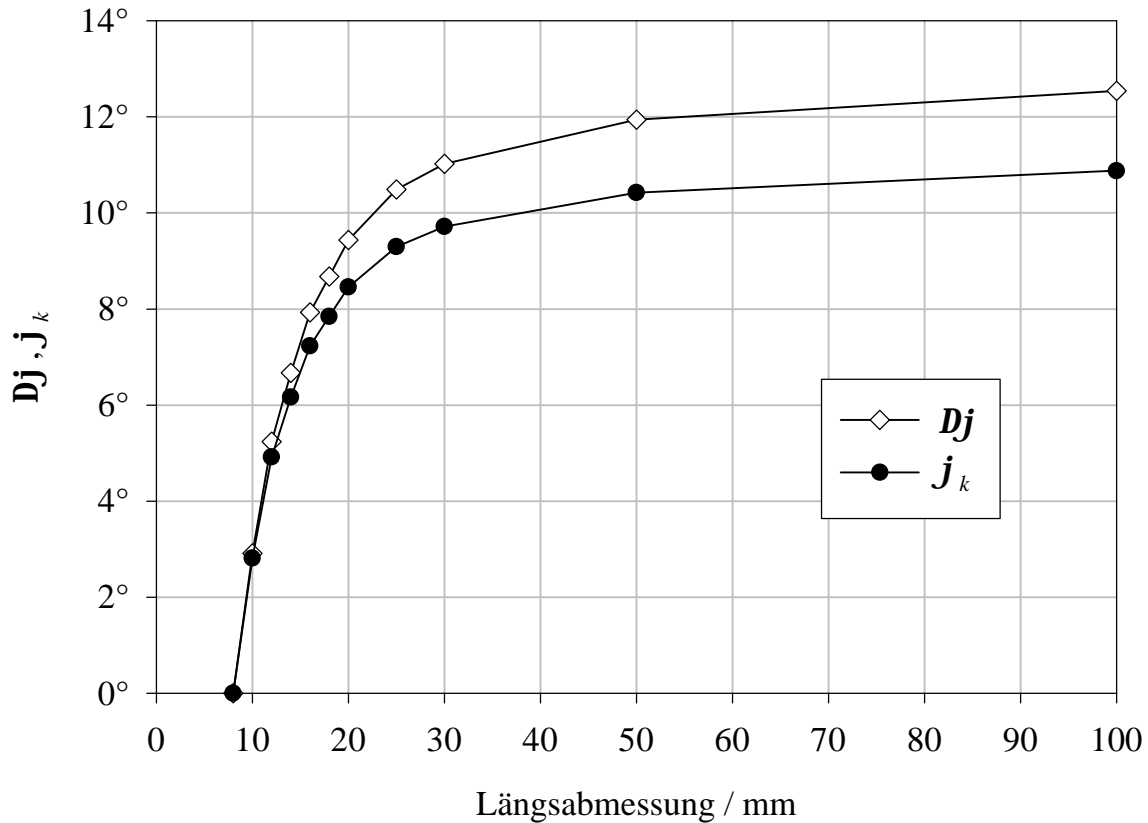


Abbildung 47: Offsetwinkel Dj und Korrekturwinkel j_k in Abhängigkeit von der Längsabmessung des Substrates

Für das Substrat mit quadratischem Querschnitt ergibt sich der Offsetwinkel 0° . Während eine Verdoppelung der Substratlänge von 8 mm auf 16 mm ein Ansteigen des Offsetwinkels um $7,9^\circ$ hervorruft, bewirkt eine Verdopplung der Substratlänge von 50 mm auf 100 mm hingegen nur noch eine Zunahme des Offsetwinkels um $0,6^\circ$. Besonders längliche Substrate weisen daher keine ungewöhnlich hohe Anisotropie auf. Es ist allerdings zu beachten, dass die Gültigkeit der Näherung konstanter Offset- und Korrekturwinkel bei längeren Substraten bei tieferen Frequenzen endet.

5.7 Drei-Substrat-Anordnung

In den vorangegangenen Kapiteln wurde die prinzipiellen Vorgänge exemplarisch an einer Ein-Substrat-Anordnungen dargestellt. Um eine isotrope Anordnung mit dem dargestellten Verfahren zu erhalten, werden jedoch weitere Substrate benötigt. In diesem Abschnitt wird daher der Einfluss weiterer Substrate auf die Empfangscharakteristik des Sensors untersucht.

Offsetwinkel Dj und Korrekturwinkel j_k

Offsetwinkel Dj und Korrekturwinkel j_k sind – wie bereits dargestellt – wichtige Größen, um eine Isotropie des Gesamtsystems zu erreichen. Es stellt sich deshalb die Frage, wie diese Werte durch weitere Substrate beeinflusst werden.

Anschauliche Gründe lassen eine Verstärkung der Anisotropie durch die Substratwirkung und damit einen vergrößerten Offsetwinkel Dj erwarten. Diese ließen sich durch einen vergrößerten Korrekturwinkel j_k kompensieren. Diese Überlegung wirft die Frage auf, ob dieser anschaulich zu erwartende Effekt in der Realität tatsächlich so auftritt, und wenn dies der Fall ist, wie stark dieser Effekt für realistische Anordnungen ist. Um diese Fragen zu beantworten, werden verschiedene numerische Berechnungen durchgeführt. Es wird wieder ein Substrat mit den Abmessungen $8 \text{ mm} \times 0,625 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ und einer relativen Dielektrizitätskonstanten von $\epsilon_r = 10$ untersucht. In Abbildung 49 wird der Einfluss des Abstandes d_s dieser Substrate zueinander für dieses Substrat dargestellt. Die geometrische Anordnung wird in Abbildung 48 in der Sicht auf die z -Achse skizziert. Der Abstand d_s wird zwischen den inneren Kanten der Substrate gemessen.

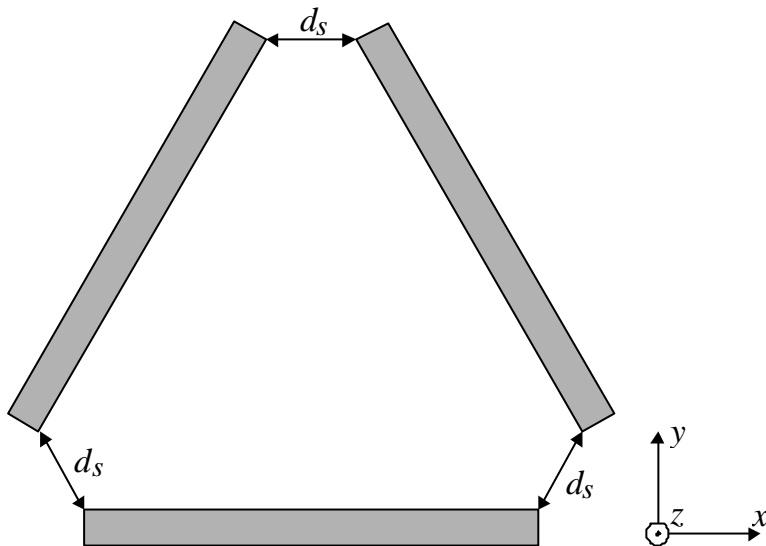


Abbildung 48: Anordnung der drei Substrate

In Abbildung 49 wird der Einfluss des Abstandes d_s auf die Verkürzungsfaktoren z_x und z_z in x - und z -Richtung dargestellt. Die Verkürzungsfaktoren der Ein-Substrat-Anordnung werden als Asymptoten eingefügt.

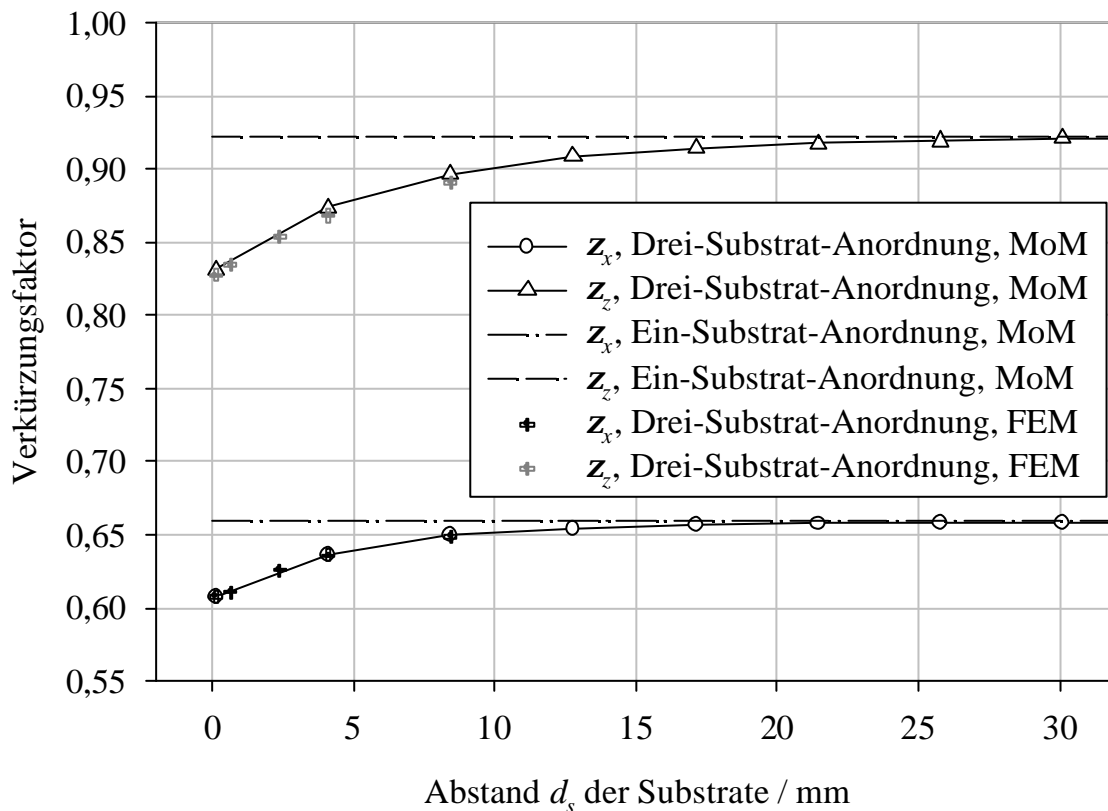


Abbildung 49: Drei-Substrat-Anordnung, Einfluss des Abstandes d_s der Substrate zueinander auf Korrekturwinkel j_k und Offsetwinkel Dj

Drei-Substrat-Anordnung

Eine Drei-Substrat-Anordnung mit geringem Abstand der Substrate weist reduzierte Verkürzungsfaktoren auf. Der Effekt der Verkürzung ist also ausgeprägter. Dieses Verhalten lässt sich aufgrund des Einbringens von zusätzlichem Substratmaterial gegenüber der Ein-Substrat-Anordnung erwarten. Weiterhin ist es plausibel, dass sich die Verkürzungsfaktoren z_x und z_z für zunehmenden Abstand d_s der Substrate zueinander asymptotisch den Verkürzungsfaktoren der Ein-Substrat-Anordnung annähern. Umgekehrt nehmen für kleiner werdende Abstände beide Verkürzungsfaktoren ab. Damit findet eine teilweise Kompensation für den Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und den Offsetwinkel \mathbf{Dj} statt, da diese nur von dem Verhältnis der Verkürzungsfaktoren abhängen. Dies führt zu einem interessanten Abstandsverhalten, das in Abbildung 50 dargestellt ist. Der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und der Offsetwinkel \mathbf{Dj} der Ein-Substrat-Anordnung werden ebenfalls als Asymptoten angegeben.

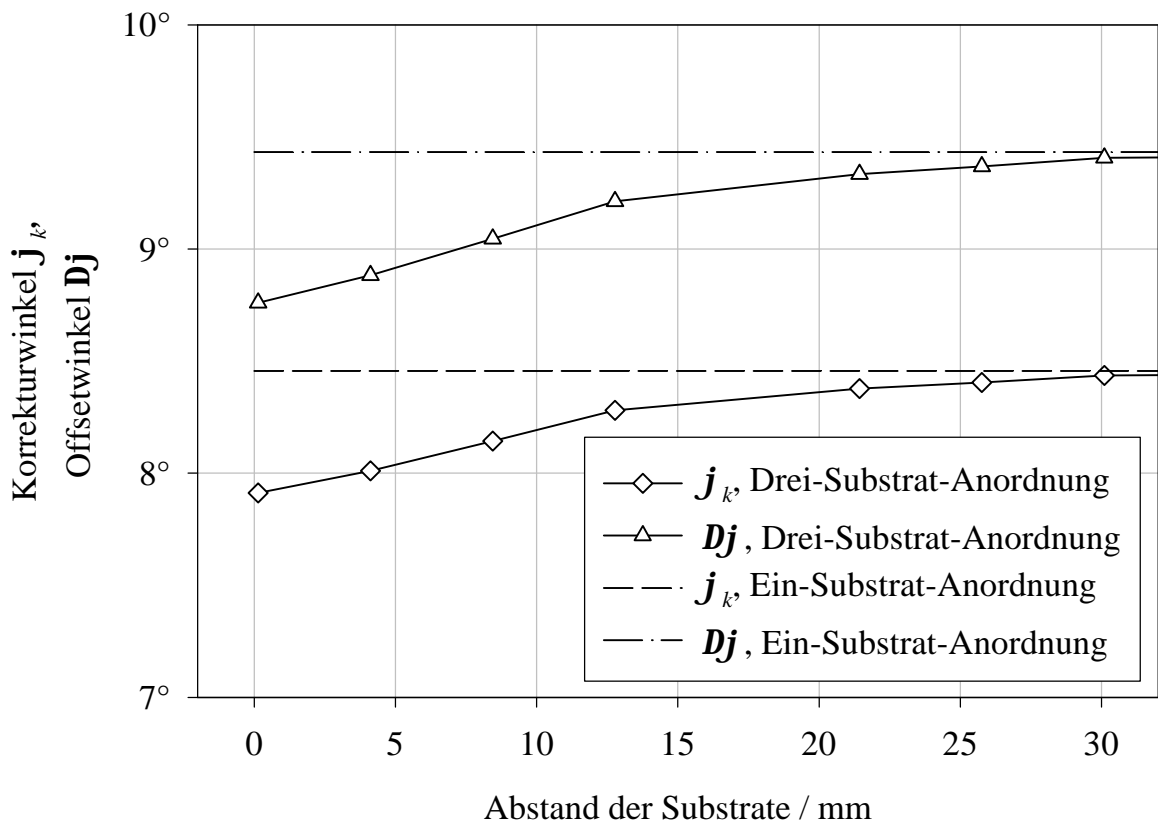


Abbildung 50: Drei-Substrat-Anordnung, Einfluss des Abstandes d_s der Substrate zueinander auf den Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und den Offsetwinkel \mathbf{Dj}

Für einen zunehmenden Abstand d_s der Substrate nähern sich der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und der Offsetwinkel \mathbf{Dj} der Drei-Substrat-Anordnung erwartungsgemäß den

entsprechenden Werten der Ein-Substrat-Anordnung, da die Rückwirkung der Substrate untereinander geringer wird. Das Abstandsverhalten des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k und des Offsetwinkels \mathbf{Dj} weist jedoch offensichtlich im Gegensatz zum Abstandsverhalten der Verkürzungsfaktoren \mathbf{z}_x und \mathbf{z}_z jeweils einen Wendepunkt auf. Diese Wendestelle befindet sich bei $d_{s,w}$. Für Abstände $d_s \leq d_{s,w}$ nimmt daher die Änderung des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k und des Offsetwinkels \mathbf{Dj} mit abnehmendem Abstand ab, obwohl der Effekt der Verkürzung zunimmt. Dies lässt auf die bereits erwähnte teilweise Kompensation schließen, d. h. für kleiner werdende Abstände $d_s \leq d_{s,w}$ nimmt zwar der Effekt der Verkürzung immer stärker zu, jedoch nimmt die Änderung des Verhältnisses $\mathbf{z}_z / \mathbf{z}_x$ ab. Die sich nähernden zusätzlichen Substrate wirken sich zunehmend gleich auf \mathbf{z}_x und \mathbf{z}_z aus. In Abbildung 49 werden diese Ergebnisse, die durch eine numerische Berechnung auf Basis der MoM ermittelt wurden, durch eine unabhängige Berechnung auf Basis der FEM bestätigt. Die Modelle auf Basis der MoM und der FEM werden im Anhang A und B beschrieben.

Als Folge hat die Drei-Substrat-Anordnung selbst bei geringen Abständen nur einen moderaten Einfluss auf den Korrekturwinkel \mathbf{j}_k und den Offsetwinkel \mathbf{Dj} – ein Vergleich mit Abbildung 34 liefert, dass eine Drehung des Antennendiagramms von $0,5^\circ$ gegenüber dem analytischen Winkel \mathbf{j}_a zu einer Isotropieabweichung von ca. 0,16 dB führt. Da eine Kompensation dieses Effektes jedoch keine Erhöhung des Fertigungsaufwandes bedeutet, bietet sich trotzdem eine Berücksichtigung dieses Effektes an.

5.8 Verifikation und Anwendung des Korrekturwinkels

Für ein Substrat mit den Abmessungen $8 \text{ mm} \times 0,625 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$, $\epsilon_r = 10$, Position des Dipols in der Mitte des Substrates, werden der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k berechnet und die Korrektur durchgeführt. Der Dipol befindet sich in der Mitte des Substrates. Der Offsetwinkel \mathbf{Dj} und der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k werden näherungsweise aus den Verkürzungsfaktoren \mathbf{z}_x und \mathbf{z}_z , die durch eine numerischen Berechnung auf Basis der Momentenmethode ermittelt werden, berechnet.

$$\mathbf{z}_x = 0,6593$$

$$\mathbf{z}_z = 0,9226$$

$$\mathbf{Dj} = 9,43^\circ$$

Die Isotropieabweichung ohne Berücksichtigung des Substrateffektes kann Abbildung 33 entnommen werden. Sie beträgt 2,9 dB. Der Korrekturwinkel φ_k wurde gemäß Gleichung zu

$$\varphi_k = 8,46^\circ$$

berechnet. Der Dipol befindet sich entsprechend im Winkel von $61,2^\circ$ zur Sensorachse, die in z -Richtung verläuft. Das Strahlungsdiagramm in Abbildung 51 ergibt sich bei Anwendung dieses Korrekturwinkels. Es wird die elektrische Feldstärke relativ zum Maximalwert in Hauptstrahlrichtung im Fernfeld unter Freiraum-Ausbreitungsbedingungen über dem Winkel θ zur z -Achse dargestellt.

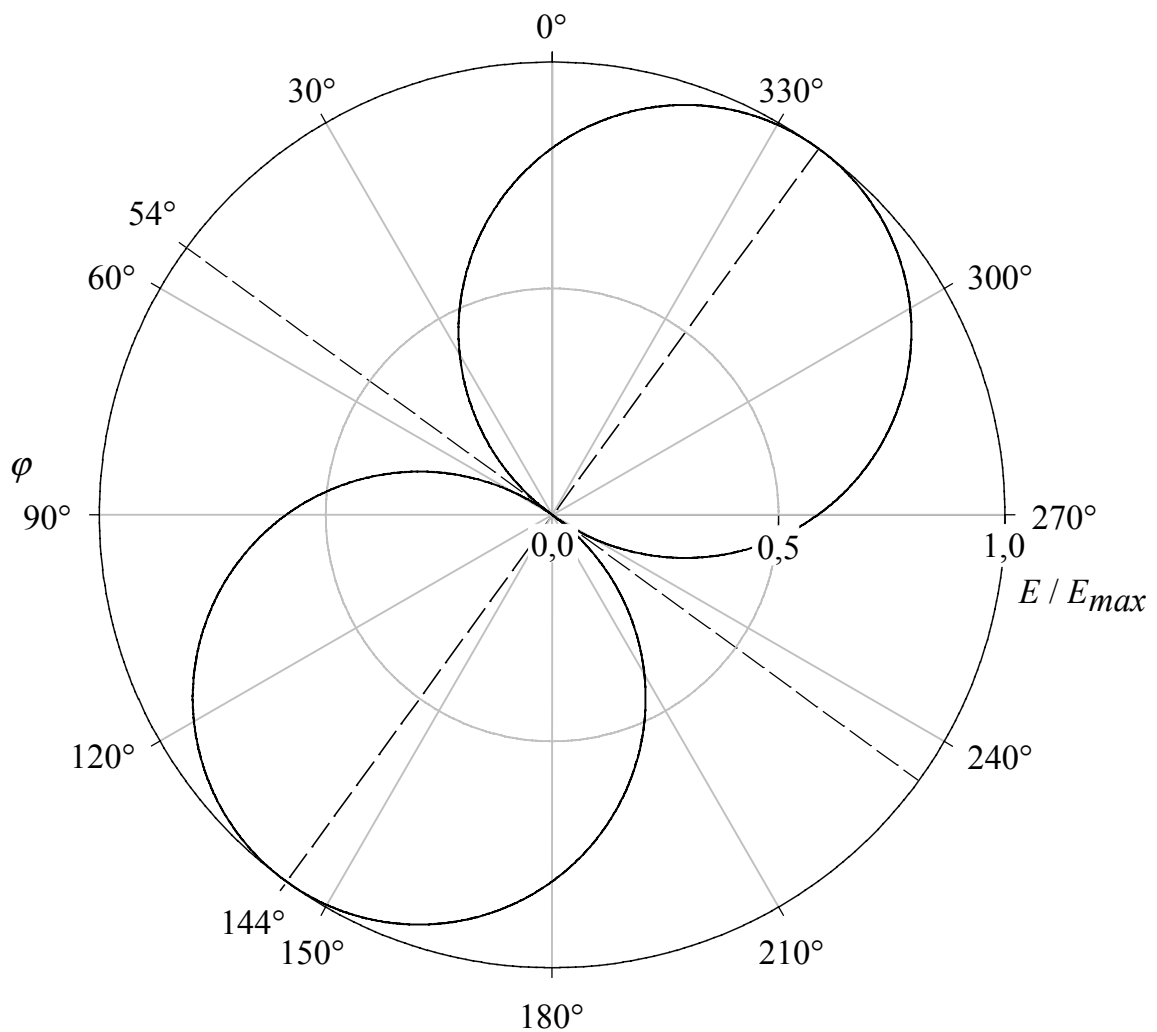


Abbildung 51: Antennendiagramm bei Anwendung des berechneten Korrekturwinkels

SUBSTRATEFFEKTE

Es bleibt ein nicht kompensierter Offsetwinkel von ca. $0,7^\circ$. Die verbleibende Isotropieabweichung, die durch den nicht kompensierten Offsetwinkel hervorgerufen wird, beträgt 0,2 dB. Die Anisotropie des Gesamtsystems konnte also ohne eine Erhöhung des Fertigungsaufwandes um 2,7 dB verringert werden.

6 Diskussion und Zusammenfassung

Es wurden zwei Aspekte nichtmetallischer Materialien untersucht, die die Leistungsfähigkeit gleichrichtender Feldsensoren für dosimetrische Anwendungen verbessern können:

1. ein resistiver Belag auf der Antenne, der eine Integration eines Grenzwertes in den Amplitudenfrequenzgang des Sensors ermöglicht und damit die Verwendung erleichtert und
2. Isotropieabweichungen durch Feldbeeinflussungen, die vom dielektrischen Trägermaterial hervorgerufen werden und die durch Anwendung eines Korrekturwinkels kompensiert werden können.

Der erste Aspekt wurde zuerst anhand von numerischen Berechnungen untersucht. Die Effekte wurden unter Verwendung von weitergehenden numerischen Analysen und physikalischen Betrachtungen diskutiert und verallgemeinert. Es wurden Ablaufdiagramme erstellt, durch deren Anwendung es ermöglicht wird, die Integration eines Grenzwertes in den Amplitudenfrequenzgang durch geeignete Bemessung des resistiven Belages auf der Antenne vorzunehmen.

Dies wirft folgende Fragen auf:

- Welche Genauigkeit weisen die Ergebnisse auf?
- Was liefert der Vergleich von Messung und Berechnung?
- Welchen Vorteil weist die Realisierung auf?
- Welchen Aufwand verursacht eine Realisierung?

Der prinzipielle Einfluss eines resistiven Belages auf den Amplitudenfrequenzgang wurde anhand verschiedener numerischer Berechnungen aufgezeigt. Da es sich um rechnerisch ermittelte Werte handelt, wurde keine Unsicherheitsbetrachtung angestellt. Die Plausibilität der beobachteten Phänomene wurde anhand grundlegender physikalischer Erklärungen bestätigt. Die Bestätigung der numerischen Ergebnisse deckt sich mit der Erfahrung, dass die Berechnung von Dipolantennen mittels der MoM zu äußerst präzisen Ergebnissen führt ([Gar 98], [PGM 99]). Hierbei ist jedoch zu beachten, dass bei der Modellierung eines speziellen Sensors die umgebenden dielektrischen Materialien modelliert werden müssen und ein genaues Modell des Detektors zu verwenden ist.

Eine messtechnische Validierung wurde für drei verschiedene Widerstandsbeläge durchgeführt. Der Antennenfaktor weist einen ähnlichen Verlauf auf. Die Effekte, die durch die numerischen Berechnungen aufgezeigt werden, wurden daher ebenfalls durch messtechnische Untersuchungen bestätigt.

Der Aufwand für die Realisierung des speziellen Widerstandsbelages beläuft sich hauptsächlich auf die Entwicklungskosten, da ein resistiver Belag bereits bei vielen kommerziell erhältlichen Sensoren zur Erweiterung des Frequenzbereiches genutzt wird. Dieser Widerstandsbelag ist lediglich in der Widerstandsverteilung zu modifizieren, um einen Amplitudenfrequenzgang mit integriertem Grenzwert zu erhalten.

Der zweite Aspekt dieser Arbeit betrifft die Beeinflussung durch dielektrisches Trägermaterial. Dieser Effekt wurde anhand von numerischen Untersuchungen belegt und für spezielle Substrate quantifiziert. Die Ergebnisse wurden durch unabhängige numerische Analysen verifiziert und physikalisch erklärt. Anhand dieser Ergebnisse soll für beliebige Substrate eine einfache Ermittlung des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k , durch dessen Anwendung der Substrateinfluss kompensiert werden soll, ermöglicht werden.

Hierzu stellen sich folgende Fragen, die anschließend beantwortet werden:

- Welche Materialien sind in die Untersuchung einzubeziehen?
- Welche Vertrauenswürdigkeit weisen die Untersuchungen auf?
- Warum wurde der Korrekturwinkel nicht messtechnisch untersucht?
- Welchen Vorteil weist die Realisierung auf?
- Welchen Aufwand verursacht die Realisierung?

Auf den Effekt der Drehung des Antennendiagramms wirkt sich nicht nur das dielektrische Trägermaterial der Sensoren, sondern die gesamten Dielektrika, die u.a. zur Passivierung des Sensors und der Elektronik erforderlich sind, aus. Hier wurden exemplarisch die Substrate untersucht, da sie aufgrund ihrer Nähe zu den Antennen, der relativ hohen Dielektrizitätskonstante und der anisotropen Form den größten Effekt erwarten lassen. Einige kommerziell erhältliche Ausführungen von Sensoren, bei denen die Antennen auf dem Leiterplattenmaterial der Auswerteelektronik mit untergebracht sind, lassen hierdurch besonders große Verbesserungen in Bezug auf die Isotropieabweichung bei Berücksichtigung dieser Effekte erwarten. Die Modellierung weiterer dielektrischer Materialien des Gesamtgerätes bedeutet keine prinzipielle Veränderung des Verfahrens und wird dem Anwender empfohlen.

Die Genauigkeit der Berechnungen wurde durch unabhängige numerische Berechnungen auf Basis der Momentenmethode und der Finiten Elemente Methode überprüft. Die Abweichungen lagen bei grober Diskretisierung bei ca. $0,5^\circ$ und bei feiner Diskretisierung unter $0,2^\circ$. Weiterhin sind die Effekte physikalisch erklärbar, eine auf diesen Erklärungen basierende Berechnungsmethode des Korrekturwinkels

zeigte gute Übereinstimmungen mit den numerischen Ergebnissen. Die Ergebnisse werden daher als vertrauenswürdig bewertet.

Fehlerquellen bei einer messtechnischen Untersuchung des Offsetwinkels wären insbesondere

- die Positionierung des Dipols im Feld,
- die Feldveränderung durch die Halterung des Dipols,
- die Kreuzpolarisation des Feldes,
- die genaue Bestimmung der Position eines Maximums (Änderung der detektierten Gleichspannung U_{gl} mit dem Winkel verschwindet) oder des Minimums (Störeinflüsse sind besonders hoch) sowie
- Reflexionen an der Messumgebung.

Um die Empfindlichkeit der Messungen aufzuzeigen, wird folgendes Zahlenbeispiel angegeben: Soll die maximale Abweichung des Offsetwinkels Dj durch eine Streufeldkomponente weniger als 1° betragen, so darf die Streufeldkomponente maximal $20 \log (\tan (1^\circ)) = -35,2$ dB des Nutzfeldes betragen. Eine Fehlerabschätzung für messtechnische Untersuchungen des Korrekturwinkels zeigt, dass die erforderliche Genauigkeit bei der Messung des Korrekturwinkels von ca. 1° nicht gewährleistet werden kann.

Die Isotropieabweichung durch Drehung des Antennendiagramms, die durch dielektrischen Trägermaterialien hervorgerufen wird, verursacht bei realistischen Anordnungen typische Isotropieabweichungen von ca. 1 - 3 dB. Die Anwendung eines Korrekturwinkels führt im Idealfall dazu, dass das Minimum des Antennendiagramms im analytischen Winkel zur Sensorachse verläuft. Ein

Korrekturwinkel, der auf $0,5^\circ$ genau bestimmt wurde, führt zu einem verbleibenden Isotropiefehler von weniger als 0,2 dB.

Die deutliche Reduzierung der Isotropieabweichung durch Realisierung einer Kompensation des Einflusses der dielektrischen Materialien erfordert keinen fertigungstechnischen Mehraufwand. Für die Ermittlung des Korrekturwinkels fallen jedoch in der Entwicklung Kosten an. Es wurden pragmatische Wege aufgezeigt, mit denen sich der Korrekturwinkel mit geringem Aufwand näherungsweise ermitteln lässt.

Die Verkürzungsfaktoren z_x und z_z können ebenfalls messtechnisch ermittelt und zur Berechnung des Korrekturwinkels herangezogen werden. Die Forderung nach einer geringen Abweichung des Korrekturwinkels resultiert hier insbesondere in einer strengen Forderung nach zwei gleichempfindlichen Sensoren, die horizontal und vertikal auf dem Substrat gefertigt werden. Die Beeinflussung durch Streufelder ist nicht so kritisch wie bei der direkten Messung des Offsetwinkels, da nur der Betrag der Feldstärke parallel zum Dipol entscheidend ist. Eine Messung der Richtung der Feldstärke ist deutlich empfindlicher gegen Streufelder. Eine maximal zulässige Abweichung des Korrekturwinkels j_k von 1° würde in die Forderung resultieren, dass der Gesamtfehler aus Streufeldern, unterschiedlichen Empfindlichkeiten durch Fertigungstoleranzen, Temperatureinfluss, Reproduzierbarkeit der Feldstärken, Feldveränderungen durch die Halterung der Substrate etc. bei einem Korrekturwinkel im Bereich von 0° bis 15° maximal 4 - 5% betragen dürfte.

Dagegen führten die durchgeführten numerischen Berechnungen zu Abweichungen der berechneten Korrekturwinkel bei 3 unterschiedlichen Varianten und je zwei verschiedenen Methoden von maximal ca. $0,5^\circ$. Daher ist eine deutlich genauere Bestimmung des Korrekturwinkels j_k durch eine numerische Berechnung als durch eine messtechnische Untersuchung zu erwarten.

Weiterhin wurde das Detektionsverhalten einer Diode hergeleitet. Dabei wurden entscheidende Verbesserungen gegenüber den Näherungen aus den untersuchten Literaturquellen erzielt. Eine weitere Verbesserung ließe sich durch eine aufwändigere Modellierung der Diode, insbesondere der Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität und Abweichungen von der idealen Diodenkennlinie, erreichen. Diese Effekte wurden jedoch nicht weiter untersucht, da im Rahmen dieses Projektes lediglich die prinzipielle Begrenzung des Amplitudenganges aufgezeigt werden sollte. Eine genauere Modellierung war im Rahmen dieses Projektes ausdrücklich nicht vorgesehen.

7 Schlussfolgerungen

Es ist mit Hilfe der Ergebnisse dieser Arbeit möglich geworden, Sensoren mit einem geformten Amplitudenfrequenzgang herzustellen. Durch einen Amplitudenfrequenzgang, der den gesetzlich zulässigen Grenzwert integriert, wird die Bedienung eines dosimetrischen Sensors für elektromagnetische Felder erheblich vereinfacht, eine gleichzeitige Messung verschiedener Strahlungsquellen bei unterschiedlichen Grenzwerten ermöglicht und die sehr begrenzte Dynamik von Diodendetektoren optimal ausgenutzt. Der Aufwand für die Realisierung beschränkt sich auf zusätzliche Entwicklungskosten. Die Sensoren können ohne zusätzlichen Aufwand gegenüber üblichen Sensoren mit resistivem Antennenbelag zur Verbreiterung des Frequenzbereiches gefertigt werden.

Weiterhin haben die Untersuchungen zu dem Resultat geführt, dass Isotropieabweichungen von üblichen Feldsensoren verringert werden, wenn die Dipole nicht paarweise senkrecht aufeinander stehen. Der Grund hierfür liegt in dem Einfluss von dielektrischen Materialien, dessen unzulässige Vernachlässigung auch in anderen Bereichen der Elektromagnetischen Verträglichkeit schon zu erheblichen Messfehlern geführt hat⁸. Mit den Ergebnissen dieser Arbeit können der Einfluss der dielektrischen Materialien berücksichtigt und ein Korrekturwinkel ermittelt werden, der eine Kompensation ohne Erhöhung des fertigungstechnischen Aufwandes ermöglicht. Je nach Genauigkeitsanforderung und zulässigen Entwicklungskosten kann der Korrekturwinkel, der durch das vorgestellte Näherungsverfahren berechnet wird, noch durch eine Iteration verbessert werden.

⁸ [BBZ 99] zeigt, dass die dielektrischen Eigenschaften eines Tisches bei *normgerechten* EMV-Störfestigkeitsmessungen zu Messfehlern führen, die in ungünstigen Fällen 20 dB überschreiten.

Literaturverzeichnis

- [ARV 99] Ares-Pena, F., Rodriguez-Gonzalez, J. A., Villanueva-Lopez, E., „Genetic Algorithms in the Design and Optimization of Antenna Array Patterns“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 3, März 1999
- [Asl 72] Aslan, E., „Broad-Band Isotropic Electromagnetic Radiation Monitor“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-21, No. 4, S. 421 - 424, Nov. 1972
- [BBM 96] Boag, Al., Boag, Am., Michielssen, E. et al., „Design of Electrically Loaded Wire Antennas Using Genetic Algorithms“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 44, No. 5, Mai 1996
- [BBZ 99] Beggio, A., Borio, G., Zich, R. E., „On the Unwanted Effects on the Radiated Emissions and Susceptibility Measurements due to the Introduction of a Wooden Table“, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Tokio, S.252 - 255, 1999
- [BKS 97] Bitzer, R., Keller, H., Schallner, M., „Feldstärkemeßsystem bis 18 GHz“, EMV-Symposium, Bundesakademie für Wehrverwaltung und Wehrtechnik, Mannheim, S. 5.1 - 5.8, 1997
- [BKS 99] Bitzer, R., Keller, H., Scholmann, J., „Normgerechtes Messen nichtionisierender elektromagnetischer Strahlung leicht gemacht“, EMV-Symposium, Bundesakademie für Wehrverwaltung und Wehrtechnik, Mannheim, S. 15.1 - 15.9, 1999
- [For 83] Forster, O., „Analysis 1 - Differential- und Integralrechnung einer Veränderlichen“, Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, Braunschweig, S. 169, 1983

LITERATURVERZEICHNIS

- [GBM98] Garn, H., Buchmayr, M., Müllner, W., „Tracing Antenna Factors of Precision Dipoles to Basic Quantities“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 40, No. 4, Nov. 1998
- [GoS 92] Keim, S. „EMV - Meßtechnik, Überblick“, in: Gonschorek, K.-H., Singer, H., „Elektromagnetische Verträglichkeit - Grundlagen, Analysen, Maßnahmen“, B.G. Teubner Stuttgart, S. 471 ff, 1992
- [GrH 61] Gröbner, W., Hofreiter, N., „Integraltafel, 2. Teil: Bestimmte Integrale“, 3. Auflage, Springer Verlag, Wien, S. 97, 1961
- [Hew 93] „Communication Components, GaAs & Silicon Products“, Designer's Catalog, Hewlett-Packard Co., Palo Alto, CA, USA, Nr. 5091-4574E, 1993
- [Hop 72] Hopfer, S., „The design of broad-band resistive radiation probes“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-21, No. 4, S. 416 - 421, Nov. 1972
- [HoA 80] Hopfer, S., Adler, Z., „An Ultra Broad-Band (200 kHz - 26 GHz) High-Sensitivity Probe“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. IM-29, No. 4, S. 445 - 451, Dez. 1980
- [Jac 82] Jackson, J. D., „Klassische Elektrodynamik“, 2. Auflage, Verlag Walter de Gruyter, Berlin, S. 468, 1982
- [JoR 99] Johnson, M. J., Rahmat-Samii, Y., „Genetic Algorithms and Method of Moments (GA/MOM) for the Design of Integrated Antennas“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 10, S. 1606 - 1614, Okt. 1999
- [KaD 87] Kanda, M., Driver, L. D., „An Isotropic Electric-Field Probe with Tapered Resistive Dipoles for Broad-Band Use, 100 kHz - 18 GHz“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-35, No. 2, S. 124 - 130, Feb. 1987

- [Kan 78] Kanda, M., „A Relatively Short Cylindrical Broadband Antenna with Tapered Resistive Loading for Picosecond Pulse Measurements“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-26, No. 3, S. 439 - 447, Mai 1978
- [Kan 80] Kanda, M., „Analytical and Numerical Techniques for Analyzing an Electrically Short Dipole with a Nonlinear Load“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-28, No. 1, S. 71 - 78, Jan. 1980
- [Kan 93] Kanda, M., „Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 10, S. 1349 - 1364, Okt. 1993
- [Kan 94] Kanda, M., „Standard Antennas for Electromagnetic Interference Measurements and Methods to Calibrate them“, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, No. 4, S. 439 - 447, Nov. 1994
- [KeB 95] Keller, H., Bitzer, R., „Technische Problemlösungen bei der Entwicklung von Meßgeräten für nichtionisierende Strahlung“, EMV-Symposium, Bundesakademie für Wehrverwaltung und Wehrtechnik, Mannheim, S. 1.7.1 - 1.7.4., 1995
- [Kus 99] Kuster, N., „Radiation Performance and Evaluation of Human Exposure from Mobile Handsets Using Near-Field Measurements“, EMC'99, International Symposium on EMC, Tokio, S.480 - 483, 1999
- [Maa 93] Maas, St. A., „Microwave Mixers“, 2. Aufl., Artech House, Inc., Norwood, MA, USA, 1993
- [PGM 99] Probol, C., Gonschorek, K.-H., Münter, K., Pape, R., Spitzer, M., Glimm, J., „Calibration of Field Probes inside a GTEM-Cell, – a Comparison between Measurement and Calculation“, International Symposium on EMC, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg, S. 153 - 158, 1999

LITERATURVERZEICHNIS

- [PrG 97] Probol, C., Gonschorek, K.-H., „Entwicklung von E-Feld-Sensoren auf der Basis von resistiven Dipolen für dosimetrische Anwendungen“, EMV-Symposium, Bundesakademie für Wehrverwaltung und Wehrtechnik, Mannheim, S. 19.1 - 19.8, 1997
- [PrG 99] Probol, C., Gonschorek, K.-H., „Some Aspects of the Development of Isotropic Field Probes“, EMC'99, International Symposium on EMC, S.59 - 62, ISBN 4-9980748-4-9, Tokio, 1999
- [RaK 85] Randa, J., Kanda, M., „Multiple-Source, Multiple-Frequency Error of an Electric Field Meter“, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-33, No. 1, Jan. 1985, S. 2 - 9
- [Sch 92] Schaller, W., „Empfängerkonzepte“, in: „Taschenbuch der Hochfrequenztechnik“, 5. Auflage, Hrsg. Meinke, H. H., Gundlach, F. W., Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, S. Q4, 1992
- [SEK 96] Schmid, Th., Egger, O., Kuster, N., „Automated E-Field Scanning System for Dosimetric Assessments“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 1, S. 105 - 113, Jan 1996
- [Sim 93] Simonyi, K., „Theoretische Elektrotechnik“, 10. Auflage, Barth Verlagsgesellschaft mbH, Leipzig, Berlin, Heidelberg, 1993
- [Smi 81] Smith, G. S., „Analysis of Miniature Electric Field Probes with Resistive Transmission Lines“, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-29, No. 11, Nov. 1981, S. 1213 - 1224
- [VDE 91] DIN VDE 0848 Teil 2 Entwurf, „Sicherheit in elektromagnetischen Feldern, Schutz von Personen im Frequenzbereich 30 kHz bis 300 GHz“, VDE-Verlag, Berlin, 1991

Verzeichnis der verwendeten Symbole

A	Drehmatrix
AF	Antennenfaktor
c	Lichtgeschwindigkeit,
C_a	Kapazität einer Antenne
C_d	Sperrschichtkapazität
C_g	Gesamtkapazität
C_m	Gehäuse- und Montagekapazität
C_t	Tiefpass-Kapazität
d	Länge des Dipols,
d_a	Anfangskoordinate des Widerstandselementes
d_e	Endkoordinate des Widerstandselementes
d_s	Abstand der Substrate, Abbildung 48, Seite 98
$d_{s,w}$	Wendestelle im Abstandsverhalten des Offsetwinkels
$\bar{e}_1, \bar{e}_2, \bar{e}_3$	Einheitsvektoren
E	Elektrische Feldstärke
E_{max}	Elektrische Feldstärke in Hauptstrahlrichtung
E_{tan}	Tangentialkomponente der elektrischen Feldstärke
$E_{x,S}, E_{x,V}$	x -Komponente der elektr. Feldstärke, mit und ohne Substrat
$E_{z,S}, E_{z,V}$	z -Komponente der elektr. Feldstärke, mit und ohne Substrat
f	Frequenz
f_g	Grenzfrequenz
i	Strom, Zählindex
I_0	Strom am Mittelpunkt der Antenne
I_S	Sättigungsstrom
\bar{J}_V	Verschiebungsstromdichte
k_A	Verhältnis zwischen Spannung an der Sperrschicht der Schottky-Diode und Leerlaufspannung der Antenne
L_d	Zuleitungsinduktivität
l_{eff}	effektive Antennenlänge
m	Faktor zur Beschreibung einer realen Diodenkennlinie
n	natürliche Zahl
P	Leistung
\bar{r}	Aufpunkt
R_a	Innenwirkwiderstand einer Antenne

VERZEICHNIS DER VERWENDETEN SYMBOLE

R_d	Sperrschichtwiderstand, Parallelwiderstand zur Diode
R_g	Gesamtwiderstand
R_{st}	Strahlungswiderstand
R_t	Tiefpass-Widerstand
t	Zeit
u_d	Spannung über der Diode
u_{gl}	Gleichspannung
$U_{0,1}, U_{0,2}, U_{0,3}$	Antennen-Leerlaufspannungen
U_i	induzierte Spannungen
r	Abstand
T	Periodendauer, Temperatur
u	Spannung
U_{ges}	Gesamtspannung
u_i	induzierte Spannung am Detektor
U_T	Temperaturspannung
$\bar{n}_1, \bar{n}_2, \bar{n}_3$	Minimum der Strahlungsdiagramme der Dipole 1, 2 und 3
x	Koordinate
x_a	Abstand des Anfangs der Widerstandsbahn von der Dipolmitte
x_e	Abstand des Anfangs der Widerstandsbahn von der Dipolmitte
y	Koordinate
z	Koordinate
ϵ_0	Dielektrizitätskonstante des Vakuums, $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ AsV}^{-1} \text{ m}^{-1}$
ϵ_r	relative Dielektrizitätskonstante
\mathbf{j}	Winkel zwischen Antenne und z -Achse
\mathbf{j}_0	Phasenwinkel
\mathbf{j}_a	analytischer Winkel
\mathbf{j}_d	Winkel zwischen Dipol und Sensorachse
\mathbf{j}_k	Korrekturwinkel
$D\mathbf{j}$	Offsetwinkel
l	Wellenlänge
\mathbf{m}_0	Permeabilitätskonstante des Vakuums, $\mathbf{m}_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Hm}^{-1}$
w	Kreisfrequenz
Q	Kugelkoordinaten-Winkel
W :	Raumwinkel
\mathbf{z}_x	Verkürzungsfaktor in x -Richtung
\mathbf{z}_z	Verkürzungsfaktor in z -Richtung

Anhang A: Numerische Modelle der Sensoren auf Basis der Momententheorie

1. Verifikation

Die Berechnungen auf Basis der Momententheorie (MoM, engl.: Method of Moments) wurden durch unabhängige numerische Berechnungen auf Basis der Finiten Elemente Methode (FEM) verifiziert. Der Korrekturwinkel \mathbf{j}_k wurde mit beiden Verfahren ermittelt und verglichen (Kapitel 5.3). An dieser Stelle werden die Modelle der Substrate für die Berechnungen auf Basis der MoM beschrieben. Die Modelle auf Basis der FEM werden in Anhang B beschrieben. In Abbildung A-1 werden die Modelle der Substrate für den Vergleich mit der FEM dargestellt. Die Abmessungen der Substrate betragen jeweils $8 \times 20 \times 0,625 \text{ mm}^3$.

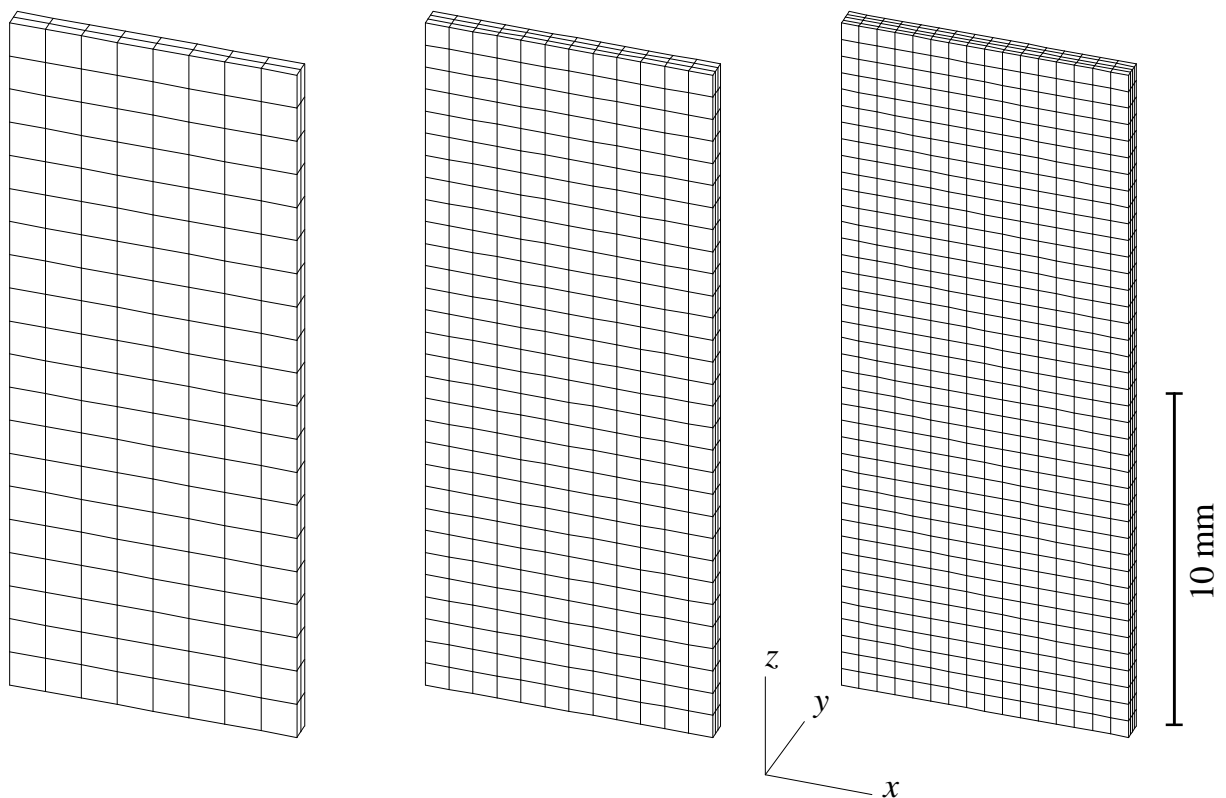


Abbildung A-1: Modell F1 (1728 Unbekannte), F2 (3888 Unbekannte) und F3 (6912 Unbekannte), $e_r = 10$

2. Drei-Substrat-Anordnung

In Abbildung A-2 ist exemplarisch für alle Drei-Substrat-Anordnungen eine Anordnung für den Abstand $d_s = 5$ mm (siehe Abbildung 48 auf Seite 98) dargestellt. Die Abmessungen der einzelnen Substrate betragen jeweils $8 \times 20 \times 0,625$ mm³.

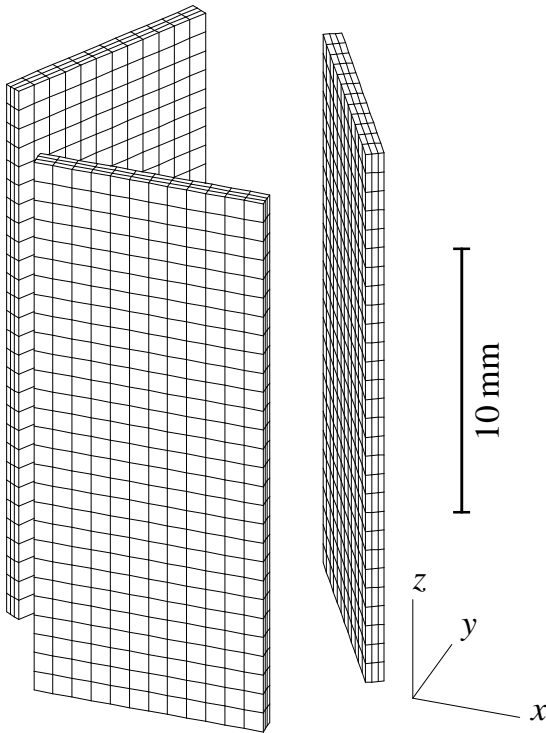


Abbildung A-2: Drei-Substrat-Anordnung, zusammengesetzt aus drei Substrate, die mit je 3888 Unbekannten modelliert wurden, $\epsilon_r = 10$

3. Verschiedene Substratabmessungen

In Kapitel 5.6 wurde der Einfluss der Substratabmessungen auf den Offsetwinkel D_j untersucht. In den Abbildung A-3 und A-4 werden die Substrate und die Diskretisierungen dargestellt. Die Feinheit der Diskretisierungen ist für die Substrate mit Abmessungen bis einschließlich 50 mm Höhe gleich. Für das Modell 8×100 mm² wurde aus praktischen Gründen eine gröbere Diskretisierung gewählt.

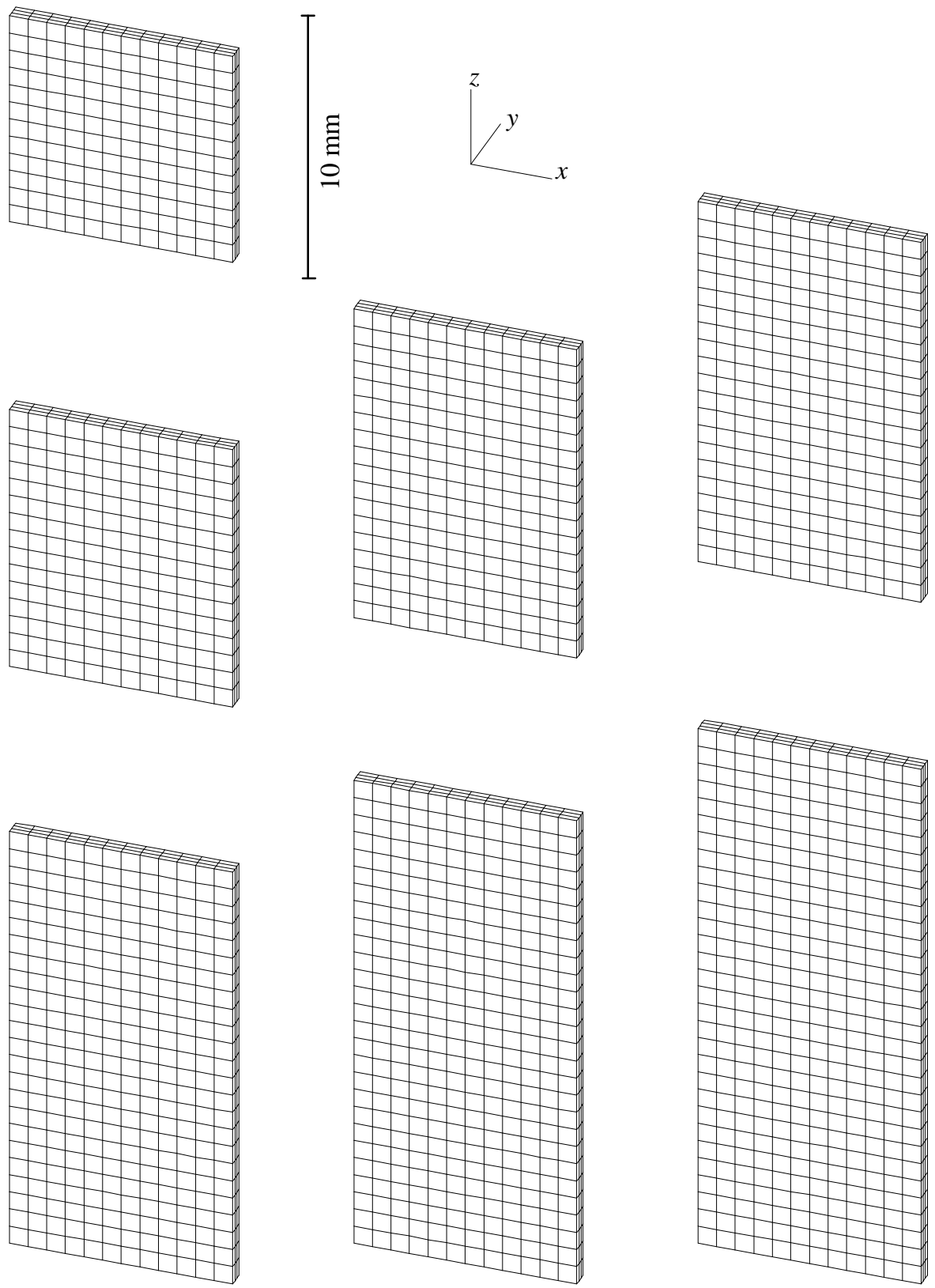


Abbildung A-3: Modelle $8 \times 8 \text{ mm}^2$, $8 \times 10 \text{ mm}^2$, $8 \times 12 \text{ mm}^2$, $8 \times 14 \text{ mm}^2$, $8 \times 16 \text{ mm}^2$, $8 \times 18 \text{ mm}^2$ und $8 \times 20 \text{ mm}^2$, Berechnung des Substrateinflusses, $\epsilon_r = 10$

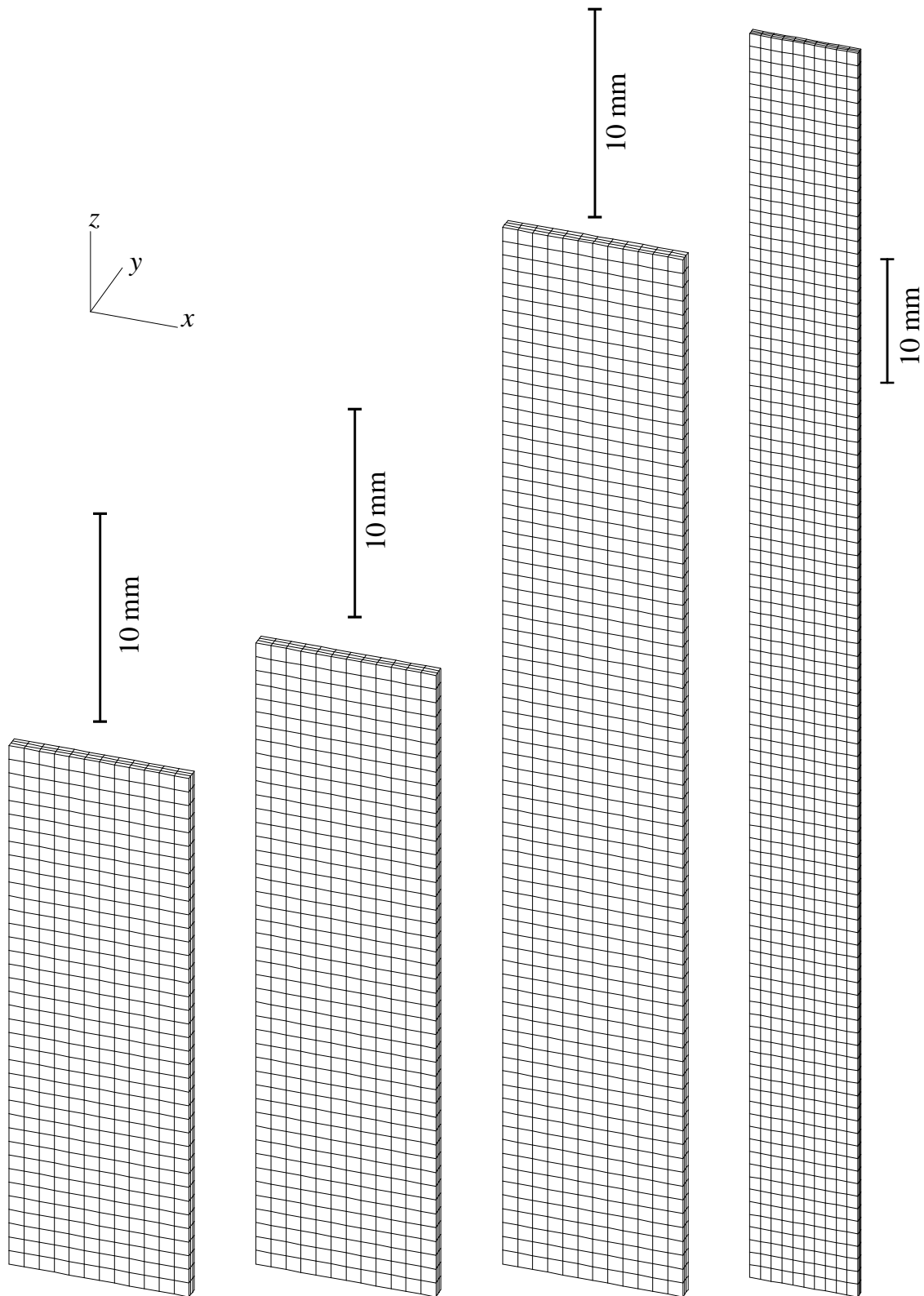


Abbildung A-4: Modelle $8 \times 25 \text{ mm}^2$, $8 \times 30 \text{ mm}^2$, $8 \times 50 \text{ mm}^2$ und $8 \times 100 \text{ mm}^2$ zur Berechnung des Substrateinflusses

Anhang B: Numerische Modelle der Sensoren auf Basis der Finiten Elemente Methode

1. Verifikation

Die Berechnungen mittels der Finiten Elemente Methode wurden als Verifikation der Berechnungen des Korrekturwinkels \mathbf{j}_k mittels der Momententheorie durch ein zweites, unabhängiges Berechnungsverfahren herangezogen. In diesem Anhang werden die numerischen Modelle des Substrates und des Außenraumes beschrieben. Die Diskretisierung der Modelle ist in Tabelle B-1 angegeben.

Nr.	Programm	Feinheitsgrad	Elemente, Substrat	Elemente, gesamt	Knoten, gesamt
4	Ansys (FEM)	5	1309	13879	18948
5	Ansys (FEM)	3	1309	36475	49593
6	Ansys (FEM)	1	1431	60018	81547

Tabelle B-1: Diskretisierungen der verschiedenen Modelle zur Berechnung mittels FEM

Die Gitter der verschiedenen Modelle wurden automatisch mit dem eingestellten Feinheitsgrad (Parameter Smartsitze) generiert.

Außenraum

Geometrische Daten: Würfel mit 0,1 m Kantenlänge, Mittelpunkt (0,05 m, 0,05 m, 0,05 m)^T

Elektrische Daten: Leitfähigkeit $\mathbf{k} = 0$, relative Permittivität $\mathbf{e}_r = 1$, relative Permeabilität $\mathbf{m}_r = 1$

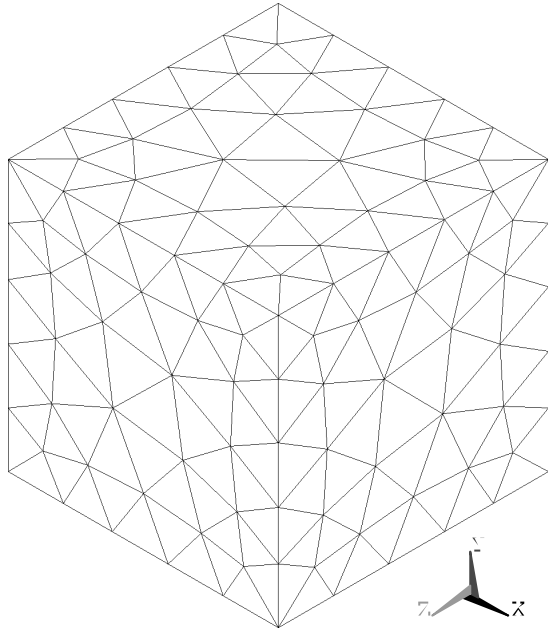
Randbedingungen: Potential 0 V bzw. Potential 1 V auf zwei gegenüberliegenden Flächen, keine normale elektrische Feldstärke auf den restlichen vier Flächen.

Substrat

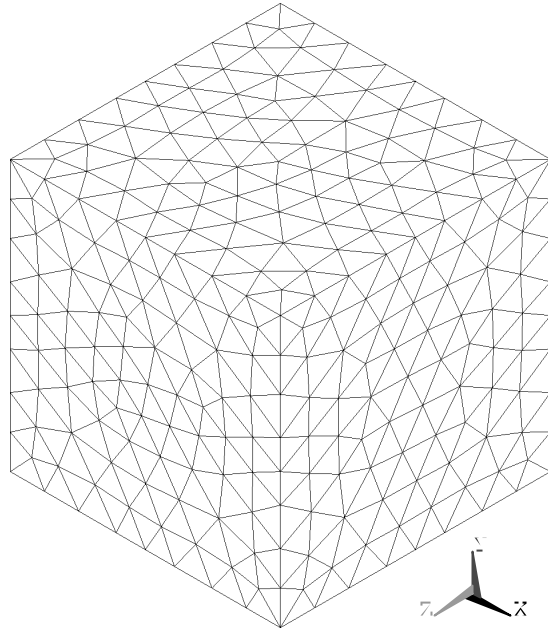
Geometrische Daten: Quader mit den Kantenlängen 8 mm in x -Richtung, 0,625 mm in y -Richtung und 20 mm in z -Rechnung, Mittelpunkt (0,05 m, 0,05 m, 0,05 m)^T

Elektrische Daten: Leitfähigkeit $\mathbf{k} = 0$, relative Permittivität $\mathbf{e}_r = 10$, relative Permeabilität $\mathbf{m}_r = 1$

In den folgenden fünf Abbildungen werden die Modelle in der Elementansicht dargestellt.

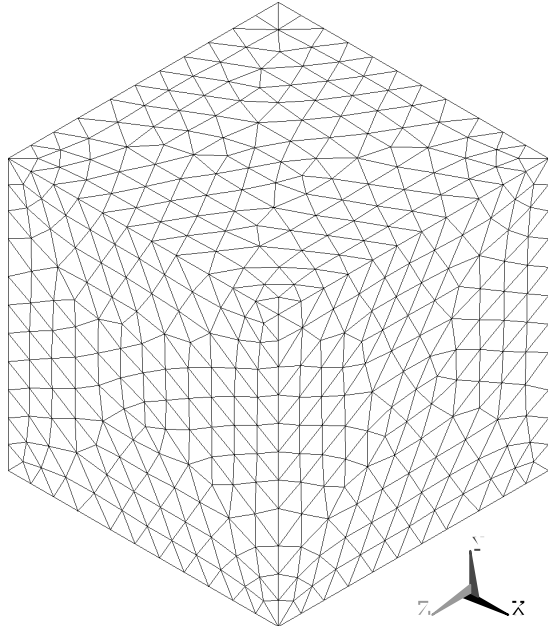


**Abbildung B-1: FEM-Modell 4,
Außenraum**



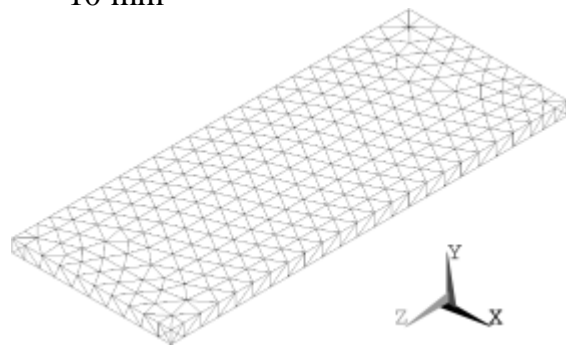
**Abbildung B-2: FEM-Modell 5
Außenraum**

10 mm

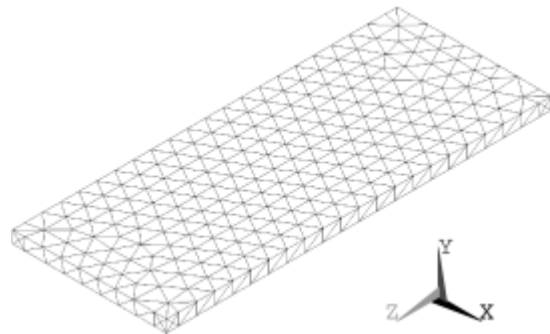


**Abbildung B-3: FEM-Modell 6,
Außenraum**

10 mm



**Abbildung B-4: FEM-Modell 4 und 5,
Substrat**



**Abbildung B-5: FEM-Modell 6,
Substrat**

Aus Gründen der Übersichtlichkeit wird der Koordinatenursprung verschoben und das Substrat gegenüber dem Außenraum um den Faktor 5 vergrößert dargestellt.

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Diskretisierung des Außenraumes von Modell 4 zu Modell 6 hin zunimmt. Ein Vergleich der Substrate zeigt, dass die Diskretisierung für Modell 4 und 5 gleich ist. Modell 6 weist jedoch eine leichte Verfeinerung in x - und z -Richtung auf.

2. Drei-Substrat-Anordnung

Die Ergebnisse der Drei-Substrat-Anordnungen wurden in den Abständen d_s (Abbildung 48 auf Seite 98) von 0,1 mm, 0,7 mm, 2,4 mm, 4,1 mm und 8,4 mm verifiziert. Im Folgenden werden die verwendeten Modelle für die Feldberechnungssoftware ANSYS beschrieben.

Außenraum

- Geometrische Daten: Würfel mit 0,1 m Kantenlänge, Mittelpunkt $(0,05 \text{ m}, 0,05 \text{ m}, 0,05 \text{ m})^T$
- Elektrische Daten: Leitfähigkeit $\mathbf{k} = 0$, relative Permittivität $\mathbf{e}_r = 1$, relative Permeabilität $\mathbf{m}_r = 1$
- Randbedingungen: Potential 0 V bzw. Potential 1 V auf zwei gegenüberliegenden Flächen, keine normale elektrische Feldstärke auf den restlichen vier Flächen.

Substrat

- Geometrische Daten: Quader mit den Kantenlängen 8 mm in x -Richtung, 0,625 mm in y -Richtung und 20 mm in z -Rechnung, Mittelpunkt $(0,05 \text{ m}, 0,05 \text{ m}, 0,05 \text{ m})^T$
- Elektrische Daten: Leitfähigkeit $\mathbf{k} = 0$, relative Permittivität $\mathbf{e}_r = 10$, relative Permeabilität $\mathbf{m}_r = 1$

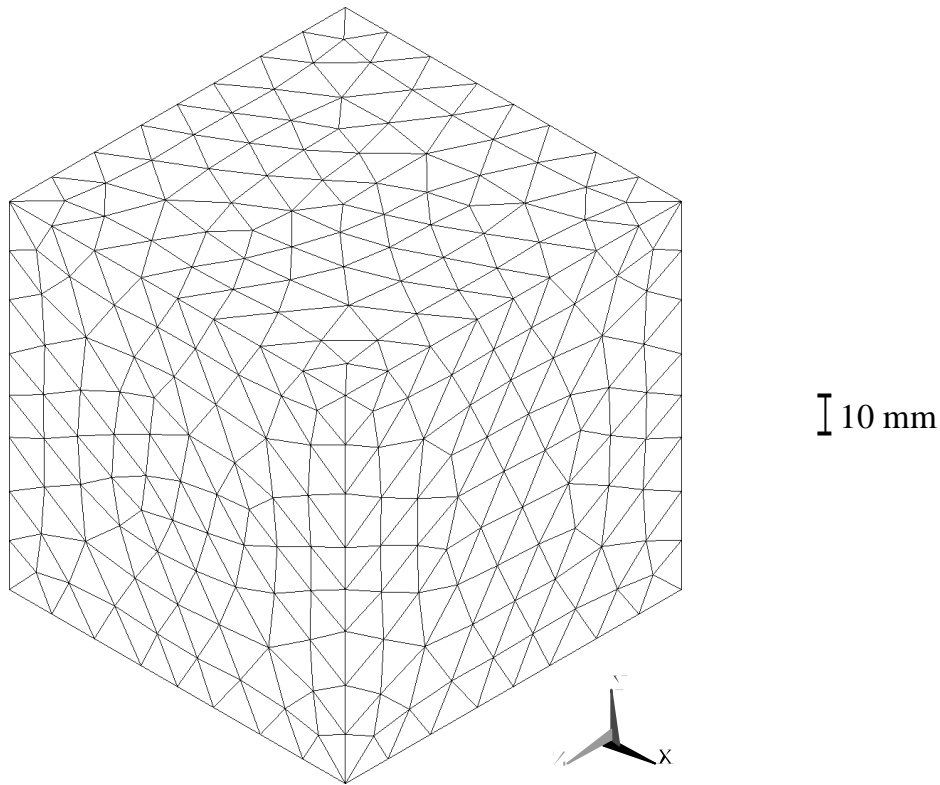


Abbildung B-6: Drei-Substrat-Anordnung, Vakuum

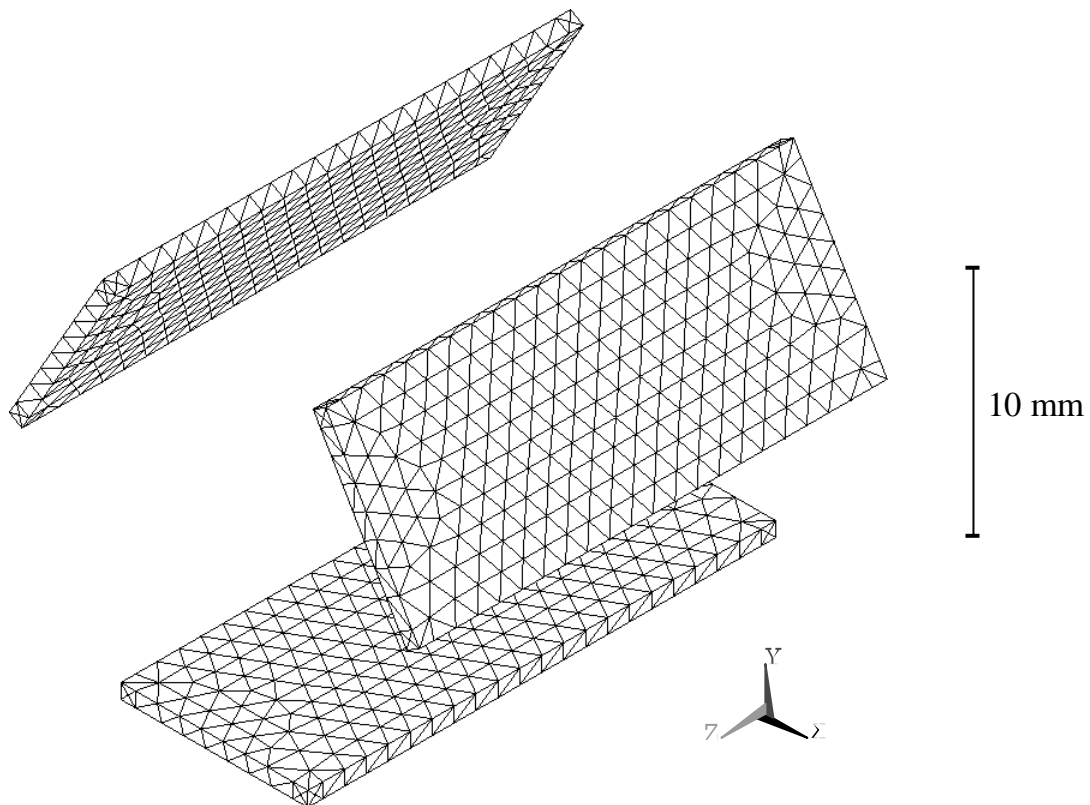


Abbildung B-7: Drei-Substrat-Anordnung, Substrat, Abstand $d_s = 8,4$ mm

