

Dissertation

Messunsicherheitsberechnung in der Hochfrequenz- und EMV-Technik mittels Monte Carlo Methode

ausgeführt zum Zwecke der
Erlangung des akademischen Grades eines
Doktors der technischen Wissenschaften

unter der Leitung von
O. Univ.-Prof. Dipl. Ing. Dr. techn. Gottfried Magerl
Institute of Electrodynamics, Microwave and Circuit Engineering

eingereicht
an der Technischen Universität Wien
Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

von
Dipl.-Ing. Alexander Kriz
Schickgasse 26/2/9
1220 Wien
Matr.-Nr. 9525740

Wien, im September 2016

Zusammenfassung

Zweck dieser Dissertation ist es aufzuzeigen, mit welchen Problemen man in der Hochfrequenz und EMV-Technik rechnen muss, wenn man Betrachtungen zur Genauigkeit anstellen möchte. Dabei konnten zwei Problemkreise identifiziert werden: Die Definition der Messgröße und die Lösung der Messfunktion.

Um in modernen Messprozessen die Messunsicherheit präzise berechnen zu können, ist ebenfalls eine präzise Modellbildung nötig. Diese stellt den Zusammenhang zwischen den Größen her, die an der Messung beteiligt sind. Gerade in der Hochfrequenz- und EMV-Technik ist ein exakter Ansatz nötig, um dies zu bewerkstelligen. Carbones Modell [23] für die Gestaltung von Messprozessen bringt sämtliche Problemkreise auf den Punkt und muss strikt umgesetzt werden. Im Rahmen dieser Arbeit konnte anhand des Site VSWR Verfahrens gezeigt werden, dass es nicht möglich ist, die Messunsicherheit zu berechnen, falls keine Messgröße definiert wurde.

Carbone spezifiziert neben der logischen Kette aus Messprinzip, Messmethode, Messprozedur auch den Messzweck, die Schnittstellen, die Messgröße und die Nebenbedingungen. Diese Definitionen sind elementar, denn dadurch wird bei der Modellbildung unterschieden, welche Effekte den Eigenschaften des Messobjekts zuzuordnen sind, und bei welchen es sich um systematische Abweichungen handelt.

Sind diese Punkte abgehandelt, ist eine genaue Modellierung nicht schwierig. Mithilfe von Messungen, Simulationen und physikalischen Formeln lässt sich die sogenannte Messfunktion aufstellen, die den Zusammenhang zwischen der Messunsicherheit und sämtlichen Einflussfaktoren darstellt. Die Messunsicherheit ist eine statistische Größe und Stand der Technik für die Angabe der Genauigkeit.

Wird eine möglichst präzise Modellierung vorgenommen, führt dies in der Hochfrequenz- und EMV-Technik zu unübersichtlichen und komplexen Messfunktionen. Diese sind weder geschlossen noch analytisch darstellbar. Oft sind sie überhaupt nur numerisch zugänglich, denn sie beinhalten Messdaten, wie zum Beispiel Antennenrichtdiagramme. Auch hinsichtlich der Einflussfaktoren ist eine statistische Behandlung schwierig. Es treten korrelierte und dominierende Faktoren auf.

Klassische Methoden zur Lösung der Messfunktion, wie zum Beispiel die Gauss'sche Fehlerfortpflanzung, versagen, denn es entsteht ein Fehler falls die Messfunktion nicht ein Polynom erster Ordnung ist. Weiters muss die Messfunktion ableitbar sein. Auch die Gültigkeit des zentralen Grenzwertsatzes wird vorausgesetzt, welche nicht immer gegeben ist. Eine weitere analytische Methode, die Unscented Transform Methode [61], ist eine Mischform zwischen Fehlerfortpflanzung und Monte Carlo Methode. Sie spielt nur eine Nebenrolle, denn deren Anwendung ist praxisfern.

In dieser Dissertation konnte anhand von drei praktischen Beispielen gezeigt werden, dass die einzig praktikable Lösung die Anwendung der Monte Carlo Methode ist. Die Codierung der Probleme in MATLAB[®] ist einfach und die benötigte Rechenzeit auf einem durchschnittlichen PC überschaubar. Die Konvergenzgeschwindigkeit ist vom vorliegenden Problem abhängig, jedoch im Allgemeinen recht gut. Numerische Instabilitäten können ausgeschlossen werden.

Abstract

The purpose of this PhD-thesis is to show the problems in RF and EMC engineering which will occur if accuracy is considered. Two issues can be identified: The definition of the measurand and the solution of the measurement function.

To precisely calculate the measurement uncertainty in modern measurement processes precise modeling is required. Modeling tries to establish a mathematical relation between all quantities which are involved in a measurement. Especially in the area of RF and EMC engineering clear definitions are required to fulfill this task. The model of Carbone [23] for the design of measurement process must be followed strictly, because all eventual problems are discussed well. With the help of the Site VSWR method it was shown that it is impossible to calculate the measurement uncertainty without a clear definition of the measurand.

Additionally to the logical sequence of measurement principle, measurement method, and measurement procedure Carbone defines the purpose of the measurement, the identification, the measurand and the context modeling. These definitions are important, because they are required to distinguish between properties of the measurement object and systematic errors during modeling.

If these issues are discussed properly the precise modeling is not a difficult task. With the aid of measurements, computer simulation, and physical formulas the measurement function is defined. The measurement function describes the relation between the influence quantities and the measurement uncertainty. The measurement uncertainty is a statistical property and the state of the art quantity for precision.

High end modeling in the area of RF and EMC engineering will lead to large and complex measurement functions. They neither can be written in closed form nor in an analytical form. Often they can be written only in a numerical form, since they contain measurement data, e.g. the pattern of an antenna. The statistical treatment is difficult due to the influence quantities, because correlated and dominant quantities can occur.

Classical methods to solve the measurement function, e.g. the Gaussian propagation of errors, fail because an error occurs if the measurement function is not a polynomial of first order. Additionally the measurement function must be derivable. Also the validity of the central limit theorem must be assumed, which is not a valid assumption at any time. The Unscented Transform Method [61] is a hybrid between Gaussian error propagation and the Monte Carlo method. For practitioners it is of minor relevance, since its application is laborious and difficult.

In this PhD thesis it was shown by three typical examples that the Monte Carlo Method is the only applicable method. Writing simulation code in MATLAB[®] is simple and the execution time is reasonable. The order of convergence depends on the actual problem, but is reasonable in general. Numerical difficulties do not occur.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	7
2	Die Fehlerfortpflanzung	11
2.1	Mängel der Methode	12
2.2	Beispiel	15
3	Die Monte Carlo Methode	17
3.1	Konvergenzgeschwindigkeit	21
3.2	Rechenleistung	23
3.3	Numerik	24
3.4	Quasi-Monte Carlo Methode	25
3.5	Beispiel	26
4	Die Unscented Transform Methode	29
4.1	Beispiel	30
5	Modellbildung	37
5.1	Messgröße ist komplexe Größe	37
5.2	Moderne Messgeräte	38
5.3	Nicht praktikable Definition der Messgröße	39
5.4	Berücksichtigung von Kalibrierdaten	40
5.5	Statistisch abhängige Einflussfaktoren	42
6	Anwendung der Monte Carlo Methode	45
6.1	Site VSWR Verfahren zur Validierung von EMV-Hallen	45
6.2	Einfluss der Richtcharakteristik bei der Störfeldstärkemessung	63
6.3	Antennenkalibrierung	77
7	Diskussion und Ausblick	107
	Anhang A: Abkürzungen, Begriffe und Definitionen	109
	Anhang B: Quellcodes	121
	Literaturverzeichnis	137

1 Einleitung

Nach jeder Messung stellt sich der Naturwissenschaftler die Frage: „Wie genau war meine Messung eigentlich?“. Aus dieser Fragestellung entwickelte sich im 18. Jahrhundert die Metrologie, die „Wissenschaft von den Maßen und Gewichten“ [18]. Auch für den Ökonomen ist diese Frage von zentraler Bedeutung. Falls ein Erzeugnis nicht bestimmten Anforderungen, d. h. internationale Normen, erfüllt, darf es nicht vermarktet werden. Werden die Anforderungen übererfüllt, erhöhen sich die Produktionskosten unnötig und man ist nicht mehr konkurrenzfähig. Ein klassisches Beispiel dafür ist die Messung der Störfeldstärke, die im Rahmen der Tests zur Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) vorgeschrieben ist. Fällt ein Produkt bei diesem Test durch, muss durch geeignete Maßnahmen, z.B. einer aufwändigeren Schirmung oder zusätzliche Filter, nachgebessert werden. Da dies mit enormen Kosten verbunden ist, versucht man die Zuverlässigkeit der Pass-Fail Entscheidung zu erhöhen. Dies gelingt wenn man die Genauigkeit der Messung steigern kann.

Um dies zu bewerkstelligen, muss der gesamte Messprozess bestehend aus

- Messobjekt
- Messmethode
- Messgeräte

bekannt sein. Die Theorie dazu wird im Internationalen Wörterbuch der Metrologie [33][34][58][59] beschrieben, dessen wichtigste Begriffe und Definitionen im Anhang A zu finden sind. Carbone et al. [23] entwickelten ein Modell für einen Messprozess, das an diese Betrachtungsweise angelehnt ist, siehe Bild 1-1.

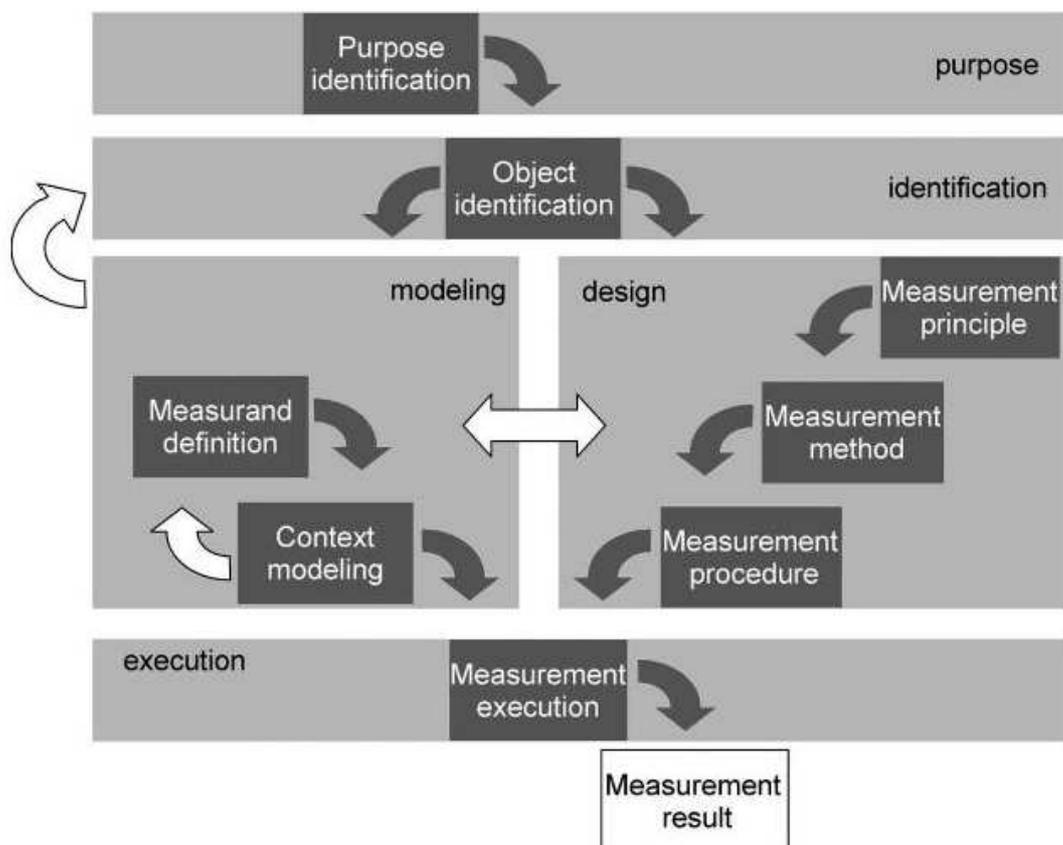


Bild 1-1: Modell für einen Messprozess nach Carbone [23]

In diesem Modell werden fünf Aktivitäten unterschieden:

1. Festlegung des Zwecks der Messung (*Purpose identification*). Alle Messungen haben ein Ziel, z.B. ist es in der EMV-Technik nicht notwendig eine Antenne auf wenige hundertstel Dezibel zu kalibrieren. Eine Bestimmung auf mehrere Zehntel reicht aus, da durch weitere große Beiträge die Gesamtunsicherheit bei einige Dezibel liegt.
2. Die Identifizierung des Objekts (*Object Identification*) ist wichtig, wenn Schnittstellen definiert werden müssen. Ein Beispiel dafür ist der Adapter, der nötig ist, um eine Antenne am Mast zu montieren. Falls dieser einen Einfluss auf die Messung hat, ist wichtig, ob dieser ein Teil der Antenne oder des Mastes ist.
3. Bei der Modellierung (*modeling*) wird die Messgröße (*Measurand*) und die zugehörige Messfunktion festgelegt. Unter den Nebenbedingungen (*Context Modeling*) versteht man Einflussfaktoren die mit der Messung im eigentlichen Sinn nichts zu tun haben, z.B. wird eine Antenne mit oder ohne Schutzhülle kalibriert?
4. In dieser Phase (*design*) wird das Messprinzip, die Messmethode und die Messprozedur festgelegt, siehe Anhang A. Dieser „triviale“ Teil ist naheliegend und wurde früher als ausreichend angesehen.
5. Der letzte Schritt ist die Ausführung (*Measurement execution*) der Messung sowie die Verarbeitung der gesammelten Messdaten, die zum Messergebnis (*Measurement result*) führt

Diese gesamte Vorgehensweise ist nicht als strikte Sequenz gedacht, sondern als Iteration, die durch die weißen Pfeile dargestellt ist. Erst wenn der gesamte Messprozess definiert wurde, kann man Überlegungen zur Genauigkeit anstellen. Man entwickelt ein Modell, das sämtliche relevanten Einflussfaktoren berücksichtigt. Unvollkommenheiten des Messobjekts, der Messgeräte und der Messmethode sind Teil dieses Modells. Nur durch genaue Definition ist festgelegt, wie mit manchen Effekten umzugehen ist. Ob der oben erwähnte Antennenadapter Teil der Messgröße ist, oder ob es sich um eine systematische Abweichung handelt, ist Definitionssache. Hier liegt auch eines der Problemfelder bei Messungen im EMV-Bereich. Der Großteil der Messverfahren wurde in den letzten Jahrzehnten definiert, wobei diese Theorie noch nicht etabliert war bzw. aus Unwissenheit einfach ignoriert wurde. Bei solchen Problemen ist man jedoch machtlos, denn, um die Genauigkeit steigern zu können, muss diese berechenbar sein. Der Ausweg aus dem Dilemma ist, eigene Definitionen zu schaffen, auf denen aufgebaut werden kann.

Stand der Technik ist es, mit wahrscheinlichen Fehlern zu arbeiten, das bedeutet mit statistischen Methoden. Jene Einflussfaktoren, die im Modell der Messung berücksichtigt werden, bezeichnet man als Eingangsgrößen. Diese sind über die Messfunktion mit der Ausgangsgröße verknüpft. Das Maß für die Genauigkeit, die Messunsicherheit, siehe Anhang A, wird aus dieser Ausgangsgröße gewonnen. Derzeit werden drei Verfahren verwendet, um die Messunsicherheit mit Hilfe der Messfunktion zu berechnen:

- Die Fehlerfortpflanzung, eine analytische Methode, basierend auf der Linearisierung der Messfunktion wird im Kapitel 2 beschrieben.
- Die Monte Carlo Methode, eine numerische Methode, welche direkt die Verteilungsfunktion der Messgröße berechnet, wird im Kapitel 3 beschrieben.
- Die Unscented Transform Methode, eine analytische Methode, welche de facto keine praktische Relevanz hat, wird aber der Vollständigkeit halber im Kapitel 4 beschrieben.

Obwohl die drei Verfahren auf unterschiedlichen mathematischen Grundsätzen beruhen, dienen sie alle dazu, die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion (*Propability density function - PDF*)

der Ausgangsgröße berechnen bzw. abschätzen zu können. Die Definitionen der wichtigsten statischen Kenngrößen sind im Anhang A zu finden. Der Unterschied der drei Verfahren liegt im Aufwand und in der zu erwartenden Genauigkeit.

Ziel dieser Dissertation ist es zu zeigen, dass die Monte Carlo Methode die einzig mögliche Methode ist, um Messprobleme in der Hochfrequenz- und EMV-Technik zu lösen. Dies liegt an den sehr komplizierten Messfunktionen, die man erhält, wenn man versucht, den Messprozess so präzise wie möglich abzubilden. Kapitel 5 widmet sich der Modellbildung, d.h. worauf beim Aufstellen der Messfunktion zu achten ist. In Kapitel 6 werden drei sehr umfangreiche Problemstellungen aus der EMV-Technik mit Hilfe der Monte Carlo Methode gelöst.

2 Die Fehlerfortpflanzung

Die Fehlerfortpflanzung ist die bekannteste und am weitverbreitetste Methode zur Berechnung der Messunsicherheit und geht auf Carl Friedrich Gauß¹ zurück [63]². Sie ist in der „Guide to the expression of uncertainty in measurement“ kurz GUM [20][56] genormt. Andere Institutionen brachten ebenfalls Anleitungen mit sehr ähnlichem Inhalt heraus, wie etwa EA [38][39], NIST [78], NPL [15], PTB [64].

Die Ausgangsgröße Y ergibt sich zu

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (2-1)$$

wobei die X_i sämtliche relevanten Eingangsgrößen sind. Die Funktion f wird als Messfunktion bezeichnet. Welchen Ursprung die Eingangsgrößen haben, d.h. ob sie von einem Messgerät stammen, oder durch die Messmethode verursacht werden, ist für die Berechnung bedeutungslos.

Sowohl Y als auch X_i sind Zufallsgrößen mit bekannten bzw. berechenbaren Verteilungsfunktionen. Bei der Zusammenstellung der X_i unterscheidet man zwischen:

- Typ A Beiträgen: Bei diesen Eingangsgrößen wird die Verteilungsfunktion durch Messung bestimmt. Ein typisches Beispiel dafür ist das mehrmalige Auslesen eines Messgerätes, denn oft sind Messwerte durch Rauschen beeinflusst. In diesem Fall wird eine Normalverteilung angenommen und durch den Mittelwert und die Standardabweichung beschrieben.
- Typ B Beiträgen: Sind alle anderen Eingangsgrößen die nicht unter Typ A fallen. Das sind u.a. Kalibrierdaten, Spezifikationen der Messgeräte, Erfahrungswerte... Voraussetzung ist, dass die Verteilungsfunktion bekannt ist. Ist dies nicht der Fall muss sie angenommen werden. Meistens treten Normal-, Rechteck- und U-förmige Verteilungen auf, wobei der Erwartungswert und die Standardabweichung einfach zu berechnen sind.

Um das Messergebnis zu erhalten, wendet man die Funktion f

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (2-2)$$

auf die Erwartungswerte

$$x_i = E(X_i) \quad (2-3)$$

an.

Nun gewinnt man die Sensitivitätskoeffizienten aus den partiellen Abweichungen.

$$c_i = \left. \frac{\partial f}{\partial X_i} \right|_{x_1, x_2, \dots, x_N} \quad (2-4)$$

¹ Carl Friedrich Gauß (1777-1855), deutscher Mathematiker, Astronom und Physiker

² Laut Adler [1] wurde diese Methode von Adrien-Marie Legendre (1752-1833), französischer Mathematiker, als Erster veröffentlicht.

Die Beiträge zur Standardabweichung setzen sich aus den Sensitivitätskoeffizienten und den Standardabweichungen der Verteilungsfunktionen der Eingangsgrößen zusammen.

$$u_i(y) = c_i u(X_i) \quad (2-5)$$

Falls sämtliche Eingangsgrößen X_i statistisch unabhängig sind, berechnet sich die Standardunsicherheit durch Summenbildung der Quadrate

$$u(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2} \quad (2-6)$$

Da in dieser Gleichung die Gültigkeit des Zentralen Grenzwertsatzes vorausgesetzt wird, ist Y normalverteilt.

Die Messunsicherheit U ergibt sich als Multiplikation mit dem Erweiterungsfaktor k

$$U = ku(y) \quad (2-7)$$

Diese Erweiterung ist nötig, um die Überdeckungswahrscheinlichkeit, Definition siehe Anhang A, von 68% auf 95%³ zu erhöhen.

Als Ergebnis der Messung gibt man $y \pm U$ an. Vereinfacht gesagt: Der wahre Wert liegt mit einer Wahrscheinlichkeit von 95% innerhalb von $y \pm U$.

2.1 Mängel der Methode

Das Grundprinzip der Fehlerfortpflanzung, birgt mehrere Probleme in sich, da einige Annahmen und Vereinfachungen getroffen wurden, die nicht in allen Fällen gültig sind.

Zur Berechnung des Messergebnisses müssten sowohl die Erwartungswerte, die partiellen Ableitungen also auch die Zentralmomente μ^k , siehe Anhang A, herangezogen werden [7]

$$y = f(E(X_1), E(X_2), \dots, E(X_N)) + \sum_{j=1}^N \mu_j \frac{\partial f}{\partial X_j} \Big|_{x=\bar{x}} + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^N \mu_j^2 \frac{\partial^2 f}{\partial X_j^2} \Big|_{x=\bar{x}} + \dots + \frac{1}{k!} \sum_{j=1}^N \mu_j^k \frac{\partial^k f}{\partial X_j^k} \Big|_{x=\bar{x}} \quad (2-8)$$

Da dies sehr aufwendig ist, vernachlässigt der GUM die höheren Ableitungen und definiert das Messergebnis als

$$y = f(E(X_1), E(X_2), \dots, E(X_N)) \quad (2-9)$$

Da das erste Zentralmoment stets null ist entsteht ein Fehler dann, wenn die höheren Ableitungen nicht null sind. Dies ist der Fall für Messfunktionen ungleich des Typs

$$y = \sum_{i=1}^N a_i X_i + b \quad (2-10)$$

Da solche Messfunktionen in der Praxis fast nie vorkommen, tritt dieses Problem stets auf. Besonders eindrucksvoll ist das Versagen der Fehlerfortpflanzung an lokalen Minima und Maxima bzw. an Sattelpunkten, an denen gilt

$$c_i = \frac{\partial f}{\partial X_i} \Big|_{x_1, x_2, \dots, x_N} = 0 \quad (2-11)$$

³ Genau genommen betragen die Werte 68,26% ($k=1$) und 95,45% ($k=2$) [37], was allerdings für die Praxis wenig Relevanz hat.

Ein weiteres Problem kann die Anwendung von Formel (2-6) bringen, denn diese setzt die Gültigkeit des Zentralen Grenzwertsatzes voraus, Definition siehe Anhang A. Bei Messunsicherheitsberechnungen kommt es manchmal vor, dass eine der Einflussgrößen dominiert. Die Verteilungsfunktion von Y ist in diesem Fall sicher keine Normalverteilung, sondern der dominanten Einflussgröße ähnlich. Bedingungen für die Gültigkeit des Zentralen Grenzwertsatzes mit unterschiedlichen Verteilungen findet man bei Lindeberg [74] und Lyapunov [104]. Aussagen über die Konvergenzgeschwindigkeit und die Annäherung an die Normalverteilung findet man im Satz von Berry-Esseen [17][41].

Die Fehlerfortpflanzung ist gültig, sofern alle Einflussfaktoren statistisch unabhängig sind. Ist dies nicht der Fall, müssen die Korrelationskoeffizienten r berücksichtigt werden. Formel (2-6) ändert sich zu [38]

$$u(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^N u_i^2 + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{k=i+1}^N u_i(y) u_k(y) r(X_i, X_k)} \quad (2-12)$$

wobei gilt

$$i \neq k, |r| \leq 1 \quad (2-13)$$

Der Korrelationskoeffizient wird durch die Modellbildung festgelegt, und ist in der Praxis fast immer 1.

Falls bei Typ A Unsicherheitsbeiträgen nur wenige Stichproben genommen wurden, muss man die statistische Aussagekraft mitberücksichtigen. Dies geschieht durch Berechnung der effektiven Freiheitsgrade mit Hilfe der Welch-Satterthwaite Formel [78].

$$v_{\text{eff}} = \frac{u^4(y)}{\sum_{i=1}^N \frac{u_i^4(y)}{v_i}} \quad (2-14)$$

Dabei werden die Freiheitsgrade bei Typ B Beiträgen mit unendlich angenommen.

Das Ergebnis wird auf die nächstkleinere Zahl abgerundet und mittels Tabelle 2-1 der berichtete Erweiterungsfaktor, Definition siehe Anhang A, ermittelt.

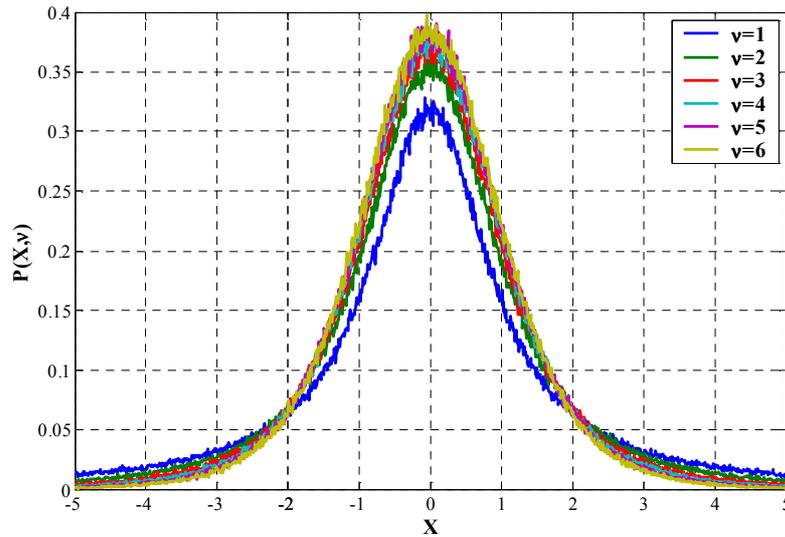
v_{eff}	1	2	3	4	5	6	7	8	10	20	50	∞
k	13,97	4,53	3,31	2,87	2,65	2,52	2,43	2,37	2,28	2,13	2,05	2,00

Tabelle 2-1: Erweiterungsfaktor in Abhängigkeit der effektiven Freiheitsgrade für 95% Überdeckungswahrscheinlichkeit

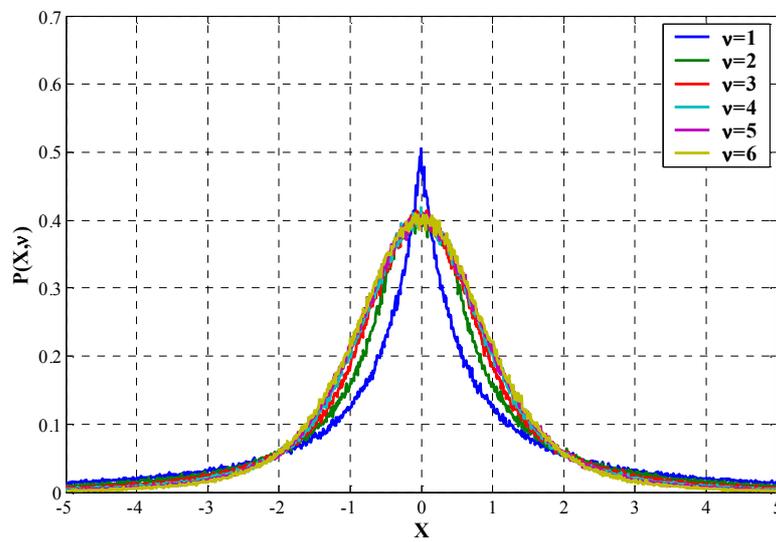
Die Grundlage dieser Tabelle ist die studentsche t-Verteilung [49], die durch eine Normalverteilung angenähert wird.

In der Definition der studentschen t-Verteilung, siehe Anhang A, geht man von einer normalverteilten Größe aus. Somit liegt das Problem schon auf der Hand, falls von anderen als Normalverteilungen ausgegangen werden muss. Mit Hilfe der Monte Carlo Methode lässt sich die anzuwendende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion berechnen, siehe Bild 2-1. Dabei wurden die Freiheitsgrade von 1 bis 6 angenommen. Durch die Gültigkeit des Zentralen Grenzwertsatzes konvergieren sämtliche Verteilungen gegen die Normalverteilung, falls der Freiheitsgrad gegen unendlich geht.

a)



b)



c)

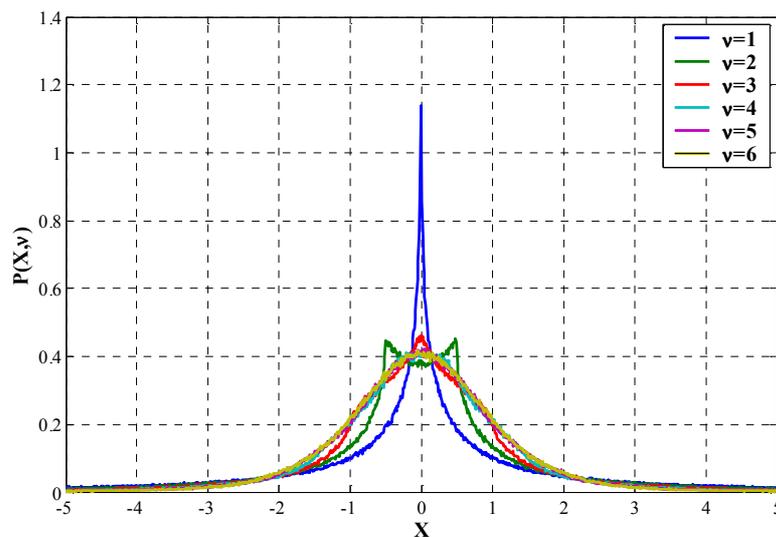


Bild 2-1: Resultierende Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion mit a) Normalverteilung b) Rechteckverteilung c) U-förmige Verteilung als Grundlage

2.2 Beispiel

Zur Veranschaulichung der Berechnungsmethode mittels Fehlerfortpflanzung wird ein Beispiel aus der Mechanik, ähnlich zu [19], berechnet, siehe Bild 2-2.

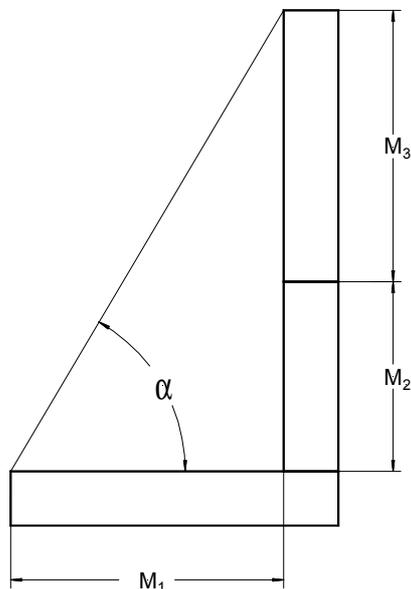


Bild 2-2: Werkzeichnung Eisenwinkel

Die Messgröße ist der Winkel α für den gilt

$$\alpha = \arctan\left(\frac{M_2 + M_3}{M_1}\right) \quad (2-15)$$

Die Sensitivitätskoeffizienten werden durch Differenzieren gewonnen

$$c_1 = \frac{\partial \alpha}{\partial M_1} = \frac{1}{1 + \left(\frac{M_2 + M_3}{M_1}\right)^2} \frac{M_2 + M_3}{M_1^2} \quad (2-16)$$

$$c_2 = \frac{\partial \alpha}{\partial M_2} = \frac{1}{1 + \left(\frac{M_2 + M_3}{M_1}\right)^2} \frac{1}{M_1} \quad (2-17)$$

$$c_3 = \frac{\partial \alpha}{\partial M_3} = \frac{1}{1 + \left(\frac{M_2 + M_3}{M_1}\right)^2} \frac{1}{M_1} \quad (2-18)$$

Folgende Einzelmaße werden angenommen⁴

- $M_1 = 10$ cm, normalverteilt mit $\sigma_1 = 1$ cm
- $M_2 = 7$ cm, normalverteilt mit $\sigma_2 = 2$ cm
- $M_3 = 10$ cm, normalverteilt mit $\sigma_3 = 1$ cm

Der Messwert ist somit

$$\alpha = \arctan\left(\frac{7+10}{10}\right) = 1,039 \text{ rad} = 59,53^\circ \quad (2-19)$$

Die Zahlenwerte der Sensitivitätskoeffizienten lauten

$$c_1 = \left. \frac{\partial \alpha}{\partial M_1} \right|_{\substack{M_1=10 \\ M_2=7 \\ M_3=10}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{7+10}{10}\right)^2} \frac{7+10}{100} = 0,0437 \quad (2-20)$$

$$c_2 = \left. \frac{\partial \alpha}{\partial M_2} \right|_{\substack{M_1=10 \\ M_2=7 \\ M_3=10}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{7+10}{10}\right)^2} \frac{1}{10} = 0,0257 \quad (2-21)$$

$$c_3 = \left. \frac{\partial \alpha}{\partial M_3} \right|_{\substack{M_1=10 \\ M_2=7 \\ M_3=10}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{7+10}{10}\right)^2} \frac{1}{10} = 0,0257 \quad (2-22)$$

Die Messunsicherheit ergibt sich somit mit

$$U = k \sqrt{(c_1 \sigma_1)^2 + (c_2 \sigma_2)^2 + (c_3 \sigma_3)^2} = 2 \sqrt{(0,0437 \times 1)^2 + (0,0257 \times 2)^2 + (0,0257 \times 1)^2} = 0,144 \text{ rad} = 8,27^\circ \quad (2-23)$$

Das Messergebnis lautet $59,53^\circ \pm 8,27^\circ$.

⁴ In der modernen Längenmessung sind sicher höhere Genauigkeiten realisierbar. Diese Zahlenwerte dienen nur zu Demonstrationszwecken.

3 Die Monte Carlo Methode

Ein Werkzeug für komplexe Berechnungen in der Physik ist die Monte Carlo Methode. Dieser Begriff wurde von den Wissenschaftlern Stanislaw Ulam, Enrico Fermi, John von Neumann und Nicholas Metropolis 1947 geprägt, als sie am Los Alamos Scientific Laboratory arbeiteten [75].

Ein sehr populäres Beispiel für die Monte Carlo Methode ist die Berechnung von $\pi/4$ ^{5,6} [32][62][76][89]. Dabei werden M Paare von reellen Zufallszahlen zwischen 0 und 1 erzeugt.

$$\begin{aligned} X &= P(0 \leq \mathfrak{R} \leq 1) \\ Y &= P(0 \leq \mathfrak{I} \leq 1) \end{aligned} \quad (3-1)$$

Falls

$$\sqrt{X^2 + Y^2} \leq 1 \quad (3-2)$$

gilt wird dieses Paar als Treffer T gewertet.

Nun kann π mittels

$$\frac{T}{M} \cong \frac{\pi}{4} \quad (3-3)$$

berechnet werden. Um die Genauigkeit, d.h. die Stellenanzahl, zu erhöhen muss M vergrößert werden - der Fehler ist von der Ordnung $O\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\right)$.

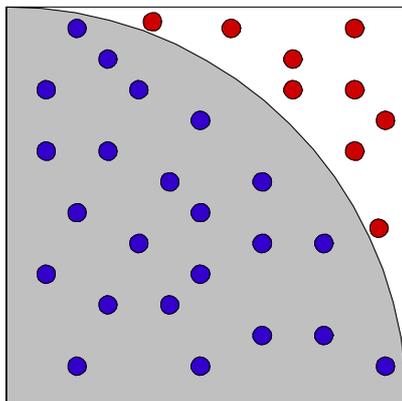


Bild 3-1: Berechnung von $\pi/4$ von der Monte Carlo Methode

Eine sehr gute grafische Veranschaulichung ist in Bild 3-1 zu sehen. Es werden einige Punkte recht gleichmäßig auf einem Quadrat verteilt. Falls die Bedingung aus Gleichung (3-2) erfüllt

⁵ Obwohl dieses Beispiel sehr bekannt ist, hat es kaum einen praktischen Nutzen. Es gibt andere Methoden für die Berechnung von π die deutlich schneller (z.B. quadratisch) konvergieren [105].

⁶ Eine andere viel ältere Monte Carlo Methode zur Berechnung von π ist das buffonsche Nadelproblem aus dem Jahr 1733 [102].

ist, wird der Punkt Blau eingefärbt. Da der Flächeninhalt des Viertelkreises $\pi/4$ und der des Rechtecks 1 ist, muss das Verhältnis der blauen Punkte zur gesamten Punktzahl $\pi/4$ sein.

Dem Elektrotechniker ist die Monte Carlo Methode aus dem Schaltungssimulation Programm SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) bekannt. Dabei ist es möglich die Exemplarstreuung von Bauelementen wie z.B. Transistoren einzubeziehen. Obwohl es kein Problem ist, SPICE Modelle von den Herstellern zu bekommen, fehlen oft Angaben zu den Exemplarstreuungen. In den Datenblättern werden meist nur die Extremwerte Minimum und Maximum ohne Angabe der Verteilungsfunktion angeben [96]. In der Regel wird auch nicht genau definiert, was unter „typischen Werten“ zu verstehen ist [77]. Erst bei modernen komplexen integrierten Schaltkreisen [5][6] wird für die Schlüsselparmeter die Verteilungsfunktion angegeben.

Der erste Einsatz der Monte Carlo Methode zur Messunsicherheitsberechnung im Bereich der Hochfrequenzmesstechnik fand im Jahr 2001 statt: J. Randa und W. Wiatr [80][81] berechneten die Messunsicherheit für die Messung der Rauschparameter von Verstärkern.

Genauso wie bei der Fehlerfortpflanzung startet diese Methode mit der Aufstellung der Messfunktion.

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (3-4)$$

Allerdings muss f hier weder stetig sein noch muss sie geschlossen darstellbar sein, denn es ist nicht nötig, die partiellen Ableitungen zu bilden. Wie zuvor auf Seite 11 beschrieben, sind die X_i Zufallsgrößen mit bekannten Verteilungsfunktionen.

Im nächsten Schritt wählt man die Zahl M der Monte Carlo Versuche. Ein typischer Wert von M ist eine Million [54], wobei die Konvergenzgeschwindigkeit und die zur Verfügung stehende Rechenleistung beachtet werden müssen, siehe Kapitel 3.1.

Nun wird für jede Einflussgröße eine Stichprobe der Größe M entsprechender Verteilung generiert.

$$x_{i,k} = X_i |_{M} \quad (3-5)$$

Falls Einflussgrößen nicht statistisch unabhängig sind, muss dies bei der Generierung der Stichproben berücksichtigt werden. Für Korrelationskoeffizienten $r=1$ ist das trivial, und wird durch Umkopieren erreicht. Falls kleinere Korrelationskoeffizienten benötigt werden, muss man einen Teil der Stichprobe durch neue Zufallszahlen ersetzen. Es werden

$$L = (1-r)M \quad (3-6)$$

neue Zufallszahlen benötigt.

Die Verteilung der Messgröße wird geschätzt, indem man die Messfunktion auf die generierten Stichproben anwendet.

$$\begin{aligned} y_1 &= f(x_{1,1}, x_{2,1}, \dots, x_{N,1}) \\ y_2 &= f(x_{1,2}, x_{2,2}, \dots, x_{N,2}) \\ &\vdots \\ y_M &= f(x_{1,M}, x_{2,M}, \dots, x_{N,M}) \end{aligned} \quad (3-7)$$

Als Messwert dient der Schätzwert \hat{Y} , der über den Mittelwert von y berechnet wird.

$$\hat{Y} = \bar{y} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M y_k \quad (3-8)$$

Je größer M gewählt wird, desto besser wird Y approximiert. Der Schätzwert konvergiert gegen den Erwartungswert, wenn M gegen unendlich geht.

$$E(Y) = \hat{Y} \Big|_{M \rightarrow \infty} \quad (3-9)$$

Da Y nicht zwangsweise normalverteilt ist, wird die Messunsicherheit nicht über die Standardabweichung berechnet. Man errechnet direkt die Grenzen des Überdeckungsbereiches.

Die untere Grenze UG

$$P(y < UG) = 2,5\% \quad (3-10)$$

und die obere Grenze OG

$$P(y < OG) = 97,5\% \quad (3-11)$$

falls der Überdeckungsbereich 95% beträgt.

Die Angabe des Messergebnisses lautet dann $y [UG \ OG]$.

Falls Y symmetrisch sein sollte, vereinfacht sich die Berechnung zu

$$U = \frac{OG - UG}{2} \quad (3-12)$$

wodurch wieder die gewohnte Darstellung $y \pm U$ möglich wird.

Es gibt aber noch eine zweite, nicht logische Definition [54]:

Der Überdeckungsbereich ist gleich dem Minimum von

$$OG - UG \quad (3-13)$$

unter der Nebenbedingung

$$P(y < OG) - P(y < UG) = 95\% \quad (3-14)$$

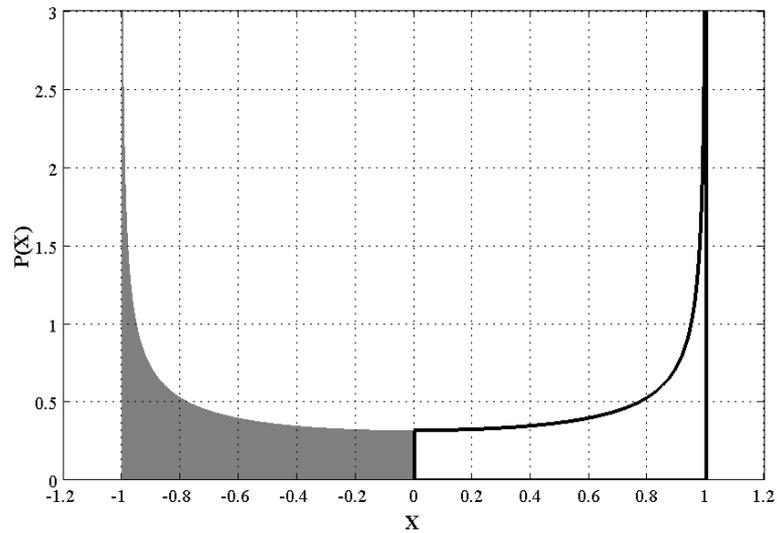
also das kleinstmögliche 95% Intervall.

Das Problem dieser Definition ist, dass sie nicht immer eindeutige Resultate liefert. Anschaulich wird dies durch die U-förmige Verteilung.

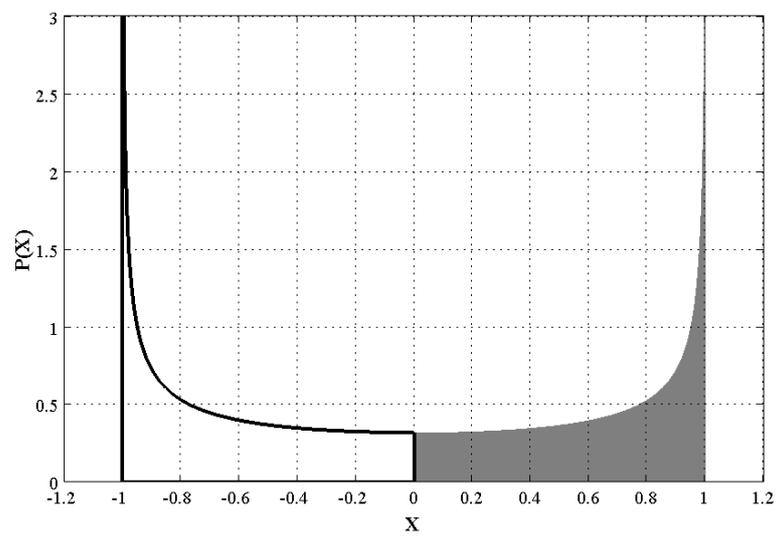
Wie in Bild 3-2 a) und b) ersichtlich ist, gibt es zwei Minima für den Überdeckungsbereich von 50%⁷. Die minimale Spannweite von 1 wird durch die Intervalle $[-1 \ 0]$ und $[0 \ 1]$ erreicht. Die symmetrische Spannweite, siehe Bild 3-2 c), von $\sqrt{2}$ hat man im Intervall $[-1/\sqrt{2}, 1/\sqrt{2}]$.

⁷ Der Sachverhalt ist auch für andere Überdeckungsbereiche gültig, jedoch ist der für 50% am anschaulichsten.

a)



b)



c)

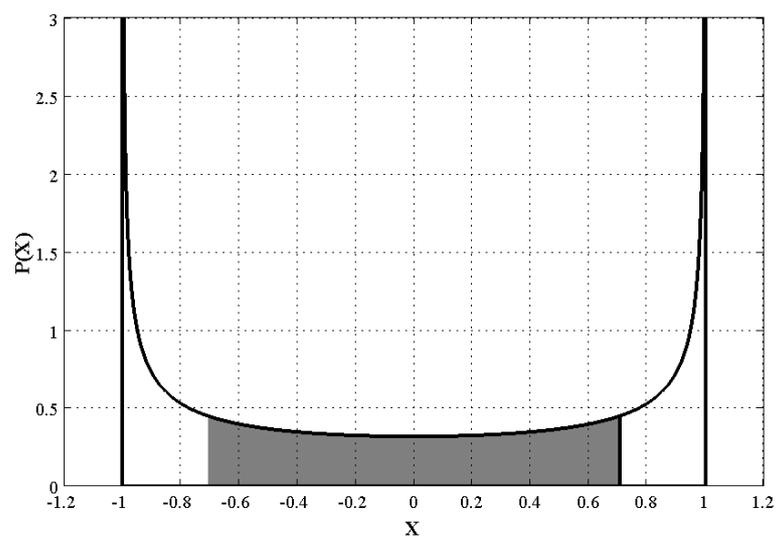


Bild 3-2: Überdeckungswahrscheinlichkeit von 50% für die Intervalle a) [0 50] b) [50 100] c) [25 75]

3.1 Konvergenzgeschwindigkeit

Ein wichtiger Aspekt bei allen numerischen Verfahren ist die Konvergenzgeschwindigkeit, womit die Größe der Stichprobe gemeint ist, die benötigt wird, um den Fehler ε zu beschränken.

$$\left| E(Y) - \hat{Y} \right|_M < \varepsilon(M) \quad (3-15)$$

Je nach Messfunktion und Verteilungsfunktion der Einflussgrößen muss man mit unterschiedlichen Fehlern rechnen. A priori ist eine Schätzung des Fehlers nicht möglich [54]. Um dies zu zeigen, sind in Tabelle 3-1 und Bild 3-3 vier Beispiele dargestellt, die alle gegen null konvergieren. Für jedes Beispiel wurden bei konstanter Stichprobengröße 100 Monte Carlo Simulationen ausgeführt und jeweils das größte Ergebnis aufgezeichnet.

Obwohl Beispiel 1 und Beispiel 2 dieselbe Messfunktion besitzen, benötigt man bei den normalverteilten Einflussgrößen eine zehnmal so große Stichprobengröße, um die selbe Genauigkeit zu erreichen. Bei Beispiel 4 ist der Fehler extrem groß ($> 10^5$), denn die Funktionswerte unterscheiden sich gewaltig innerhalb der Spannweite der Einflussgröße. Solche „böartigen“ Beispiele sind jedoch für die Praxis nicht relevant, denn sie würden in der Wirklichkeit nie ein reproduzierbares Ergebnis liefern.

Die Konvergenzgeschwindigkeit ist mit 10 dB/Dekade für alle Beispiele identisch⁸. In anderen Worten bedeutet das: „Um die Genauigkeit um eine Kommastelle zu erhöhen, muss die Stichprobengröße ver Hundertfacht werden“.

	Messfunktion	g_1	g_2	g_3
Beispiel 1	$f_1 = g_1 + g_2 + g_3$	normalverteilt $\sigma=1,5$	normalverteilt $\sigma=2$	normalverteilt $\sigma=5$
Beispiel 2	$f_2 = g_1 + g_2 + g_3$	gleichverteilt [-0,75..0,75]	gleichverteilt [-1..1]	gleichverteilt [-2,5..2,5]
Beispiel 3	$f_3 = \tan(g_1)\tan(g_2)\tan(g_3)$	gleichverteilt [-1,5..1,5]	gleichverteilt [-1,5..1,5]	gleichverteilt [-1,5..1,5]
Beispiel 4	$f_4 = g_1^5$	gleichverteilt [-15..15]		

Tabelle 3-1: Vier Beispiele zur Konvergenzgeschwindigkeit; Definition

Ähnliches gilt für Berechnung der Grenzen des Überdeckungsbereiches, siehe Bild 3-4⁹. Allerdings ist eine etwas höhere Stichprobengröße notwendig [54].

Ein praktikabler Ansatz, um die Genauigkeit sicherzustellen, ist die adaptive Wahl der Stichprobengröße [54]. Dabei werden mehrere Simulation, z.B. 10, bei unterschiedlichem M gemacht und beobachtet wie sich die Standardabweichungen von y, UG und OG ändern. Sobald

⁸ Die Konvergenzgeschwindigkeit entspricht dem Fehler mit der Ordnung $O\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\right)$

⁹ Für die anderen Beispiele ist es nicht geschlossen möglich die Grenzen des Überdeckungsbereiches zu berechnen. Die Verteilung der Meßgröße von Beispiel 2 ist nicht „gauß“ genug. Die Sensitivitätskoeffizienten von Beispiel 3 und 4 sind null, wodurch die Fehlerfortpflanzung nicht anwendbar ist.

die Standardabweichung halb so groß wie die Genauigkeitsanforderung ist, bezeichnet man das Ergebnis als stabilisiert.

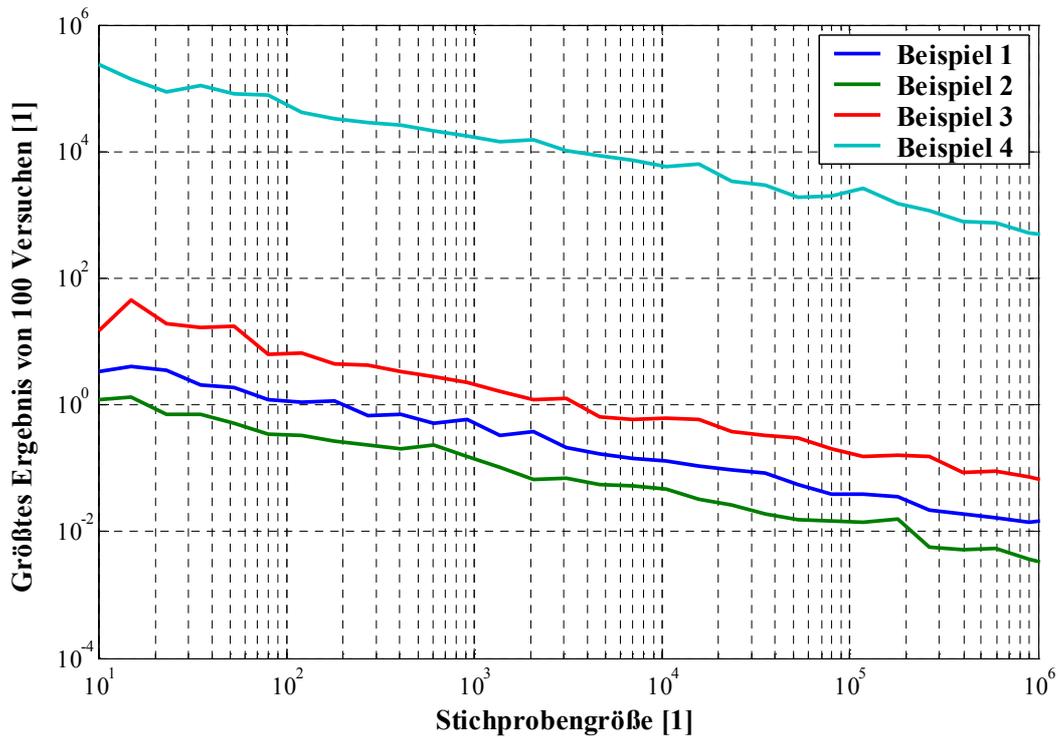


Bild 3-3: Vier Beispiele zur Konvergenzgeschwindigkeit; Ergebnis

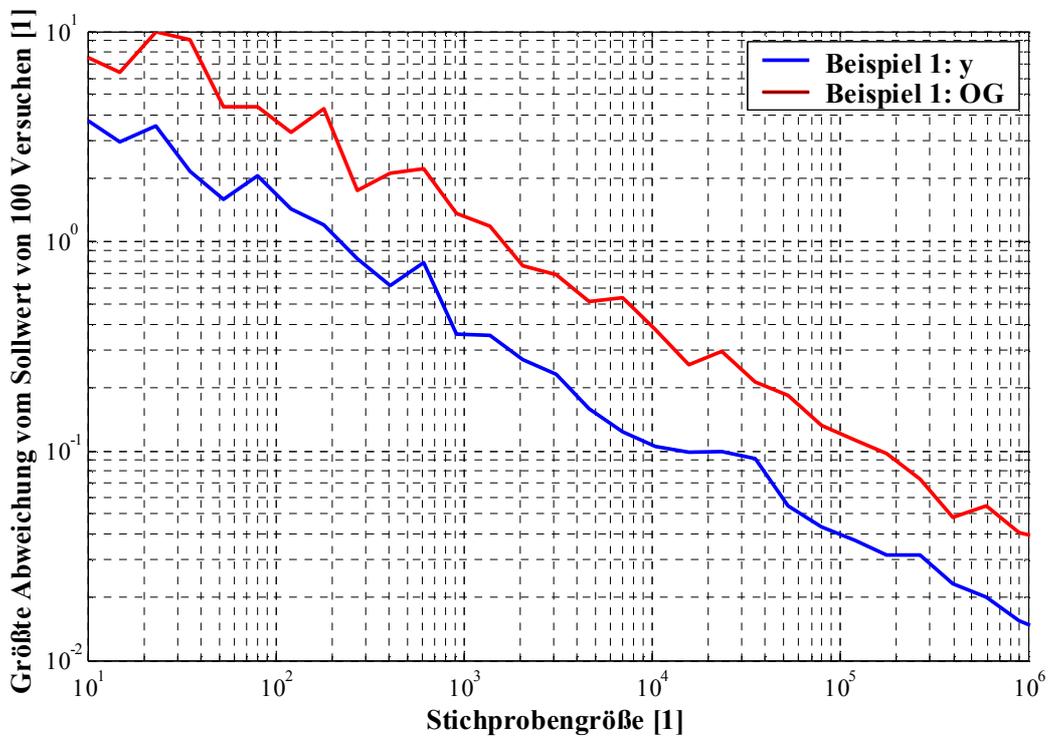


Bild 3-4: Konvergenzgeschwindigkeit für Messwert und Obere Grenze

3.2 Rechenleistung

Ein Aspekt bei allen numerischen Verfahren ist die Rechenleistung und die damit verbundene Ausführungszeit. Durch die heutzutage verfügbare Hardware ist diese Problematik weit weniger bedeutsam als noch vor zwanzig Jahren.

Die gesamte Rechenzeit setzt sich aus folgenden Teilaufgaben zusammen:

- Zufallszahlen erzeugen
- Messfunktion anwenden
- Messwert berechnen
- Messunsicherheit berechnen

Eine allgemeingültige Aussage zu machen, wie viel Rechenzeit die einzelnen Schritte benötigen, ist nicht möglich. Diese hängt von der Anzahl der Einflussgrößen und deren Verteilung ab sowie von der Komplexität der Messfunktion.

Die prozentuelle Verteilung der Rechenzeit für das Beispiel von Kapitel 3.5 ist in Bild 3-5 dargestellt. Die gesamte Rechenzeit beträgt für eine Stichprobengröße von einer Million 0,7 Sekunden auf einem AMD Athlon 64 mit 2,4 GHz. Die Rechenzeit zu optimieren steht somit in keinem Verhältnis zum Aufwand.¹⁰

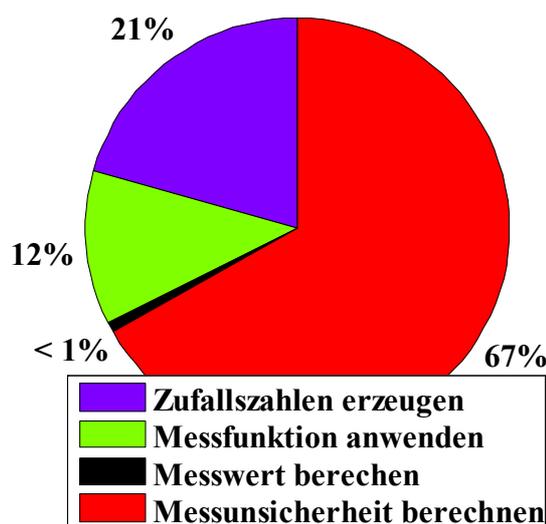


Bild 3-5: Verteilung der Ausführungszeit auf die einzelnen Teilaufgaben für Beispiel in Kapitel 3.5

Wie viel Zeit die Generierung von Zufallszahlen braucht, ist in Bild 3-6 dargestellt. Die allgemeine Meinung, dass die Erzeugung von Zufallszahlen sehr viel Zeit benötigt [50], konnte nicht bestätigt werden. Dass die benötigte Rechenleistung stark von der Verteilungsfunktion abhängig ist, ist deutlich ersichtlicher. Der Mehraufwand bei der Generierung von gleichverteilten Zufallszahlen beträgt ca. 70% verglichen mit der Normalverteilung. Bei poissonverteilten Zufallszahlen muss man mit ca. vierzigfachem Aufwand rechnen.

¹⁰ Bemerkenswert ist die Tatsache, dass die Berechnung der Messunsicherheit einen Anteil von zwei Drittel der Gesamtzeit ausmacht. Die Ursache dafür ist in der Implementierung der Funktion „PRCTILE“ von MATLAB[®] zu suchen. Darin wird entgegen der gebräuchlichen Konvention eine Schleife verwendet, die deutlich langsamer exekutiert wird als eine Matrix.

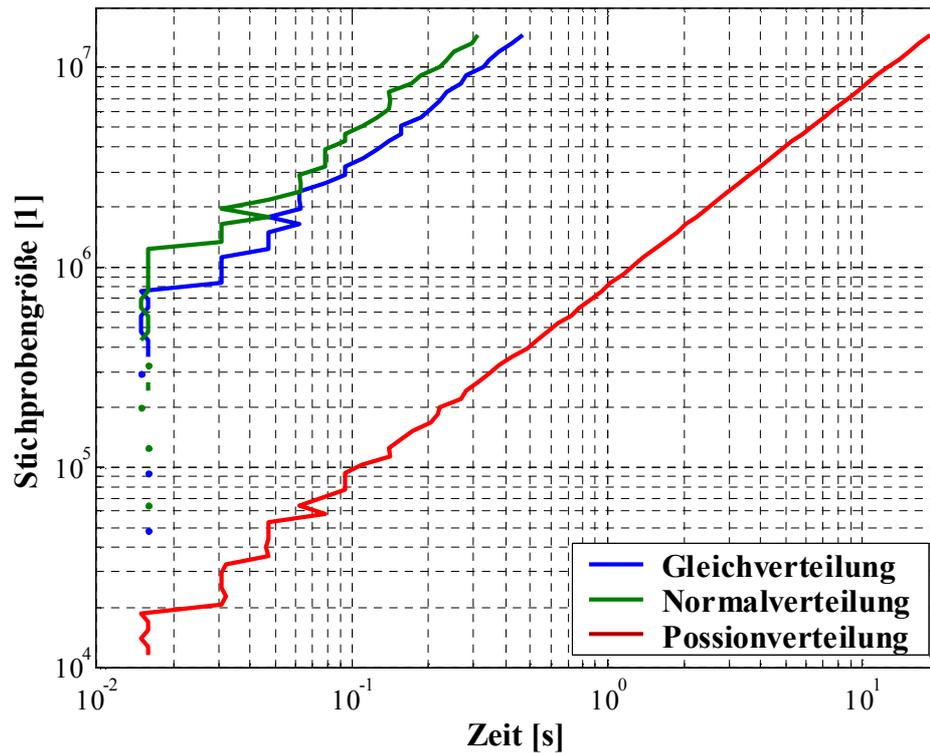


Bild 3-6: Benötigte Rechenzeit, um Zufallszahlen mit einer bestimmten Verteilung zu erzeugen

3.3 Numerik

Wie bei allen numerischen Verfahren ist die Zahlendarstellung im Computer zu betrachten. Tabelle 3-2 zeigt die durch den IEEE Standard 754 [14] genormte Gleitkommadarstellung.

Anzahl Bits	Größe Zahl	Signifikante Stellen
32	3,4E38	7-8
64	1,7E308	15-16

Tabelle 3-2: Genormte Gleitkommadarstellungen [14]

Da praktisch alle kommerziellen Berechnungsprogramme diesem Standard folgen, sind Probleme so gut wie ausgeschlossen. Theoretisch sind folgende Schwierigkeiten denkbar

- Die Summe aller Werte der Stichprobe der Messgröße, die bei der Mittelwertbildung benötigt wird, ist größer als die größtmögliche Zahl. Dieses Problem kann zwei Ursachen haben. Entweder werden sehr große Zahlen addiert, oder eine sehr große Anzahl an Zahlen. Ersteres lässt sich durch Änderung des Exponenten, d.h. Division durch 10^N , beheben. Der zweite Fall kann nicht auftreten, da der Arbeitsspeicher die Größe der Stichprobe beschränkt.
- Die Spannweite der Wahrscheinlichkeitsdichte ist sehr klein und lässt sich mit den verfügbaren signifikanten Stellen nicht darstellen. Auch dieser Fall hat für die Praxis keine Relevanz. Ist die Streuung so gering, ist sie für das Messergebnis auf jeden Fall vernachlässigbar.

3.4 Quasi-Monte Carlo Methode

Um die Effizienz der Monte Carlo Methode zu steigern, wird die Quasi-Monte Carlo Methode eingesetzt. Hierbei werden bedacht verteilte Zahlen, anstatt richtiger Zufallszahlen verwendet. Dadurch können die Konvergenzgeschwindigkeit und die Genauigkeit gesteigert werden [73]. Da die Erzeugung von Zufallszahlen nicht mehr erforderlich ist, kann die Ausführungszeit der Simulation etwas verkürzt werden. Die Ersparnis ist aber nicht bedeutsam, denn der Anteil an der gesamten Ausführungszeit beträgt nur ca. 20%, siehe 3.2.

Bei manchen Anwendungen kommt es vor, dass nur gleichverteilte Einflussgrößen vorkommen. In diesem Fall ist die Quasi-Monte Carlo Methode einfach zu implementieren, indem man die „Zufallszahlen“ gleichmäßig über die Spannweite verteilt. Anhand des Beispiels aus der Einleitung ist dieses Verfahren in Bild 3-7 veranschaulicht¹¹.

In Bild 3-8 wird die Konvergenzgeschwindigkeit bei der Berechnung von $\pi/4$ dargestellt. Wie bei allen nichtdeterministischen numerischen Verfahren liefert die Monte Carlo Methode bei jedem Durchlauf ein anderes Ergebnis. Dies ist gut in der verrauschten Kurve, besonders in der rechten Bildhälfte erkennbar. Im Gegensatz dazu ist die Quasi-Monte Carlo Methode deterministisch. Somit muss bei der Konvergenzuntersuchung nur mehr ein Simulationsdurchlauf pro Stichprobengröße gemacht werden. Wiederum wird ein adaptives Verfahren eingesetzt, indem man die Stichprobengröße solange erhöht, bis sich die gewünschte Kommastelle stabilisiert hat.

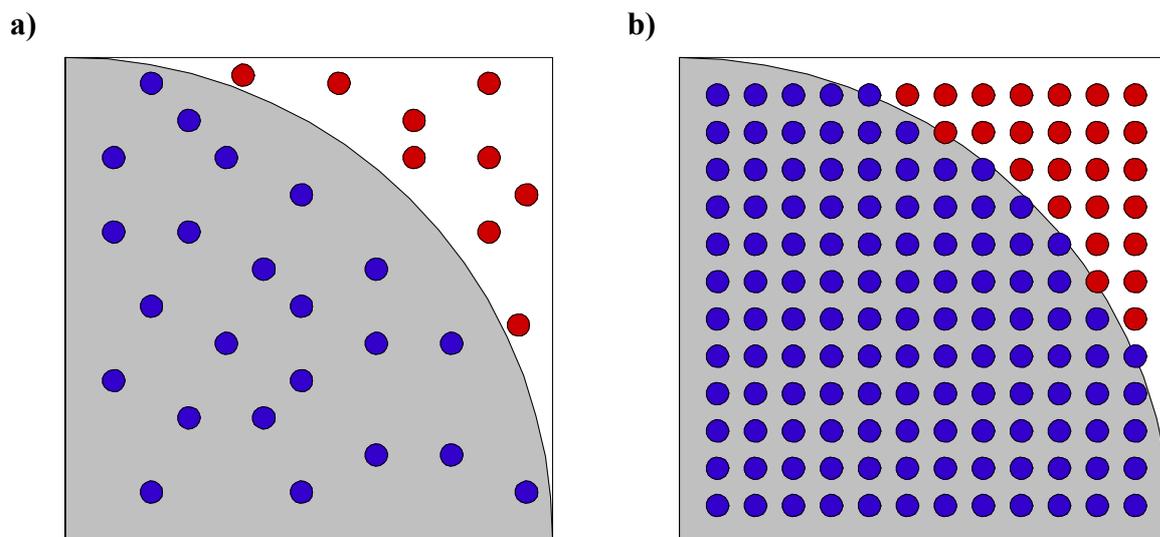


Bild 3-7: Berechnung von π mittels a) Monte Carlo Methode b) Quasi-Monte Carlo Methode

In diesem Beispiel kann keine höhere Genauigkeit festgestellt werden. Ganz im Gegenteil, denn bei einer Stichprobengröße von 10^6 liefert die Monte Carlo Methode mit einer Wahrscheinlichkeit von 85% genauere Werte.

¹¹ Die Konvergenzgeschwindigkeit wird in diesem Beispiel durch die Quasi-Monte Carlo Methode nicht verändert, der Fehler nimmt mit der Ordnung $O\left(\frac{1}{\sqrt{M}}\right)$ ab.

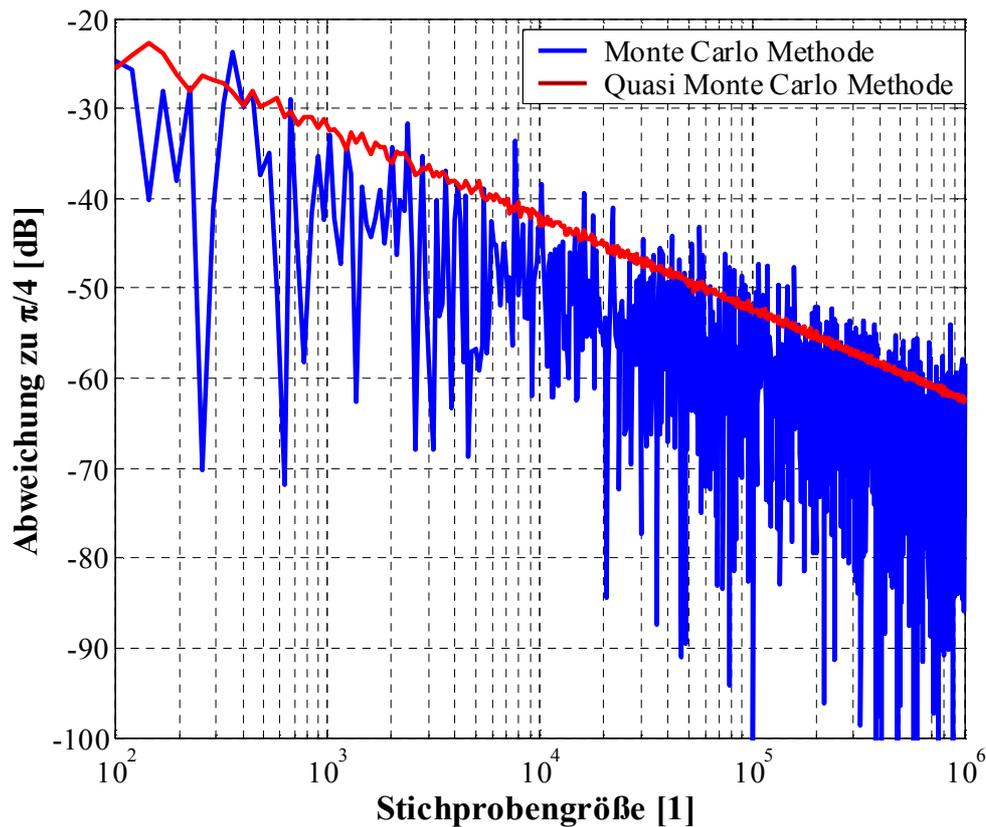


Bild 3-8: Konvergenzgeschwindigkeit der Quasi-Monte Carlo Methode

3.5 Beispiel

Zur Veranschaulichung der Monte Carlo Methode wird dasselbe Beispiel aus der Mechanik wie in Kapitel 2.2 verwendet.

Das Beispiel wurde in MATLAB[®] codiert:

```
% DISSERTATION DIPL. ING. ALEXANDER KRIZ
% TECHNISCHE UNIVERSITÄT WIEN
%
% BEISPIEL AUS DER MECHANIK
%
% DEFINITION DER EINFLUßGRÖßEN
M1=10;    %10 CM
M1STD=1;  %SIGMA=1 CM
M2=7;    %7 CM
M2STD=2;  %SIGMA=2 CM
M3=10;   %10 CM
M3STD=1;  %SIGMA=1 CM
% ANZAHL DER VERSUCHE 1 MILLION
M=1E6;
% GENERIERUNG DER STICHPROBEN
M1S=RANDN(M,1)*M1STD+M1;
M2S=RANDN(M,1)*M2STD+M2;
M3S=RANDN(M,1)*M3STD+M3;
% BERECHNUNG DER STICHPROBE DER MESSGRÖßE
AS=ATAN((M2S+M3S)./M1S);
% BERECHNUNG DES MESSWERTES
AMC=MEAN(AS)/PI*180
% BERECHNUNG DER UNSICHERHEIT
UMC2P=PRCTILE(AS,[2.5 97.5])/PI*180
```

Das Ergebnis lautet $59,26^\circ$ [$50,25^\circ$ $66,79^\circ$].

Die Konvergenzanalyse in Bild 3-9 zeigt, dass der Messwert auf ca. $\pm 0,01^\circ$ genau ist und die Grenzen des Überdeckungsbereiches auf ca. $\pm 0,03^\circ$.

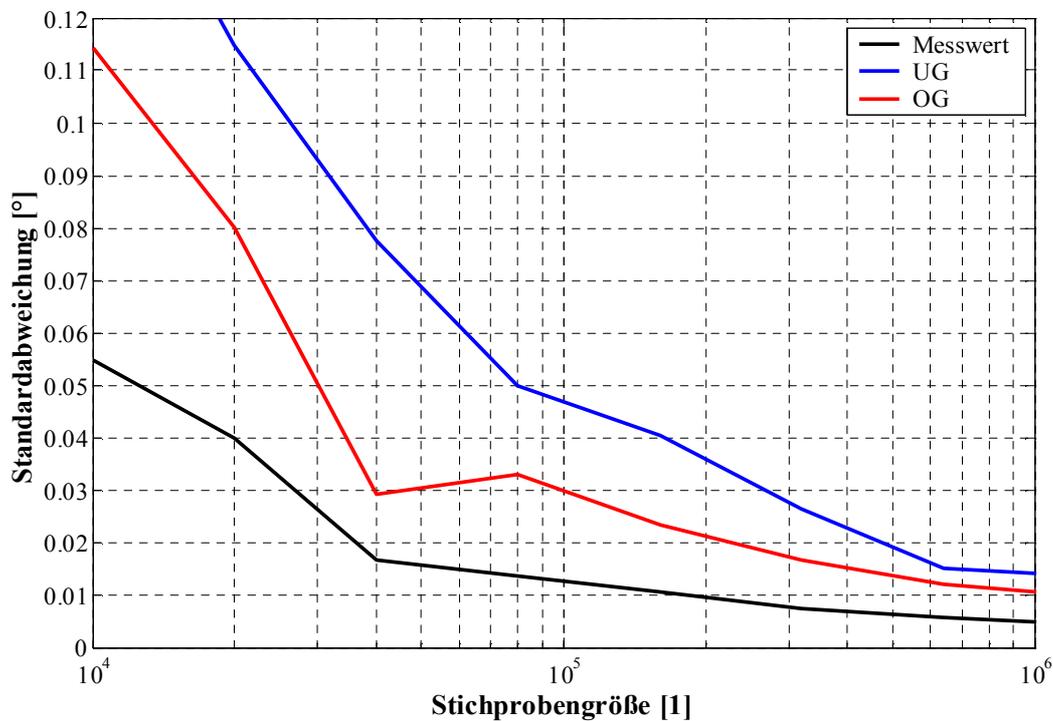


Bild 3-9: Konvergenzanalyse

Dass die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Ausgangsgröße, siehe Bild 3-10, nicht normalverteilt ist erkennt man am Messergebnis.

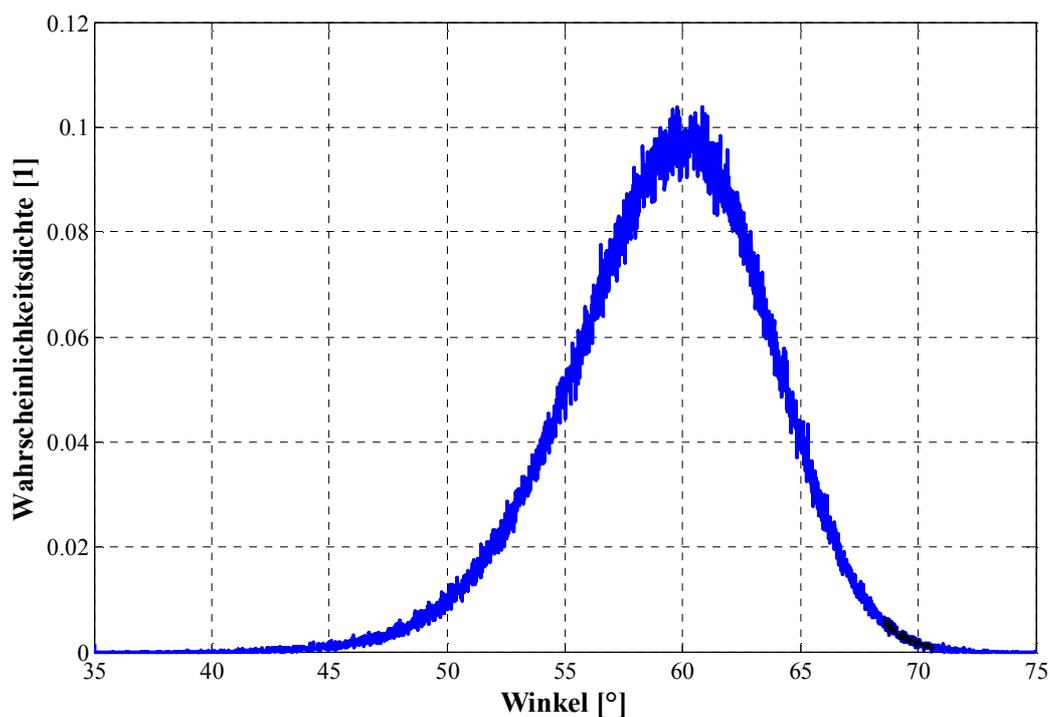


Bild 3-10: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion berechnet mit der Monte Carlo Methode

4 Die Unscented Transform Methode

Im Jahr 2006 kam Angrisani [7][8] auf die Idee, die Unscented Transform Methode in der Messtechnik einzusetzen.

Diese Methode kann als eine Mischform zwischen Fehlerfortpflanzung und Monte Carlo Methode gesehen werden. Die Idee dahinter ist: „Es ist einfacher, eine Verteilungsfunktion zu approximieren als eine nichtlineare Funktion oder eine Transformation“ [61].

Der Ursprung dieser Methode liegt im Bereich der Raumfahrt- und Militärtechnik. Sie wurde in den achtziger Jahren des 20. Jahrhunderts entwickelt, um die Flugbahn von ballistischen Flugkörpern aus den gemessenen Positionsdaten zu berechnen [61]. Aufgrund der hohen Abtastraten war die verfügbare Rechenleistung nicht ausreichend, um die Monte Carlo Methode sinnvoll einsetzen zu können [60].

Wie bei den zuvor beschriebenen Verfahren, startet man auch hier mit der Messfunktion

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (4-1)$$

Für jede Eingangsgröße werden der Erwartungswert und die Zentralmomente bestimmt, Definition siehe Anhang A.

Im nächsten Schritt werden die sogenannten Sigma Punkte gewählt.

$$\underline{\underline{\chi}} = \left[\underline{\underline{X}} + \underline{\underline{\Sigma}}_1 \quad \underline{\underline{X}} + \underline{\underline{\Sigma}}_2 \quad \dots \quad \underline{\underline{X}} + \underline{\underline{\Sigma}}_G \quad \bar{x} \right] \quad (4-2)$$

Die Matrix χ hat N Zeilen und $G \times N + 1$ Spalten, wobei G die Ordnung der Zentralmomente ist, die für die Berechnung verwendet wird. In der letzten Spalte steht der Vektor mit den Erwartungswerten. Die anderen Elemente bestehen aus den Summen

$$\underline{\underline{X}} = \begin{bmatrix} x_1 & \dots & x_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_N & \dots & x_N \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

und

$$\underline{\underline{\Sigma}}_i = \begin{bmatrix} s_{i1} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & s_{iN} \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

Beide Matrizes haben die Größe $N \times N$, Σ ist diagonal.

Um die Σ Matrix zu bestimmen, muss folgendes nichtlineares Gleichungssystem gelöst werden

$$\begin{cases} 1 = W_0 + N(W_1 + W_2 + \dots + W_G) \\ 0 = W_1 \underline{\underline{\Sigma}}_1 + W_2 \underline{\underline{\Sigma}}_2 + \dots + W_G \underline{\underline{\Sigma}}_G \\ \underline{\underline{\mu}}^2 = W_1 \underline{\underline{\Sigma}}_1^2 + W_2 \underline{\underline{\Sigma}}_2^2 + \dots + W_G \underline{\underline{\Sigma}}_G^2 \\ \vdots \\ \underline{\underline{\mu}}^G = W_1 \underline{\underline{\Sigma}}_1^G + W_2 \underline{\underline{\Sigma}}_2^G + \dots + W_G \underline{\underline{\Sigma}}_G^G \end{cases} \quad (4-5)$$

Die Matrizen $\underline{\mu}^G$ sind diagonale Matrizen der Größe $N \times N$. Ihre Elemente u_{ii}^k sind gleich dem k -ten Zentralmoment der i -ten Eingangsgröße. Der Wert der Gewichte W_i kann beliebig gewählt werden, denn das Ergebnis ist unabhängig von deren Wert. In der Praxis wird man die Gewichte so wählen, dass das Gleichungssystem möglichst einfach zu lösen ist. Falls sämtliche Verteilungsfunktionen der Eingangsgrößen symmetrisch sind, lässt sich durch die Annahme

$$\underline{\Sigma}_{2k} = \underline{\Sigma}_{2k-1}, \quad W_{2k} = W_{2k-1}, \quad k = 1, \dots, \frac{G}{2} \quad (4-6)$$

die Anzahl der Gleichungen halbieren.

Nun wendet man die Messfunktion f auf alle Sigma Punkte an

$$\psi_j = f\left(\underline{\chi}_j\right) \quad j = 1, \dots, GN + 1 \quad (4-7)$$

Wobei χ_j für die j -te Spalte der Matrix χ steht.

Mit den so berechneten Werten erhält man nun den Messwert

$$y = \sum_{j=1}^N W_1 \psi_j + \sum_{j=N+1}^{2N} W_2 \psi_j + \dots \quad (4-8)$$

$$+ \sum_{j=(G-1)N+1}^{GN} W_G \psi_j + W_0 \psi_{GN+1}$$

und die Zentralmomente i -ter Ordnung

$$\mu_y^i = \sum_{j=1}^N W_1 (\psi_j - \bar{y})^i + \sum_{j=N+1}^{2N} W_2 (\psi_j - \bar{y})^i + \dots \quad (4-9)$$

$$+ \sum_{j=(G-1)N+1}^{GN} W_G (\psi_j - \bar{y})^i + W_0 (\psi_{GN+1} - \bar{y})^i$$

Die für die Angabe der Messunsicherheit wichtige Standardabweichung kann leicht aus dem Zentralmoment zweiter Ordnung, das gleich der Varianz ist, gewonnen werden.

4.1 Beispiel

Zur Veranschaulichung der Unscented Transform Methode wird dasselbe Beispiel aus der Mechanik wie in Kapitel 2.2 und Kapitel 3.5 verwendet.

Als Kompromiss zwischen Rechenaufwand und Genauigkeit wird die Ordnung $G=4$ gewählt. Da es drei Einflussfaktoren ($N=3$) gibt, hat die Matrix $\underline{\chi}$ drei Zeilen und 13 ($G \cdot N + 1$) Spalten – also 13 Sigma Punkte.

Um diese zu berechnen, setzt man in Formel (4-3) ein

$$\underline{\underline{X}} = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 \\ 7 & 7 & 7 \\ 10 & 10 & 10 \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

und füllt die vier Matrizes aus Formel (4-4)

$$\underline{\underline{\Sigma}}_1 = \begin{bmatrix} s_{11} & 0 & 0 \\ 0 & s_{12} & 0 \\ 0 & 0 & s_{13} \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_2 = \begin{bmatrix} s_{21} & 0 & 0 \\ 0 & s_{22} & 0 \\ 0 & 0 & s_{23} \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_3 = \begin{bmatrix} s_{31} & 0 & 0 \\ 0 & s_{32} & 0 \\ 0 & 0 & s_{33} \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_4 = \begin{bmatrix} s_{41} & 0 & 0 \\ 0 & s_{42} & 0 \\ 0 & 0 & s_{43} \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

Im nächsten Schritt berechnet man die Zentralmomente bis zur vierten Ordnung. Da alle drei Einflussfaktoren normalverteilt sind, lauten diese

	μ^2	μ^3	μ^4
M_1	$\sigma_1^2=1^2=1$	0	$3\sigma_1^4=3 \cdot 1^4=3$
M_2	$\sigma_2^2=2^2=4$	0	$3\sigma_2^4=3 \cdot 2^4=48$
M_3	$\sigma_3^2=1^2=1$	0	$3\sigma_3^4=3 \cdot 1^2=3$

Tabelle 4-1: Zentralmomente der normalverteilten Einflussgrößen

Das relativ große nichtlineare Gleichungssystem aus Formel (4-5)

$$\begin{aligned}
 1 &= W_0 + 3(W_1 + W_2 + W_3 + W_4) \\
 0 &= W_1 s_{11} + W_2 s_{21} + W_3 s_{31} + W_4 s_{41} \\
 0 &= W_1 s_{12} + W_2 s_{22} + W_3 s_{32} + W_4 s_{42} \\
 0 &= W_1 s_{13} + W_2 s_{23} + W_3 s_{33} + W_4 s_{43} \\
 1 &= W_1 s_{11}^2 + W_2 s_{21}^2 + W_3 s_{31}^2 + W_4 s_{41}^2 \\
 4 &= W_1 s_{12}^2 + W_2 s_{22}^2 + W_3 s_{32}^2 + W_4 s_{42}^2 \\
 1 &= W_1 s_{13}^2 + W_2 s_{23}^2 + W_3 s_{33}^2 + W_4 s_{43}^2 \\
 0 &= W_1 s_{11}^3 + W_2 s_{21}^3 + W_3 s_{31}^3 + W_4 s_{41}^3 \\
 0 &= W_1 s_{12}^3 + W_2 s_{22}^3 + W_3 s_{32}^3 + W_4 s_{42}^3 \\
 0 &= W_1 s_{13}^3 + W_2 s_{23}^3 + W_3 s_{33}^3 + W_4 s_{43}^3 \\
 3 &= W_1 s_{11}^4 + W_2 s_{21}^4 + W_3 s_{31}^4 + W_4 s_{41}^4 \\
 48 &= W_1 s_{12}^4 + W_2 s_{22}^4 + W_3 s_{32}^4 + W_4 s_{42}^4 \\
 3 &= W_1 s_{13}^4 + W_2 s_{23}^4 + W_3 s_{33}^4 + W_4 s_{43}^4
 \end{aligned} \tag{4-15}$$

lässt sich, durch die geschickte Wahl von

$$\begin{aligned}
 W_1 &= W_3 = 1 \\
 W_2 &= W_4 = -1
 \end{aligned} \tag{4-16}$$

vereinfachen.

Es ergibt sich

$$\begin{aligned}
 s_{11} &= -s_{31} \\
 s_{21} &= -s_{41} \\
 s_{12} &= -s_{32} \\
 s_{22} &= -s_{42} \\
 s_{13} &= -s_{33} \\
 s_{23} &= -s_{43}
 \end{aligned} \tag{4-17}$$

und

$$W_0 = 1 \tag{4-18}$$

Somit vereinfacht sich Formel (4-15) zu

$$\begin{aligned}
 1 &= 2s_{11}^2 - 2s_{21}^2 \\
 4 &= 2s_{12}^2 - 2s_{22}^2 \\
 1 &= 2s_{13}^2 - 2s_{23}^2 \\
 3 &= 2s_{11}^4 - 2s_{21}^4 \\
 48 &= 2s_{12}^4 - 2s_{22}^4 \\
 3 &= 2s_{13}^4 - 2s_{23}^4
 \end{aligned}
 \tag{4-19}$$

Durch Substitution von z.B. $s_{11}^2 = a$ und $s_{21}^2 = b$ kommt man zu

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2} &= a - b \\
 \frac{3}{2} &= a^2 - b^2
 \end{aligned}
 \tag{4-20}$$

Dieses Gleichungssystem ist durch Umformen und Einsetzen leicht zu lösen

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{2} + b &= a \\
 \frac{3}{2} &= \left(\frac{1}{2} + b\right)^2 - b^2 \\
 \frac{3}{2} &= \frac{1}{4} + b + b^2 - b^2 \\
 \frac{6}{4} - \frac{1}{4} &= b \\
 b &= \frac{5}{4} \\
 \frac{1}{2} + \frac{5}{4} &= a \\
 a &= \frac{7}{4}
 \end{aligned}
 \tag{4-21}$$

Die Rücksubstitution liefert

$$\begin{aligned}
 s_{21} &= \frac{\sqrt{5}}{2} \\
 s_{11} &= \frac{\sqrt{7}}{2}
 \end{aligned}
 \tag{4-22}$$

Diese Rechnung wird für die restlichen s_{ij} ausgeführt

$$\underline{\underline{\Sigma}}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{7}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{7} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{7}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-23)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_2 = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{5}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{5} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{5}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-24)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_3 = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{7}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & -\sqrt{7} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{7}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-25)$$

$$\underline{\underline{\Sigma}}_4 = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{5}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & -\sqrt{5} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\sqrt{5}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-26)$$

Nach dieser doch etwas langwierigen Rechnung sind nun alle 13 Sigma Punkte bestimmt

$$\underline{\underline{\chi}} = \begin{bmatrix} 8,68 & 10 & 10 & 8,88 & 10 & 10 & 11,32 & 10 & 10 & 11,12 & 10 & 10 & 10 \\ 7 & 4,35 & 7 & 7 & 4,76 & 7 & 7 & 9,65 & 7 & 7 & 9,24 & 7 & 7 \\ 10 & 10 & 8,68 & 10 & 10 & 8,88 & 10 & 10 & 11,32 & 10 & 10 & 11,12 & 10 \end{bmatrix} \quad (4-27)$$

auf die die Messfunktion f angewendet wird und man ψ erhält.

$$\psi = [62,96 \quad 55,14 \quad 57,47 \quad 62,41 \quad 55,89 \quad 57,8 \quad 56,33 \quad 63,02 \quad 61,38 \quad 56,81 \quad 62,53 \quad 61,1 \quad 59,53] \quad (4-28)$$

Im letzten Schritt wird y

$$y = (62,96 + 55,14 + 57,47) - (62,41 + 55,89 + 57,8) + \\ (56,33 + 63,02 + 61,38) - (56,81 + 62,53 + 61,1) + 59,53 = 59,27 \quad (4-29)$$

und die Standardabweichung σ

$$\sigma = \sqrt{\frac{\begin{aligned} &((62,96 - 59,53)^2 + (55,14 - 59,53)^2 + (57,47 - 59,53)^2) \\ &- ((62,41 - 59,53)^2 + (55,89 - 59,53)^2 + (57,8 - 59,53)^2) \\ &+ ((56,33 - 59,53)^2 + (63,02 - 59,53)^2 + (61,38 - 59,53)^2) \\ &- ((56,81 - 59,53)^2 + (62,53 - 59,53)^2 + (61,1 - 59,53)^2) \end{aligned}}{4}} = 4,21 \quad (4-30)$$

berechnet.

Das Ergebnis der Messung lautet somit $59,27^\circ \pm 8,42^\circ$.

Die Schiefe, Definition siehe Anhang A, ist mit

$$s = \frac{\begin{aligned} &((62,96 - 59,53)^3 + (55,14 - 59,53)^3 + (57,47 - 59,53)^3) \\ &- ((62,41 - 59,53)^3 + (55,89 - 59,53)^3 + (57,8 - 59,53)^3) \\ &+ ((56,33 - 59,53)^3 + (63,02 - 59,53)^3 + (61,38 - 59,53)^3) \\ &- ((56,81 - 59,53)^3 + (62,53 - 59,53)^3 + (61,1 - 59,53)^3) \end{aligned}}{\sigma^3} = -0,25 \quad (4-31)$$

kleiner als null, die Verteilungsfunktion also „nach rechts geneigt“.

Der Exzess, Definition siehe Anhang A, ist mit

$$e = \frac{\begin{aligned} &((62,96 - 59,53)^4 + (55,14 - 59,53)^4 + (57,47 - 59,53)^4) \\ &- ((62,41 - 59,53)^4 + (55,89 - 59,53)^4 + (57,8 - 59,53)^4) \\ &+ ((56,33 - 59,53)^4 + (63,02 - 59,53)^4 + (61,38 - 59,53)^4) \\ &- ((56,81 - 59,53)^4 + (62,53 - 59,53)^4 + (61,1 - 59,53)^4) \end{aligned}}{\sigma^4} = 1,27 \quad (4-32)$$

kleiner als 3, also etwas „schmäler“ als die Normalverteilung.

In Tabelle 4-2 ist ein Vergleich der Ergebnisse der drei Berechnungsmethoden dargestellt. Die beiden „genaueren“ Methoden Monte Carlo und Unscented Transform liegen hinsichtlich Messwert und Standardabweichung sehr nahe beisammen. Die Überdeckungsbereiche unterscheiden sich jedoch, da die Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bei der Unscented Transform Methode nicht vorliegt.

Methode	y [°]	σ [°]	s [°]	e [°]	Überdeckungs- bereich [°]
Fehlerfortpflanzung	59,53	4,14	0	3	[51,26 67,8]
Monte Carlo	59,26	4,22	-0,39	3,33	[50,25 66,79]
Unscented Transform	59,27	4,21	-0,25	1,27	[50,85 67,69]

Tabelle 4-2: Vergleich der Ergebnisse der drei Berechnungsmethoden

5 Modellbildung

Unter Modellbildung versteht man das Aufstellen des sogenannten Modells der Messung, Definition siehe Anhang A. Sämtliche relevanten Einflussfaktoren dienen als Eingangsgrößen der Messfunktion. Eine präzise Messfunktion ist essentiell, denn diese ist die Grundlage für sämtliche Methoden der Messunsicherheitsberechnung, siehe Kapitel 2 bis 4.

Ziel dieses Kapitels ist zu zeigen, dass die Modellbildung keinesfalls trivial ist und nicht unterschätzt werden darf. Exemplarisch wird erläutert, mit welchen Problemen in der Praxis zu rechnen ist. Beispielsweise der Umgang von komplexen Messgrößen, wie sie in der HF-Messtechnik häufig vorkommen. Auch der Einsatz von modernen Messgeräten wird diskutiert, bei denen es nicht von vornherein klar ist, wie die Messgröße genau definiert ist. Auf eine praktikable Definition der Messgröße ist zu achten, um sich nicht zusätzliche Probleme einzuhandeln. Es werden zwei Methoden vorgestellt, um Kalibrierdaten von Messgeräten zu berücksichtigen.

5.1 Messgröße ist komplexe Größe

Es kommt öfters vor, dass die Messgröße ein Vektor ist. Ein Beispiel aus der Hochfrequenztechnik dazu ist die vektorielle Netzwerkanalyse [47]. In der EMV-Technik hat man dieses Problem bei der Spezifikation der Impedanz von Line Impedance Stabilisation Networks (LISN) [26].

Bei der Messfunktion wird dem abgelesenen Wert Y_M ein Fehlervektor E addiert.

$$\underline{Y}_R = \underline{Y}_M + \underline{E} \quad (5-1)$$

Wenn

$$|\underline{Y}_M| \gg |\underline{E}| \quad (5-2)$$

gilt, ist die Angabe des Fehlers recht einfach, siehe Bild 5-1 a). Man gibt wie gewohnt den Messwert und die Messunsicherheit an.

$$\begin{aligned} |\underline{Y}_M| \pm R \\ \angle \underline{Y}_M \pm \phi \end{aligned} \quad (5-3)$$

Falls

$$|\underline{Y}_M| \leq |\underline{E}| \quad (5-4)$$

gilt, kommt es zu einem seltsam anmutenden Ergebnis, siehe Bild 5-1 b). Dann gilt

$$\begin{aligned} |\underline{Y}_M| \pm R \\ \angle \underline{Y}_M \pm 180^\circ \end{aligned} \quad (5-5)$$

In anderen Worten bedeutet das, dass die Phase sich nicht mehr feststellen lässt.

Dieser Effekt tritt in der Netzwerkanalyse dann auf, wenn sehr gute Abschlussimpedanzen vermessen werden.

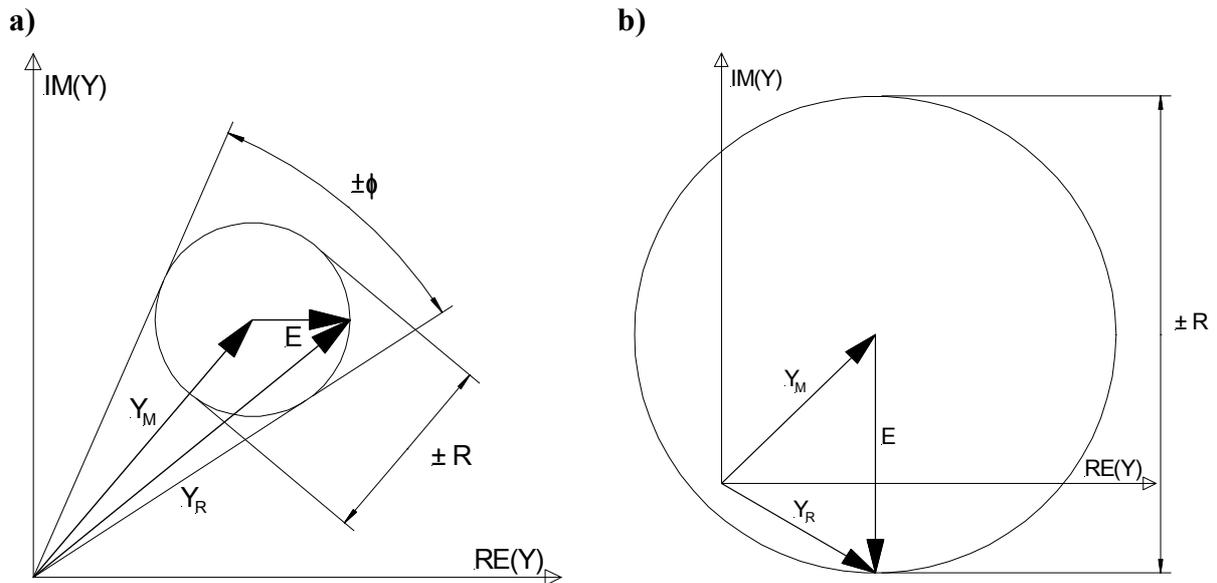


Bild 5-1: Messgröße ist Vektor a) $Y_M \gg E$ b) $Y_M \leq E$

5.2 Moderne Messgeräte

Mit einigen modernen Messgeräten muss man sehr bedacht umgehen. Obwohl das Messergebnis nach einfacher Bedienung angezeigt wird, läuft im Hintergrund ein sehr aufwendiger Messvorgang. Um die Messunsicherheit berechnen zu können, müssen der interne Aufbau und die Kalibrierprozeduren genau bekannt sein.

Ein Beispiel dazu sind Spektrumanalysatoren, deren Messgröße nicht ganz einsichtig ist. In den Menüs kann umgestellt werden, ob man Leistung (dBm, dB(μ W), W), Spannung (dB(mV), dB(μ V), V) oder gar Strom (dB(μ A), A) angezeigt haben möchte [84]. Die Formulierung „haben möchte“ das letzten Satzes ist bewusst gewählt, denn das Messverfahren ist für alle drei Messgrößen identisch. Mittels ohmschem Gesetz wird einfach zwischen den Größen umgerechnet, wobei eine Impedanz von 50 Ω vorausgesetzt wird. Was eigentlich gemessen wird, ist alles andere als klar.

Um die Frage beantworten zu können, muss man sich den internen Aufbau, siehe Bild 5-2, und die Kalibrierprozedur des Herstellers ansehen. Das zu messende Signal wird auf eine Zwischenfrequenz gemischt und danach der Spitzenwert mittels Hüllkurvendetektor bestimmt, somit misst der Spektrumanalysator eine Spannung. Aufgrund des Reflektionsfaktors des Mischers herrscht Fehlanpassung, also eine systematische Abweichung. Diese korrigiert der Hersteller mit folgender Kalibrierprozedur [82]. Mit einem Signalgenerator wird ein sinusförmiges Signal erzeugt und an den Eingang des Spektrumanalysators geliefert. Dabei achtet man darauf, dass es auf dem HF-Kabel keine stehenden Wellen gibt. Das erreicht man durch Zwangsanpassung mit einem Dämpfungsglied am Signalgenerator. Nun nimmt man in einem geeigneten Frequenzraster die Leistung auf und speichert diese. Danach wird mit einem Thermistor¹² die Leistung des Signalgenerators gemessen.

¹² Thermistoren stellen die präzisesten Klasse der HF-Leistungsmessgeräte dar. Die Bezeichnung rührt vom Messprinzip her, denn sie funktionieren über die Erwärmung durch die absorbierte Leistung.

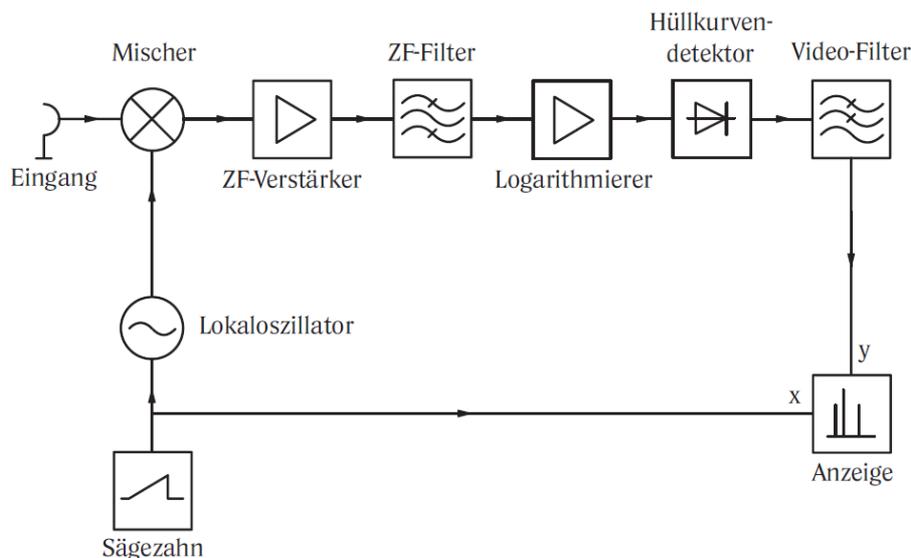


Bild 5-2: Blockschaltbild Spektrumanalysator aus [82], Eingangsabschwächer nicht dargestellt.

So werden Korrekturwerte ermittelt, die im Speicher des Spektrumanalysators abgelegt und beim Normalbetrieb genutzt werden.

Diese Vorgehensweise ist sehr praxisgerecht, denn sie liefert bei der Mehrheit der Messungen geeignete Ergebnisse. Es gibt aber auch Ausnahmen, nämlich dann, wenn eine Quelle mit geringem Pegel gemessen wird, die schlecht angepasst ist. In diesem Fall muss die Eingangsabschwächung reduziert werden, wodurch die Genauigkeit an den nun auftretenden stehenden Wellen leidet.

Die Messgröße des Spektrumanalysators lautet somit: „Jene Leistung, die auch ein Thermistor anzeigen würde“

5.3 Nicht praktikable Definition der Messgröße

Es kommt immer wieder vor, dass die Messgröße nicht praktikabel definiert wird. Manchmal leitet man die Messfunktion von bekannten physikalischen Formeln ab, ohne zu bedenken, welche Schwierigkeiten man sich dadurch einhandelt.

Ein Beispiel dafür ist die Bestimmung des Temperaturbeiwertes von elektrischen Widerständen.

Mit dem Formelsatz aus [16]

$$\Delta R = \alpha \cdot R_K \cdot \Delta \vartheta$$

$$R_W = R_K + \Delta R \tag{5-6}$$

$$\Delta \vartheta = T_W - T_K$$

lässt sich der Temperaturbeiwert α aus den beiden Widerstandsmessungen R_K (kalt) und R_W (warm) berechnen, wobei $\Delta \vartheta$ die Temperaturdifferenz ist.

Nach kurzer Umformung erhält man die Messgröße

$$\alpha = \frac{R_W - R_K}{(T_W - T_K) \cdot R_K} \tag{5-7}$$

Verwendet man die Fehlerfortpflanzung zur Messunsicherheitsberechnung, siehe Kapitel 2, gewinnt man die Sensitivitätskoeffizienten durch Bildung der partiellen Ableitungen.

$$\begin{aligned}
 c_{R_W} &= \frac{1}{(T_W - T_K) \times R_K} \\
 c_{R_K} &= -\frac{R_W}{(T_W - T_K) \times R_K^2} \\
 c_{T_W} &= -\frac{R_W - R_K}{(T_W - T_K)^2 \times R_K} \\
 c_{T_K} &= \frac{R_W - R_K}{(T_W - T_K)^2 \times R_K}
 \end{aligned}
 \tag{5-8}$$

Sofort ist das Problem ersichtlich, denn alle Sensitivitätskoeffizienten haben bei $T_W = T_K$ eine Polstelle an der die Messunsicherheit unendlich groß wird. Um die Messunsicherheit zu verkleinern, muss die Temperaturdifferenz vergrößert werden, was nicht immer möglich oder praktikabel ist.

Ein Ausweg aus der misslichen Lage wäre, R_W als Messgröße anstelle des Temperaturbeiwertes zu wählen.

$$R_W = R_K + \alpha \times R_K \times (T_W - T_K) \tag{5-9}$$

Das Problem ist beseitigt, denn nun treten keine Polstellen mehr auf und R_W hat ziemlich den selben Nutzen wie der Temperaturbeiwert.

5.4 Berücksichtigung von Kalibrierdaten

In einem Kalibrierlabor steht man sehr oft vor der Aufgabe die Kalibrierdaten der verwendeten Messgeräte richtig in die Messfunktion einzubeziehen. Prinzipiell gibt es zwei Möglichkeiten dies zu bewerkstelligen:

- Man korrigiert den angezeigten Wert entsprechend dem Kalibrierschein.
- Man rechnet mit dem angezeigten Wert weiter und berücksichtigt die Differenz in der Messunsicherheit.

Der Vorteil der ersten Methode ist die geringere Messunsicherheit, wobei man den erhöhten Aufwand bedenken muss. Die zweite Methode ist zwar einfacher, jedoch ist die Messunsicherheit höher.

Die Implementierung wird an folgendem Beispiel erläutert:

Im Kalibrierschein eines Thermometers findet man folgende Daten, siehe Tabelle 5-1.

Temperatur [°C]	Anzeigewert [°C]	Messunsicherheit (k=2) [°C]
0	-0,5	0,5
10	10	0,5
20	20,5	0,5
30	30,5	0,5
40	40	0,5
50	49,5	0,5

Tabelle 5-1: Daten aus dem Kalibrierschein eines Thermometers

Möchte man den angezeigten Wert T_{An} entsprechend korrigieren, verbindet man die Messpunkte mit Geradenstücken und arbeitet mit folgenden Korrekturen T_{Korr} , siehe Tabelle 5-2.

Wertebereich [°C]	Korrigierte Temperatur [°C]
-0,5°-20,5°	$T_{Korr} = \frac{20T_{An} + 10}{21}$
20,5°-30,5°	$T_{Korr} = T_{An} - 0,5$
30,5°-49,5°	$T_{Korr} = \frac{20T_{An} - 40}{19}$

Tabelle 5-2: Korrektur des angezeigten Wertes

Ganz präzise ist diese Vorgehensweise jedoch nicht, denn der Verlauf zwischen den Stützstellen ist unbekannt. Durch die Interpolation durch Geradenstücke wird der Fehler nicht völlig kompensiert. Der Restfehler ist anhand der vorliegenden Daten des Beispiels nicht abschätzbar.

Arbeitet man mit der Fehlerfortpflanzung, ist die Implementierung dieser Korrekturwerte nicht einfach, denn für verschiedene Wertebereiche müssen verschiedene Messfunktionen angenommen werden.

Die zweite Möglichkeit besteht darin, mit dem angezeigten Wert weiterzurechnen, anstatt ihn zu korrigieren. Jedoch muss in diesem Fall die Messunsicherheit u_{An} erhöht werden, um den zusätzlich auftretenden Fehler bei u_{Kal} berücksichtigen zu können. Diese Vorgehensweise ist dann praktikabel, wenn der betrachtete Unsicherheitsbeitrag gegenüber den restlichen Unsicherheitsbeiträgen klein ist. Der höhere Beitrag hat auf die gesamte Messunsicherheit einen geringen Einfluss.

Ausgehend von der Normalverteilung, siehe Anhang A, wird derselbe Überdeckungsbereich von 95% angenommen:

$$F(b, T_{An}, u_{An}) - F(a, T_{An}, u_{An}) = 0,95 = F(b, T_{Korr}, u_{Kal}) - F(a, T_{Korr}, u_{Kal}) \quad (5-10)$$

$$\frac{a+b}{2} = T_{An} \quad (5-11)$$

Für die Kalibrierdaten aus Tabelle 5-1 bei einer Temperatur von 20°C ergeben sich folgende identische Überdeckungsbereiche: Korrigiert $20^\circ \pm 0,5^\circ$; Nichtkorrigiert $20,5^\circ \pm 0,93^\circ$. Die Messunsicherheit muss somit von $\pm 0,5^\circ$ auf $\pm 0,93^\circ$ erhöht werden. Die beiden zugehörigen Wahrscheinlichkeitsdichten sind in Bild 5-3 dargestellt. Die blaue Kurven gilt für den Fall, dass der Messwert korrigiert wird, die rote Kurven für den nichtkorrigierten Fall.

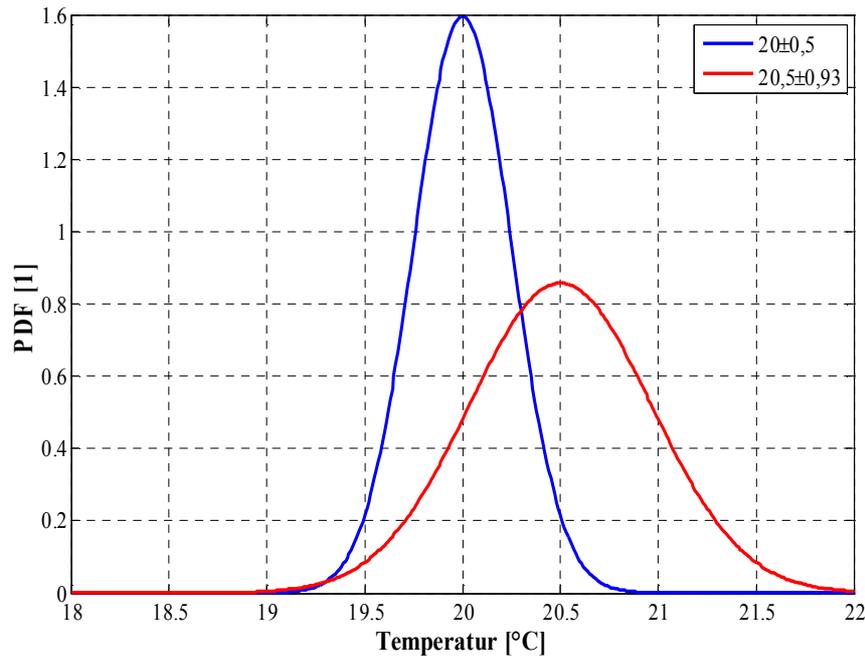


Bild 5-3: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bei identischem Überdeckungsbereich

Eine sehr einfache Schätzung wäre auch den Differenzbetrag zur Unsicherheit zu addieren

$$U_{An} \approx |T_{Korr} - T_{An}| + U_{Kal} \quad (5-12)$$

Bei unserem Beispiel mit dem Thermometer würde man die Messunsicherheit auf $\pm 1^\circ \text{C}$ ($k=2$) erhöhen.

5.5 Statistisch abhängige Einflussfaktoren

In einem Kalibrierlabor steht man oft vor der Aufgabe, mit Messergebnissen weiterzurechnen. Ein Beispiel dafür ist die Kalibrierung von isotropen elektrischen Feldsonden. Dafür wird die Sonde in einem bekannten elektrischen Feld E_{Kal} platziert und E_{Anz} ausgelesen. Der Kalibrierfaktor

$$CF(\theta, \varphi) = \frac{E_{Kal}}{E_{Anz}} \quad (5-13)$$

ist von der Orientierung der Sonde abhängig, da keine Feldsonde perfekt isotrop ist. Somit ergibt sich die Fragestellung, welche Orientierung zu wählen ist.

Es gibt zwei Lösungsansätze

- Messung in einer Orientierung
- Messung in mehreren Orientierungen und Mittelwertbildung

wobei beide ihre Gültigkeit besitzen.

Nehmen wir beispielweise die Messunsicherheit mit u an. Falls die Sonde in nur einer Orientierung gemessen wird, ist die erweiterte Unsicherheit gleich $U_S=2u$.

Für den Fall mehrerer Orientierungen und Mittelwertbildung gilt folgende Messfunktion

$$CF = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N CF_i \quad (5-14)$$

Die Sensitivitätskoeffizienten sind

$$c_i = \frac{1}{N} \quad (5-15)$$

Sind die Einzelmessungen statistisch unabhängig wird Formel (2-6) angewendet

$$u_M = \sqrt{\sum_{i=1}^N c_i^2 u^2} \quad (5-16)$$

Durch Einsetzen von Formel (5-15) und Vereinfachung folgt

$$u_M = \frac{u}{\sqrt{N}} \quad (5-17)$$

beziehungsweise

$$U_M = \frac{U_S}{\sqrt{N}} \quad (5-18)$$

Somit erreicht man bei mehreren Mittelungen recht niedrige Werte. Diese sind nicht plausibel, denn die Wiederholbarkeit der einzelnen Messungen ist recht gut. Dadurch lässt sich schließen, dass die systematischen Abweichungen gegenüber den zufälligen überwiegen. Diese Annahme wird durch die Unsicherheitsberechnung von u bestätigt. Deshalb muss ein Ansatz mit statistisch abhängigen Messungen verfolgt werden.

Bei einem Korrelationsfaktor von $r=1$ folgt aus Formel (2-12)

$$u_M = \sqrt{\sum_{i=1}^N c_i^2 u^2 + 2 \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{k=i+1}^N c_i^2 u^2} \quad (5-19)$$

Nach Herausheben von u und Vereinfachung der Summe

$$u_M = u \sqrt{c_i^2 \left(N + 2 \frac{N}{2} (N-1) \right)} \quad (5-20)$$

Durch Einsetzen von Formel (5-15)

$$u_M = u \sqrt{\frac{1}{N^2} (N + N^2 - N)} \quad (5-21)$$

folgt

$$u_M = u \quad (5-22)$$

beziehungsweise

$$U_M = U_S \quad (5-23)$$

Die Messunsicherheit ist identisch mit der der einzelnen Messung.

6 Anwendung der Monte Carlo Methode

In diesem Kapitel werden drei sehr aufwendige Probleme aus der EMV-Technik behandelt. Es soll gezeigt werden, dass die Monte Carlo Methode die einzige Möglichkeit darstellt, solche Probleme anzugehen.

Sowohl in 6.1. als auch in 6.2. wird ein einzelner Einflussfaktor berechnet. Die Schwierigkeit dabei ist die Behandlung des Richtdiagramms der verwendeten Antenne, welches nur in numerischer Form vorliegt.

In 6.3. wird die Messunsicherheit der Antennenkalibrierung berechnet. Durch die möglichst präzise Modellbildung kommt man zu einer komplizierten Messfunktion.

6.1 Site VSWR Verfahren zur Validierung von EMV-Hallen

Das Site VSWR Verfahren wird eingesetzt, um Absorberhallen im Frequenzbereich von 1 bis 18 GHz zu validieren. Dieses Verfahren ist in der Norm CISPR 16-1-4 [27] beschrieben. Die Einhaltung dieses Standards ist für den Fall vorgeschrieben, dass gestrahlte Emissionsmessungen nach CISPR 16-2-3 [28] durchgeführt werden sollen.

Das Verfahren basiert auf der Free Space VSWR Technik [51], die zur Charakterisierung von Mikrowellenmessräumen eingesetzt wird. Wie auch bei dieser fast 40 Jahre alten Technik wird mit der Welligkeit gearbeitet, die durch die Überlagerung von direkten und reflektierten Wellen hervorgerufen wird.

In Bild 6-1 wird der Messaufbau dargestellt, der aus der rundstrahlenden Sendeantenne und der gerichteten Empfangsantenne besteht. Die rundstrahlende Sendeantenne wird verwendet, um die Absorberhalle im Bereich des Prüflings möglichst homogen auszuleuchten. So ist es möglich, Reflexionen aus einem großen Bereich zu detektieren.

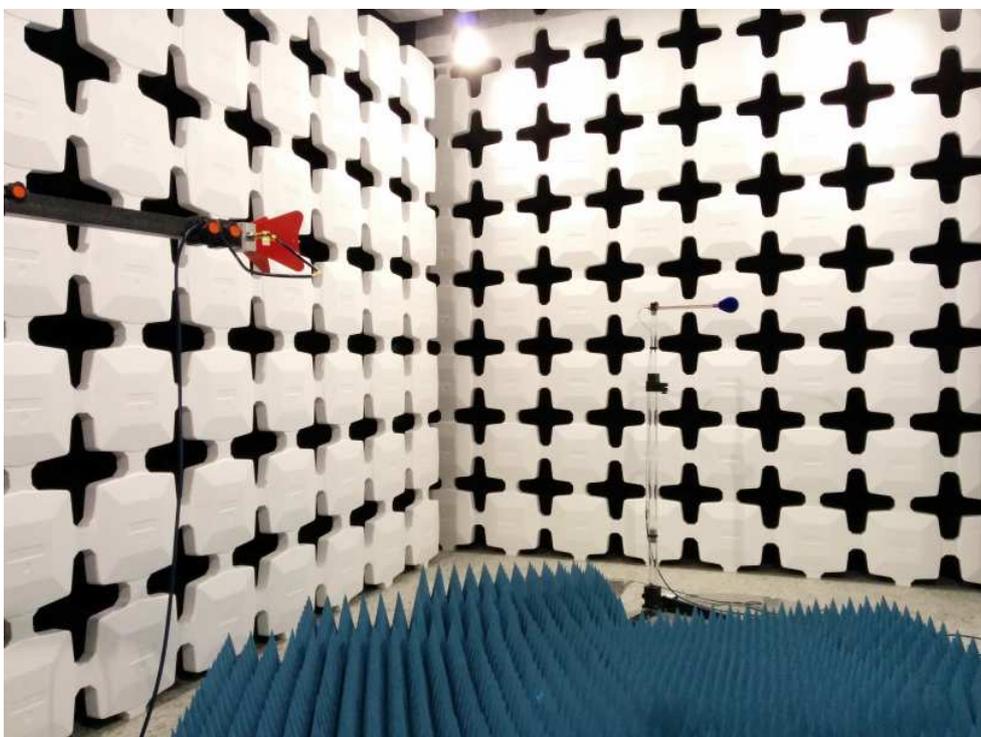


Bild 6-1: Foto Messaufbau Site VSWR

Zur vereinfachten Erklärung arbeitet man mit einem Zweipfadmodell [72], siehe Bild 6-2, das zwar nicht präzise der Realität entspricht, denn es gibt eine Vielzahl von Reflexionspfaden. Der erste Ausbreitungspfad (blau) trifft unmittelbar die Empfangsantenne, im Bild als logarithmisch periodische Dipolantenne dargestellt. Der zweite Pfad (rot) wird vom Reflektor reflektiert und gelangt dann erst zur Empfangsantenne. Der Reflektor repräsentiert sämtliche Gegenstände die Reflexionen hervorrufen können wie z.B. Lampen, Türgriffe, Kameras... sowie das nichtideale Absorbermaterial. Wird nun die Sendeantenne entlang der Sendestrecke bewegt, ändert sich die Länge der zwei Pfade und somit deren Phasendifferenz.

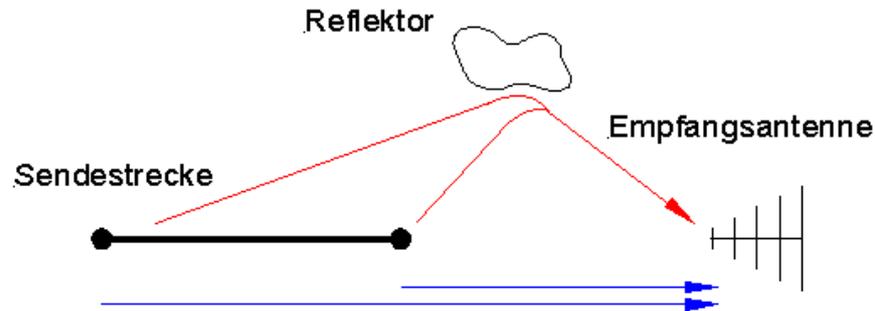


Bild 6-2: Messprinzip Site VSWR

Durch die komplexe Addition der beiden Pfade kommt es zu einer Welligkeit der Empfangsspannung V_{RX} in Abhängigkeit von der Position x .

$$V_{RX} \propto V_D + V_R \times \sin(\alpha \times x + \beta) \quad (6-1)$$

Die Messgröße Site VSWR ist nun definiert als Verhältnis zwischen größter und kleinster Spannung bei Bewegung der Sendeantenne entlang der Sendestrecke

$$S_{VSWR,dB} = 20 \log\left(\frac{V_{\max}}{V_{\min}}\right) = V_{\max,dB} - V_{\min,dB} \quad (6-2)$$

mit dem Grenzwert

$$S_{VSWR,dB} \leq 6dB \quad (6-3)$$

Der Frequenzbereich von 1 GHz bis 18 GHz entspricht einem Wellenlängenbereich von 30 cm bis 1,67 cm. Die Periode der stehenden Welle λ_s , die an der Sendestrecke auftritt, hängt von der Wellenlänge λ und dem Winkel φ zwischen den beiden Pfaden ab.

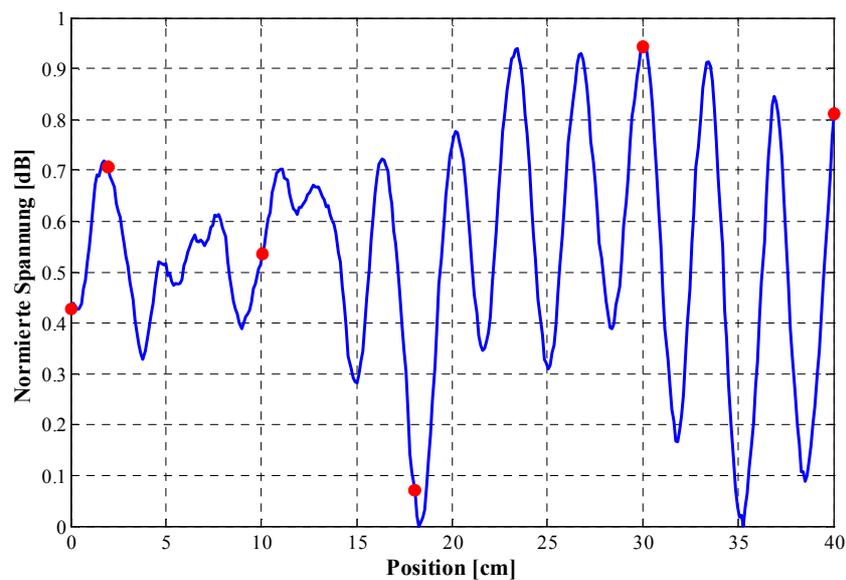
$$\lambda_s = \frac{\lambda}{1 - \sin(\varphi)} \quad (6-4)$$

Die Extremwerte der stehenden Welle sind somit die doppelte Wellenlänge, wenn der Reflektor hinter der Sendestrecke platziert ist, und unendlich bei flachem Einfallswinkel der reflektierten Welle. Durch die Geometrie der Absorberhalle ist ein Bereich von halber bis doppelter Wellenlänge wahrscheinlich. Um Minimum und Maximum zu finden, muss mindestens eine halbe Periode an der Sendestrecke liegen. Bei der tiefsten Frequenz von 1 GHz beträgt die minimale Sendestrecke somit 30 cm.

Um den Einsatz eines automatischen Positionierers¹³ zu vermeiden, der die Sendestrecke kontinuierlich abtastet, wird die Antenne an sechs diskreten ungleichmäßig verteilten Punkten innerhalb der Sendelinie platziert. Diese sind:

- Der Startpunkt,
- Startpunkt + 2 cm
- Startpunkt + 10 cm
- Startpunkt + 18 cm
- Startpunkt + 30 cm
- Startpunkt + 40 cm = Endpunkt

a)



b)

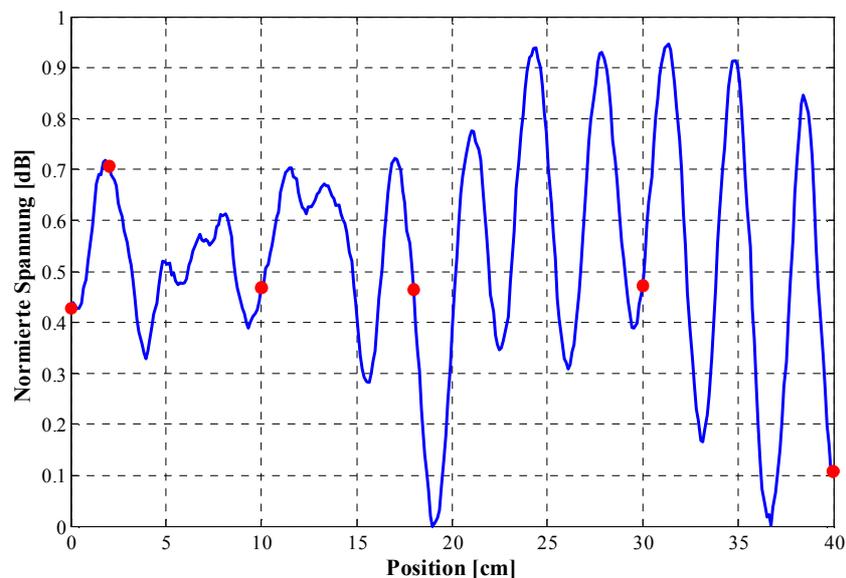


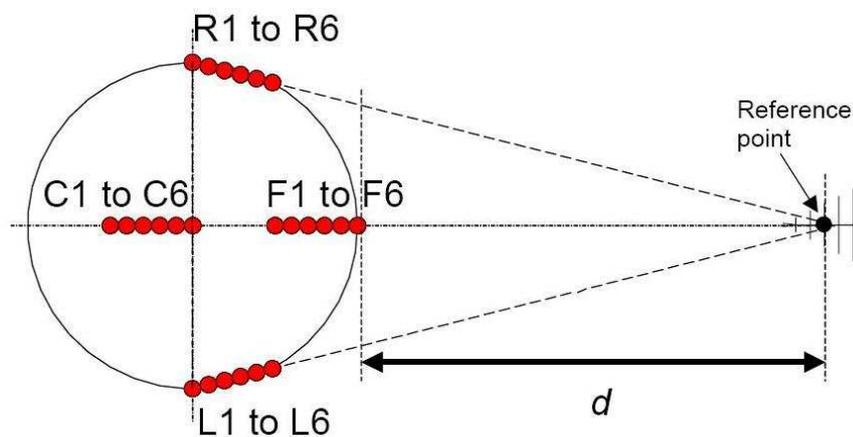
Bild 6-3: Diskrete Abtastung a) Extremwerte gefunden b) Extremwerte nicht gefunden

¹³ In der EMV-Technik spielt der Faktor Kosten eine große Rolle. Der Einsatz einer speziellen Positioniereinrichtung, die nur für das Site VSWR Verfahren verwendet wird, ist wirtschaftlich kaum vertretbar.

Dadurch wird versucht, die Wahrscheinlichkeit, Minima und Maxima unabhängig von der Periode zu finden, erhöht. Offensichtlich wird durch diese Einschränkung die Periode nicht bei jeder Messfrequenz perfekt abgetastet. Um dieses Manko des Verfahrens auszugleichen, wird in einem sehr feinen Frequenzraster mit 50 MHz Schrittweite gemessen. Somit wird versucht, die Unterabtastung im Raum durch eine Überabtastung im Frequenzbereich zu kompensieren. Anschaulich ist dieser Sachverhalt im Bild 6-3 dargestellt. Gezeigt wird die auf das Minimum normierte Spannung entlang der Sendelinie. Bei einer Frequenz von 5 GHz werden die Minima und Maxima nicht gefunden und das Site VSWR Verfahren liefert ein Ergebnis von 0,6 dB. Ändert man die Messfrequenz nur geringfügig auf 5,2 GHz, bleibt der Kurvenverlauf annähernd gleich, jedoch findet man nun annähernd die Extremwerte. Das Ergebnis lautet 0,84 dB.

Des Weiteren wird an mindestens drei und höchstens fünf Sendelinien innerhalb einer Absorberhalle gemessen, siehe Bild 6-4. Diese Details sind bei der Berechnung der Messunsicherheit von untergeordneter Bedeutung und werden hier nicht wiederholt, sind jedoch in CISPR 16-1-4 [27] zu finden.

a)



b)

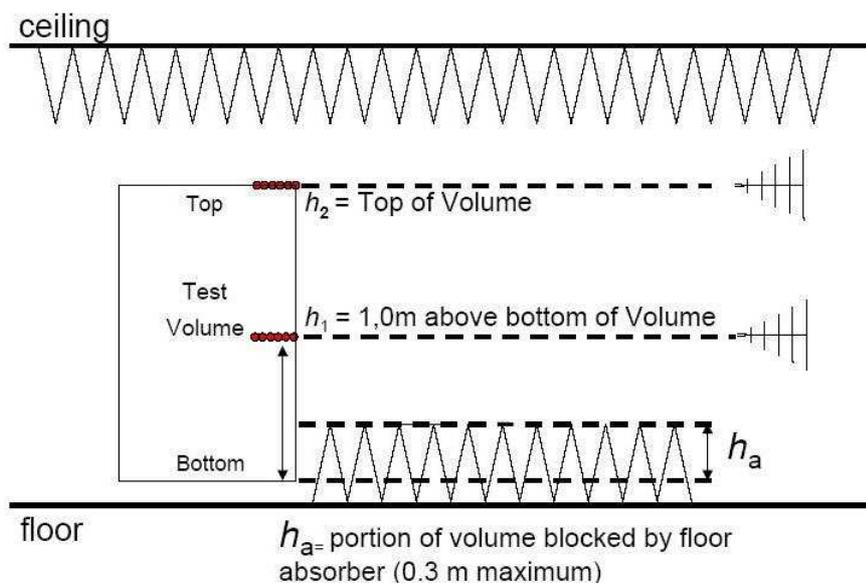


Bild 6-4: Messpunkte für Site VSWR aus CISPR 16-1-4 [27] a) Grundriss b) Aufriss

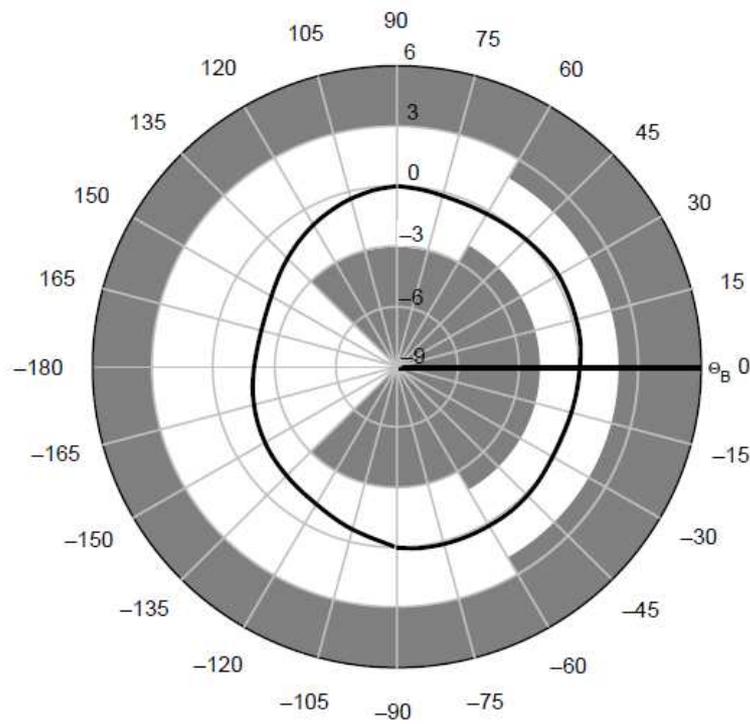
Wie in Kapitel 1 beschrieben, wird bei der Berechnung der Messunsicherheit bei der Identifikation der Einflussgrößen begonnen. Beim Site VSWR sind diese

- die Nichtidealität der Sendeantenne. Wie allgemein bekannt, gibt es keine perfekten rundstrahlenden Antennen¹⁴. Statt dessen kommen für die Messung breitbandige bikonische Antennen zum Einsatz, z.B. die SBA9112 [93] bzw. SBA9113 [94] der Firma Schwarzbeck oder die POD16 bzw. POD618 der Seibersdorf Labor GmbH [87]. Der Standard spezifiziert die Richtdiagramme der zu verwendenden Antennen, indem Zonen definiert werden, in denen die Diagramme der E- und der H-Ebene liegen müssen, siehe Bild 6-5. Ein Beweis, dass diese Grenzwerte effektiv sind und den Fehlereinfluss beschränken, wird in der Norm nicht geführt. Wie leider in Normungsgremien üblich, wurde hier ein pragmatischer Ansatz gewählt, indem man sich ansah, welche Produkte am Markt verfügbar sind, und ein Kriterium entwickelte, womit sämtliche Hersteller zufrieden sind.
- Positioniergenauigkeit der Sende- und Empfangsantenne: Hier gibt es jeweils fünf Freiheitsgrade – drei translatorische und zwei rotatorische.
- Der Polarisationsfehler tritt dann auf, wenn beide Antennen nicht exakt in der selben Ebene positioniert werden.
- Nichtlinearität des Empfängers: Diese Einflussgröße ist sehr klein, wenn nicht vernachlässigbar, denn der benötigte Dynamikbereich liegt bei 6 dB.
- Das Rauschen des Empfängers hängt sehr stark von den verwendeten Messinstrumenten und deren Einstellungen ab. Dieser Einfluss lässt sich allerdings leicht durch die Verwendung eines rauscharmen Vorverstärkers minimieren.
- Stehende Wellen auf den HF-Kabeln: Dieser Effekt sollte grundsätzlich keinen Einfluss haben, da beim Site VSWR die Pegel nur relativ zueinander gemessen werden. In der Praxis tritt er allerdings trotzdem auf, da durch die Bewegung des Sendekabels sich dessen elektrische Länge ändert – Stichwort Phasenstabilität.
- Der Einfluss der Umgebungstemperatur ist im Allgemeinen sehr gering, da nur Pegel relativ zueinander gemessen werden. Dies geschieht meist innerhalb weniger Minuten, in denen sich die Temperatur nicht gravierend ändern wird.

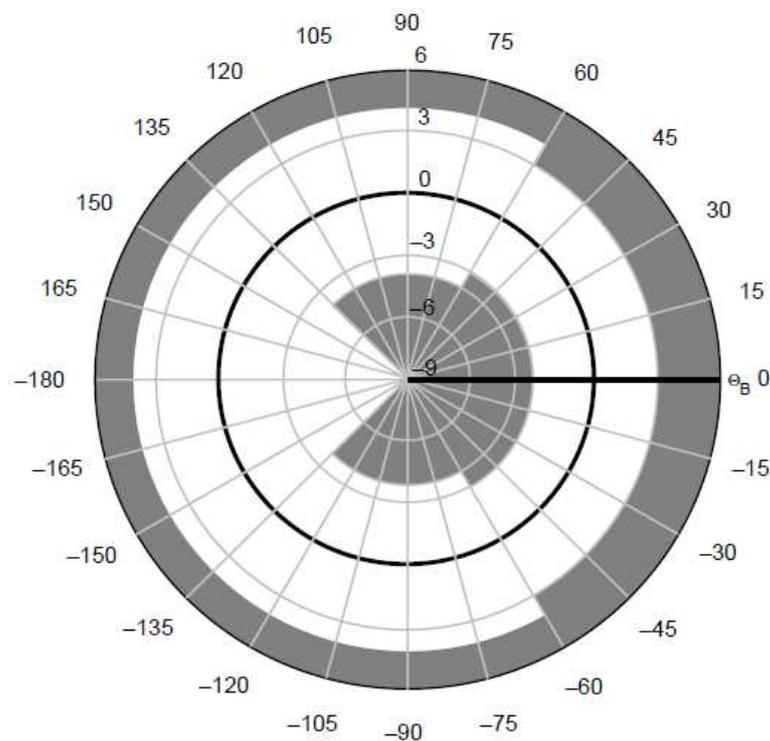
Die Norm definiert verbotene Zonen, in Bild 6-5 grau dargestellt, in die das gemessene Richtdiagramm nicht eintreten darf. Im Winkelbereich von $\pm 60^\circ$ ist eine geringere Abweichung zum idealen kreisrunden Verhalten – dem 0 dB Kreis – erlaubt, als im restlichen Winkelbereich. Über 6 GHz ist dieser Toleranzschlauch etwas breiter, da die Konstruktion von rundstrahlenden Antennen bei höheren Frequenzen schwieriger ist. Im Winkelbereich von $\pm 135^\circ$ gibt es keinen Grenzwert nach unten, eine Nullstelle an der Rückseite der Antenne ist also erlaubt.

¹⁴ Es ist nicht möglich, ein tangenciales Vektorfeld auf eine Kugel zu legen, ohne dass es zu Singularitäten kommt. Im Englischen wird das Problem als Hairy Ball Theorem bezeichnet [103].

a)



b)



**Bild 6-5: Anforderungen an das Richtdiagramm in der H-Ebene nach CISPR 16-1-4 [27]
a) 1 GHz – 6 GHz b) 6 GHz – 18 GHz**

Der aufwändigste Teil dieser Berechnung ist der erste Punkt auf der Liste – die Nichtidealität der Sendeantenne. Dazu muss ein Fehlermodell entwickelt und messtechnisch verifiziert werden [67]. Als Ausgangspunkt wird das Messprinzip von Bild 6-2 genommen. Dabei wird das Richtdiagramm der Sendeantenne in der H-Ebene berücksichtigt, siehe Bild 6-6.

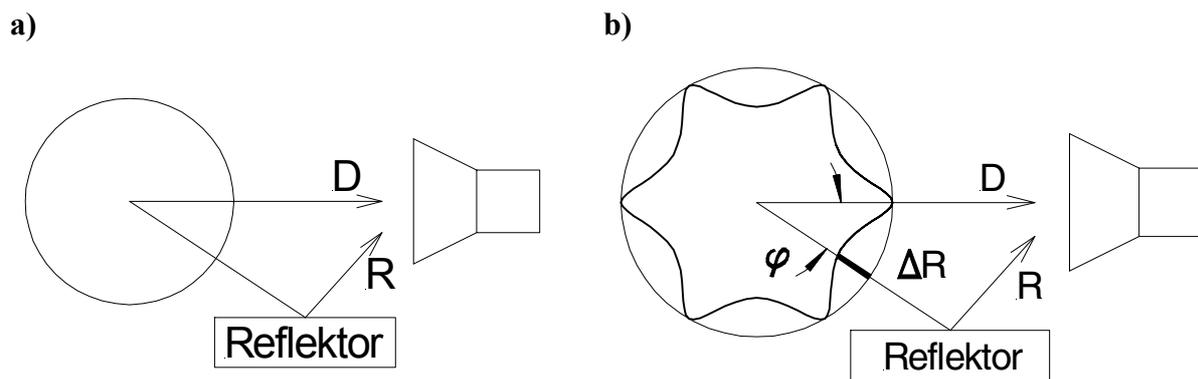


Bild 6-6: Fehlermodell für Patterneinfluss
 a) bei idealer H-Ebene b) bei nichtidealer H-Ebene

Aus den Amplituden für den direkten Pfad D und dem reflektierten Pfad R , lässt sich das Site VSWR für eine ideale Sendeantenne berechnen.

$$S_{VSWR,ideal} = 20 \log \left(\frac{D+R}{D-R} \right) \quad \text{falls } D > R \quad (6-5)$$

Wird das reale Richtdiagramm berücksichtigt, modifiziert man Formel (6-5) zu

$$S_{VSWR,real} = 20 \log \left(\frac{D+(R+\Delta R)}{D-(R+\Delta R)} \right) \quad (6-6)$$

indem man R durch $R+\Delta R$ substituiert.

Der Fehler ist

$$E = S_{VSWR,real} - S_{VSWR,ideal} \quad (6-7)$$

Schon aus diesen Formeln lässt sich das Verhalten abschätzen. Je nach Vorzeichen von ΔR wird der Fehler positiv oder negativ. Ist ΔR positiv, wird der Fehler ebenfalls positiv. Es kommt zu einer Überschätzung, bei der das Ergebnis schlechter ist als es eigentlich sein sollte. Der umgekehrte Fall, also Unterschätzung, tritt auf bei ΔR negativ.

In Bild 6-7 wird der Fehler E in Abhängigkeit von ΔR dargestellt. Es ist eindeutig erkennbar, dass der Fehler nicht nur von der Verformung, sondern auch vom Site VSWR selbst abhängig ist.

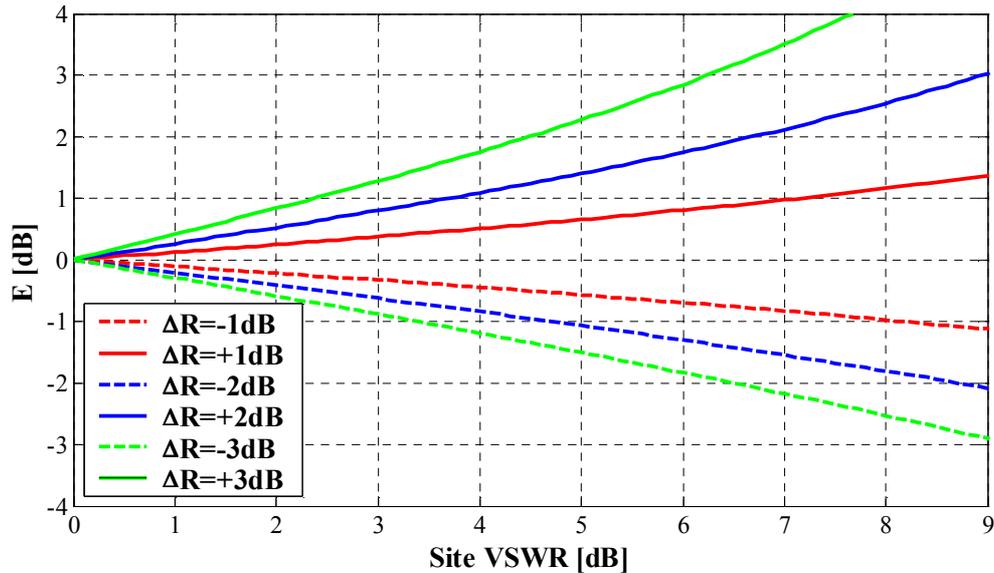


Bild 6-7: Fehler im Site VSWR abhängig von der Verformung des Richtdiagramms

Dieses Fehlermodell wird mithilfe von Messungen im Frequenzbereich von 1 - 6 GHz verifiziert. Es ist ausreichend die Überprüfung in einem Teilbereich zu machen, denn das Modell ist nicht frequenzabhängig.

Eine Antenne, die ein kreisförmiges Richtdiagramm in der H-Ebene besitzt, mithilfe von dielektrischem bzw. leitfähigen Materialien modifiziert, siehe Bild 6-8. Es werden folgende drei Antennen gebaut:

- Typ 1: Ein PVC (Polyvinylchlorid) Stab mit einem Durchmesser von 41 mm und einer Länge von 35 cm wird 70 mm hinter den Antennenelementen montiert.
- Typ 2: Ein PE (Polyethylen) Rohr mit einem Außendurchmesser von 25 mm und einer Länge von 32 cm wird 50 mm hinter den Antennenelementen montiert.
- Typ 3: Ein Kupferrohr mit einem Außendurchmesser von 10 mm und einer Länge von 27 cm wird 50 mm hinter den Antennenelementen montiert.

Das Richtdiagramm in der H-Ebene von diesen drei Antennen und der unmodifizierten POD16 wird bei 1 GHz, 3 GHz und 6 GHz vermessen und ist in Bild 6-9 dargestellt.

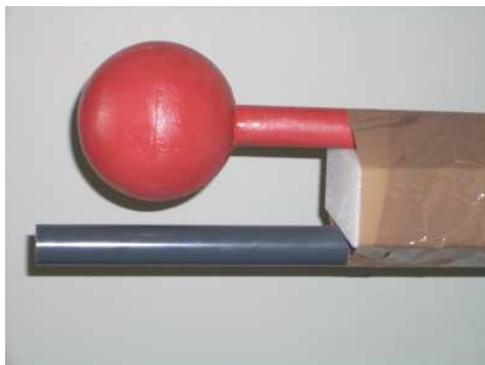


Bild 6-8: Modifizierte POD16 Antenne

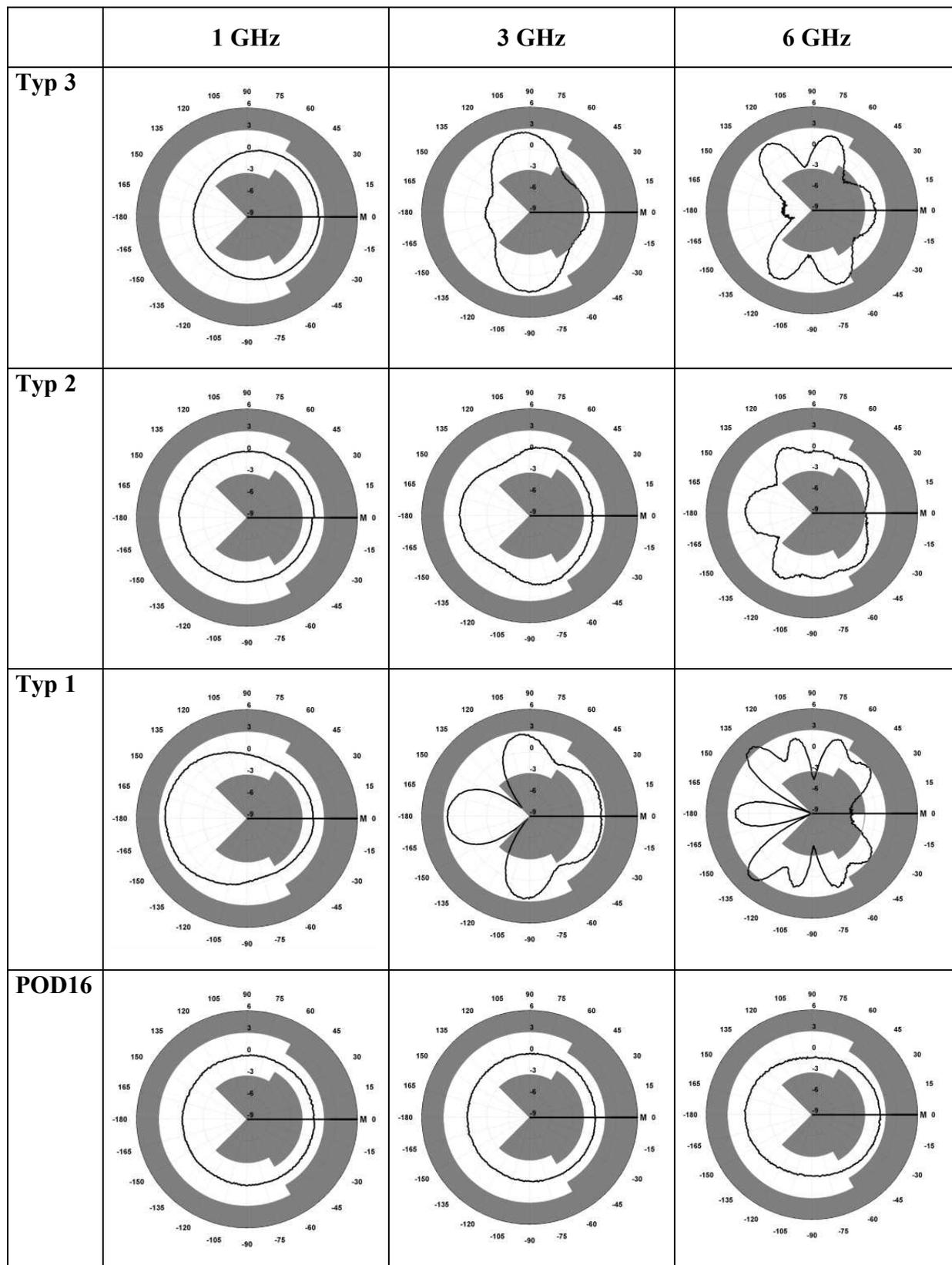
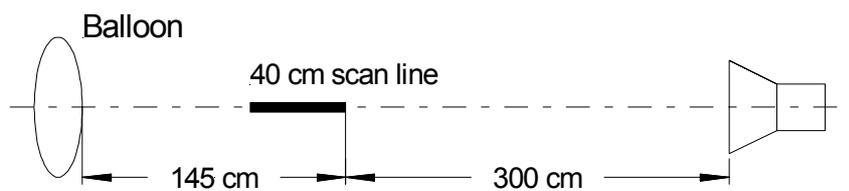


Bild 6-9: Richtdiagramme in der H-Ebene

a)



b)

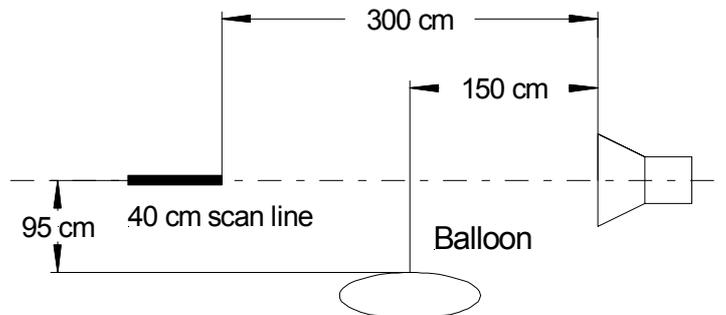


Bild 6-10: Modifizierte Messumgebungen a) Ballon an Rückwand b) Ballon an Seitenwand

Das Richtdiagramm der POD16 kommt der idealen kreisrunden Form sehr nahe. Es können nur geringe Deformationen, weniger als ± 1 dB, festgestellt werden. Die anderen Testantennen haben mehr oder weniger starke Keulen, und ein gutes bzw. schlechtes Vor- Rückverhältnis. Diese Testantennen werden genutzt, um das Site VSWR von verschiedenen Testumgebungen zu bestimmen:

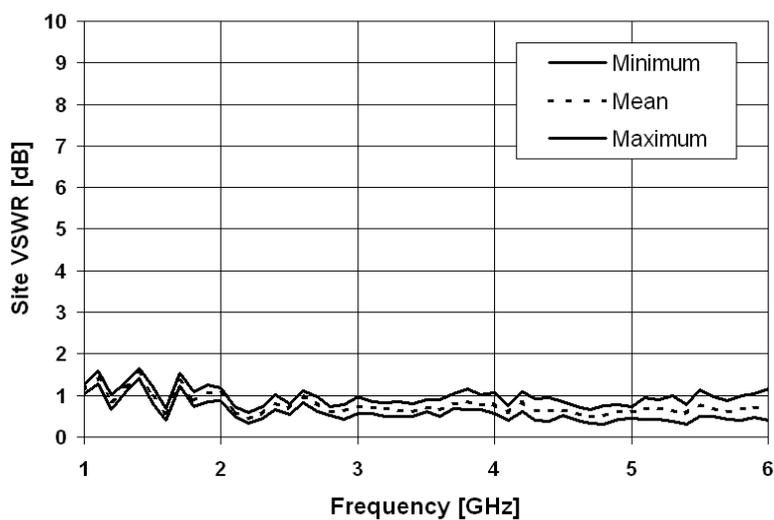
- Unmodifizierte Absorberhalle: Die Absorberhalle hat eine Größe von 6,98 m x 4,2 x 4,05 m und ist mit 24“ Mikrowellenschaumabsorbern ausgekleidet.
- Absorberhalle mit Ballon an Rückwand, siehe Bild 6-10 a)
- Absorberhalle mit Ballon an Seitenwand, siehe Bild 6-10 b)

Der Ballon aus beschichtetem Nylon dient als Reflektor, um das Site VSWR künstlich zu verschlechtern, siehe Bild 6-11. Der Vorteil gegenüber Metallplatten ist einerseits die gekrümmte Oberfläche und andererseits die geringe Leitfähigkeit. Durch die gekrümmte Oberfläche wird die einfallende Welle in einen großen Raumwinkel zurückreflektiert. Die Spiegelwirkung, wie sie bei Metallplatten zu beobachten ist, tritt nicht auf. Durch die geringe Leitfähigkeit, bedingt durch die sehr geringe Schichtdicke, ist der Radarquerschnitt nicht besonders hoch und die Amplitude der reflektierten Welle gering.

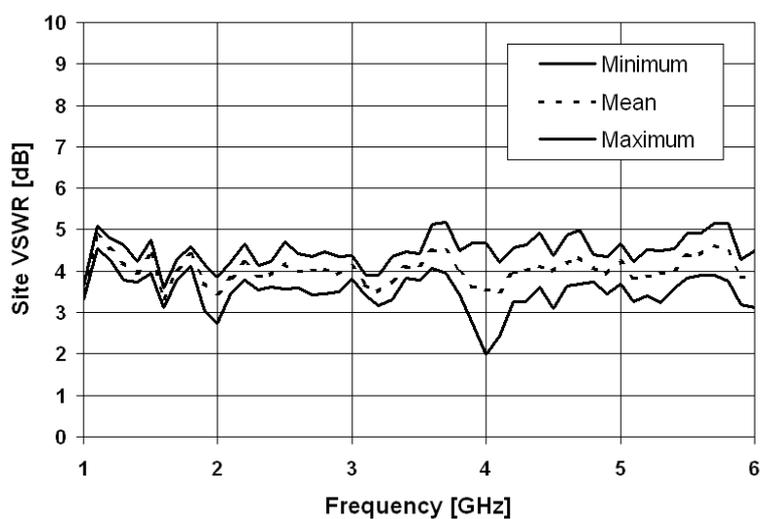


Bild 6-11: Ballon

a)



b)



c)

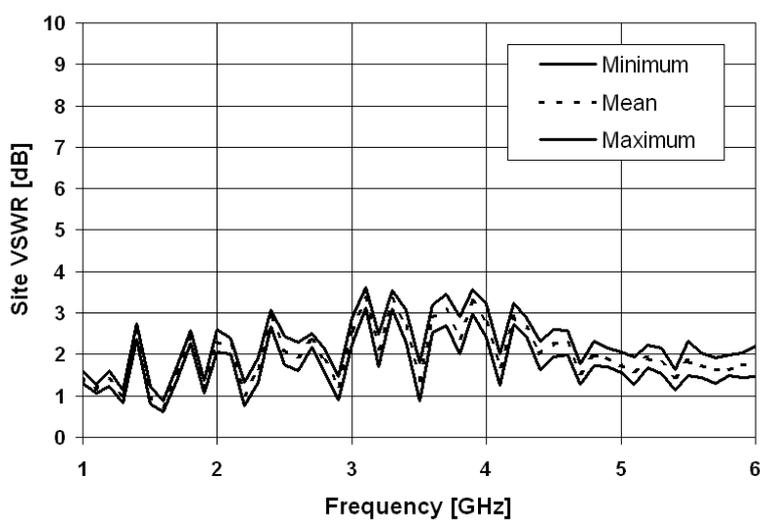
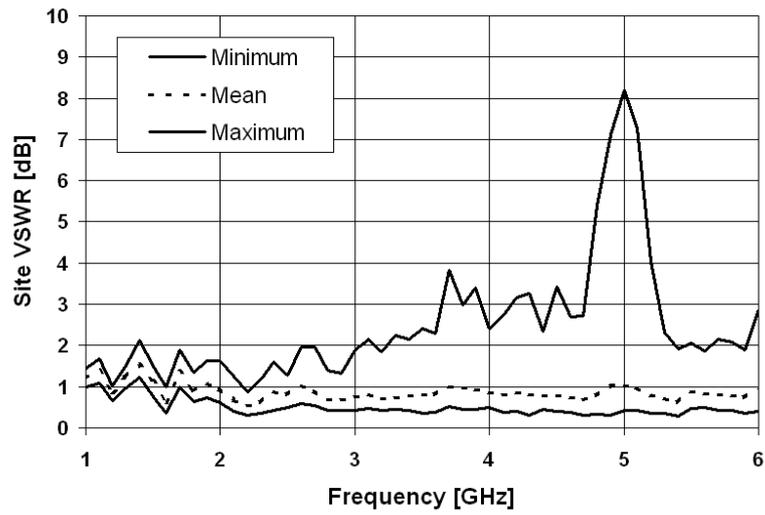
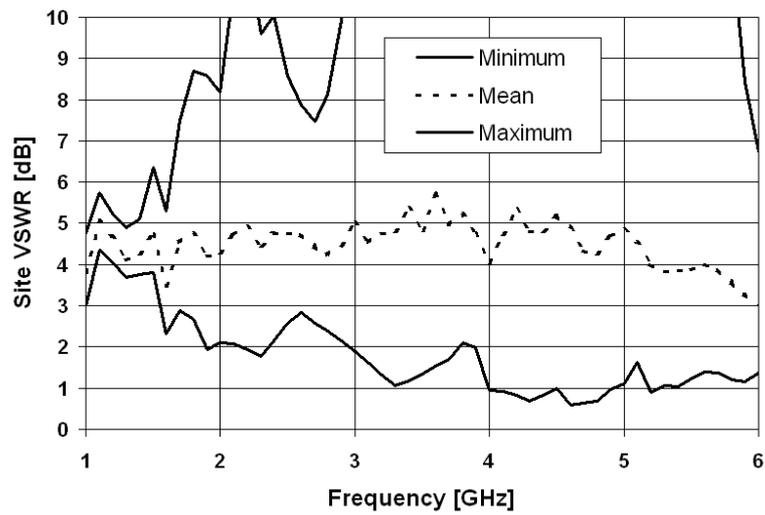


Bild 6-12: Site VSWR für die POD16 a) nicht modifizierte Halle b) Ballon an der Rückwand c) Ballon an der Seitenwand

a)



b)



c)

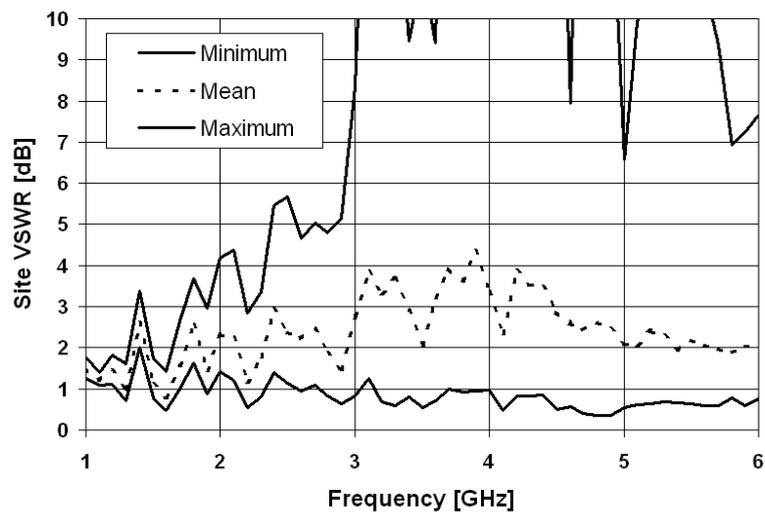
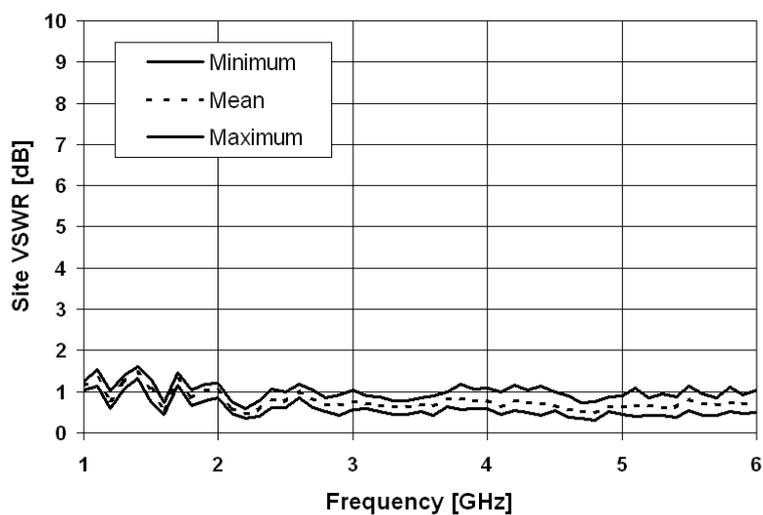
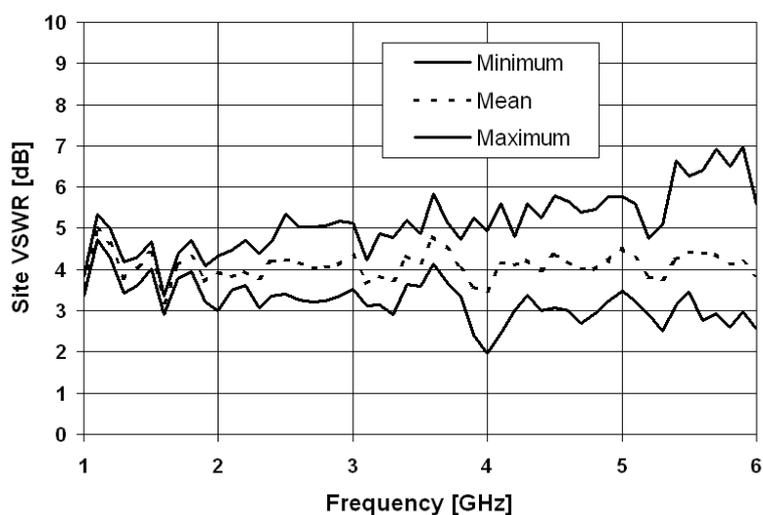


Bild 6-13: Site VSWR für den Typ 1 a) nicht modifizierte Halle b) Ballon an der Rückwand c) Ballon an der Seitenwand

a)



b)



c)

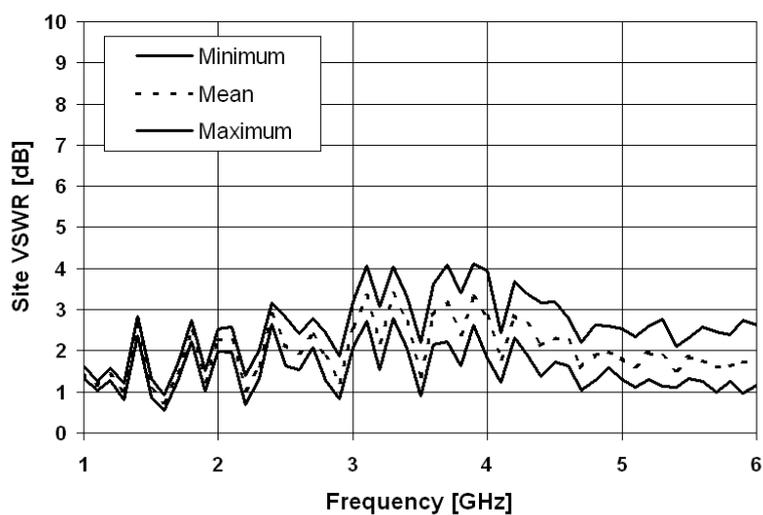
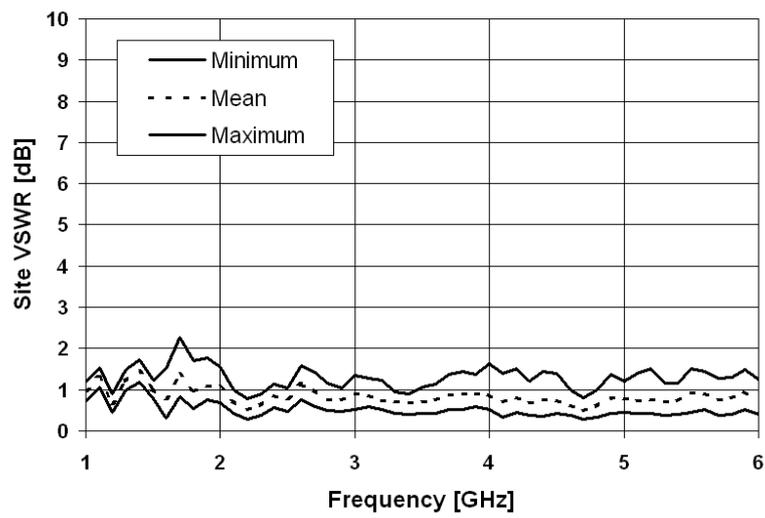
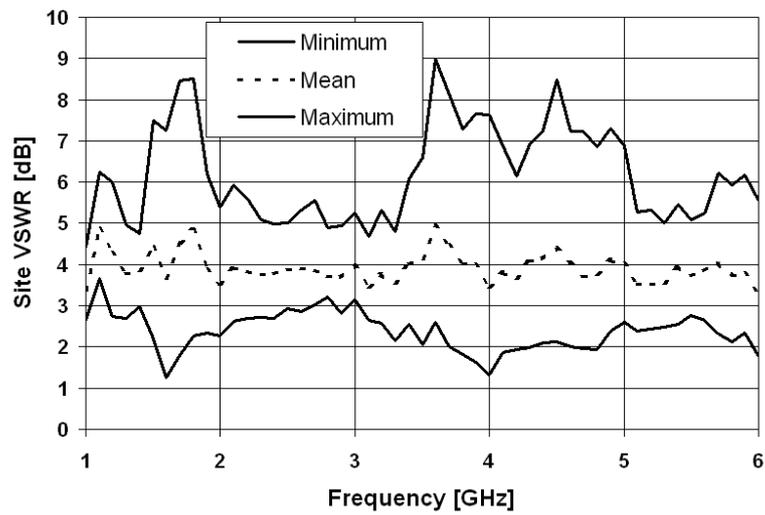


Bild 6-14: Site VSWR für den Typ 2 a) nicht modifizierte Halle b) Ballon an der Rückwand c) Ballon an der Seitenwand

a)



b)



c)

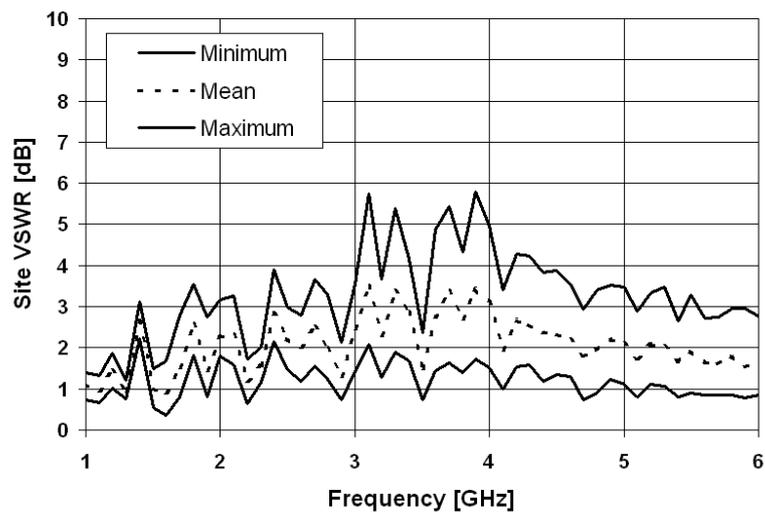


Bild 6-15: Site VSWR für den Typ 3 a) nicht modifizierte Halle b) Ballon an der Rückwand c) Ballon an der Seitenwand

Als Empfangsantenne dient eine Doppelsteghornantenne EMCO Typ 3115 [44]. Bei beiden modifizierten Absorberhallen liegen die Positionen der Ballone innerhalb der Halbwertsbreite der Empfangsantenne. Deren Reflektionen sollten somit deutlich messbar sein.

Um den Einfluss von ΔR zu untersuchen, wird die Sendeantenne um 10° gedreht, nachdem das Site VSWR kontinuierlich gemessen wurde. Somit erhält man 36 Ergebnisse für jede der vier Testantennen in jeder der drei Messumgebungen. Diese Ergebnisse sind in Bild 6-12, Bild 6-13, Bild 6-14 und Bild 6-15 dargestellt, wobei neben dem Maximum und dem Minimum der 36 Ergebnisse auch das mittlere Site VSWR dargestellt ist.

Folgende Eigenschaften des Modells konnten durch diesen Messaufbau bestätigt werden:

- In sehr guten Absorberhallen ist die Auswirkung der Verformung in der H-Ebene des Richtdiagramms sehr gering. Dies wird ersichtlich an den Ergebnissen der unmodifizierten Halle, die mit allen vier Testantennen nahezu das selbe Site VSWR liefert. Eine Ausnahme ist Antenne Typ 1, die Nullstellen bei ca. $\pm 150^\circ$ hat. Falls diese Nullstellen durch die Drehung in Hauptstrahlrichtung geraten, wird ΔR positiv und der Fehler positiv: +8 dB.
- Der Fehler im Site VSWR liegt bei der POD16 Antenne zwischen $\pm 0,2$ dB und ± 1 dB. Bei höherem Site VSWR wird auch der Fehler größer. Diese Tatsache passt sehr gut mit den Erkenntnissen aus Bild 6-7 zusammen.
- Der Fehler ist nicht symmetrisch um den Mittelwert verteilt. Besonders gut ist dies bei Testantenne Typ 3 zu erkennen, wenn der Ballon an der Rückwand platziert ist. Zwischen 3,5 GHz und 5 GHz liegt der positive Fehler bei +3 dB, der negative bei -2 dB.

Ein interessanter Nebeneffekt ist, dass für jede Messumgebung und jede Testantenne das mittlere Site VSWR fast identisch ist. Das beweist die gute statistische Verteilung von ΔR durch die Drehung der Antennen. Der entstehende Fehler kann somit „herausgemittelt“ werden.

Da hiermit die Richtigkeit des Fehlermodells bestätigt wurde, kann der Fehler für reale Antennen im Frequenzbereich 1 bis 18 GHz, siehe Seite 49, berechnet werden. Zu diesem Zweck wird die Zufallsvariable A mit einer Gleichverteilung über dem Winkel φ definiert.

$$A(\varphi) \dots \{-\pi \leq \varphi < \pi\} \quad (6-8)$$

Diese Annahme ist für einen allgemeinen Ansatz nötig, denn der Einfallswinkel der reflektierten Welle ist bei unbekannter Hallendimension ebenfalls unbekannt. Auch bei Rückstreuungen an sonstigen Objekten (z.B. Lampen, Türgriffen...) ist der Einfallswinkel nicht bekannt.

Vom bekannten, d.h. gemessenen, Richtdiagramm der H-Ebene $P(\varphi)$ lässt sich ΔR berechnen

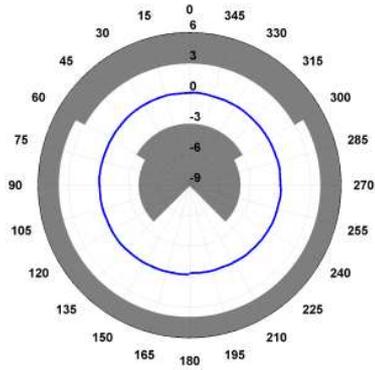
$$\Delta R = P(A) - P(0) \quad (6-9)$$

Mithilfe von (6-6) und (6-7) lässt sich das Site VSWR beziehungsweise der Fehler bestimmen. Wichtig ist, dass es sich sowohl beim Site VSWR als auch beim Fehler um Zufallsgrößen mit bestimmten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen handelt.

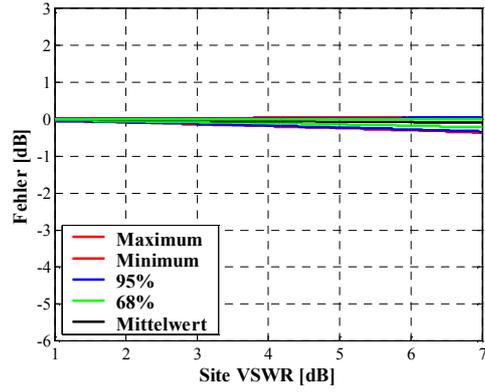
Da die Messfunktion weder geschlossen vorliegt noch linear ist, ist es nicht möglich, die Fehlerfortpflanzung zu nutzen. Auch die Unscented Transform Methode wird sinnvoller Weise nicht eingesetzt, denn aufgrund der starken Nichtlinearität wären sehr viele Sigma Punkte nötig, um die Messfunktion ausreichend genau abzutasten. Außerdem wäre der Aufwand viel zu hoch. Somit bleibt zur Berechnung nur die Monte Carlo bzw. die Quasi-Monte Carlo Methode übrig, um die PDF des Fehlers zu berechnen [66], siehe Anhang B.

Sowohl die gemessenen Richtdiagramme als auch das Ergebnis sind in Bild 6-16 dargestellt.

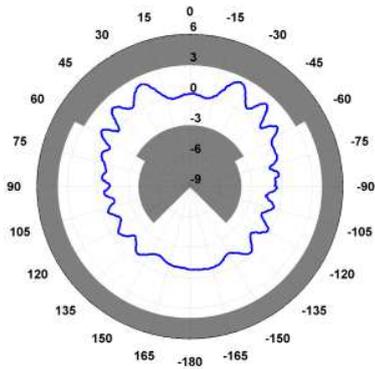
a)



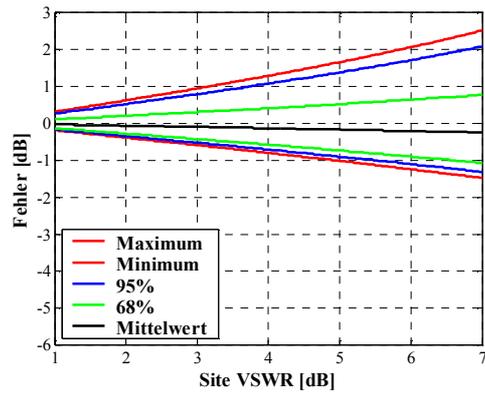
e)



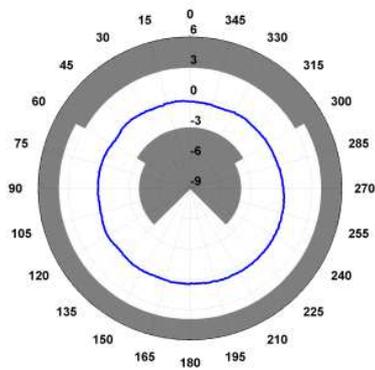
b)



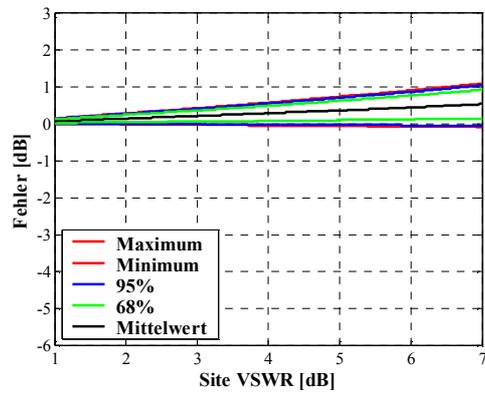
f)



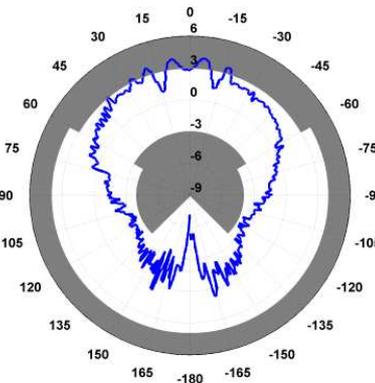
c)



g)



d)



h)

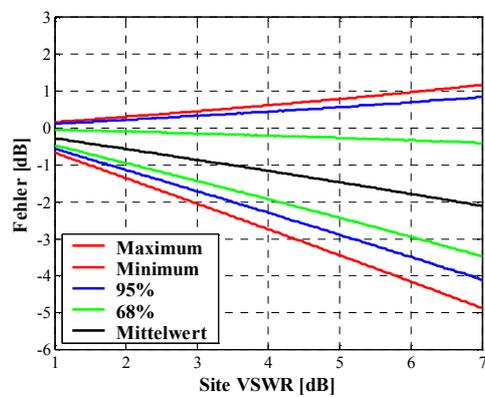


Bild 6-16: H-Ebene Richtdiagramm und Auswertung a) und e) POD16 bei 3 GHz b) und f) SBA9113 bei 3 GHz c) und g) POD618 bei 18 GHz d) und h) SBA9112 bei 18 GHz

Um die Zufallsgrößen bewerten zu können, errechnet man folgende Kenngrößen aus den Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen:

- Maximalwert
- Minimalwert
- Mittelwert
- Intervall, in dem 68 % der Werte liegen, symmetrisch um den 50 % Wert
- Intervall, in dem 95 % der Werte liegen, symmetrisch um den 50 % Wert

Besonders die Werte bei einem Site VSWR von 6 dB sind aussagekräftig, denn genau dort entscheidet sich, ob die Absorberhalle die Norm erfüllt oder nicht. Die beiden POD Antennen, POD16 und POD618, haben wenig Abweichung ($< \pm 0.5$ dB) zum idealen Richtdiagramm und verursachen somit einen geringen Fehler. Der Mittelwert, der dem systematischen Fehler entspricht, ist mit ca. +0,5 dB ebenfalls gering. Die PDF hat selbst bei 18 GHz eine geringe Spannweite von ca. 1 dB. Anders verhält es sich bei den SBA Antennen, SBA9113 und SBA9112, deren Abweichung zum idealen Richtdiagramm deutlich größer (< 4 dB) ist, besonders bei 18 GHz. Bei dieser Frequenz entsteht eine systematische Abweichung von fast -2 dB verglichen mit dem Grenzwert von 6 dB. Dieses Verhalten ist kritisch, denn der negative Fehler bedeutet eine Unterbewertung – ungeeignete Absorberhallen bestehen die Site VSWR Messung. Auch die Spannweite ist mit über 5 dB größer als bei der POD618.

Die SBA9112 entspricht nicht den Anforderungen der Norm, siehe Bild 6-16 d). Falls die Antenne im Winkelbereich von $\pm 30^\circ$ verbessert werden würde, ändert dies jedoch nichts am Ergebnis, denn das Problem der Unterbewertung besteht weiterhin und muss durch Einführung einer verbotenen Zone an der Antennenrückseite gelöst werden.

Es nicht möglich, die Messunsicherheit des Site VSWR Verfahrens zu bestimmen, denn es wurde „vergessen“ die Messgröße zu definieren. Die Norm beschreibt lediglich das Messverfahren und die Anforderungen an die Sendeanenne.

Ein typisches Messergebnis, siehe Bild 6-17, ist durch einen „zackigen“ Verlauf gekennzeichnet. Die Größe des Site VSWR ist von der Frequenz abhängig. Dies liegt daran, dass Minima und Maxima der stehenden Welle nicht bei jeder Frequenz gefunden werden, siehe Bild 6-3. Aus einem geringen Wert kann also nicht geschlossen werden, ob die stehende Welle eine geringe Amplitude hat oder die Extremwerte nicht gefunden wurden. Dieses Verhalten ist jedoch bei der Interpretation von Messergebnissen sehr trügerisch. Ist das Site VSWR bei einer bestimmten Frequenz weit unter dem Grenzwert, ist kein Rückschluss auf die Reflexionsfreiheit möglich. Die Norm enthält als Interpretierungshilfe einen Hinweis, dass der größte Site VSWR Wert, der in einer Oktave gefunden wurde, relevant ist.

Mit dieser Information könnte Formel (6-2) modifiziert werden zu

$$S_{VSWR_{dB}}(f_m) = \max \left(20 \log \left(\frac{V_{\max}(f)}{V_{\min}(f)} \right) \right) \Big|_{f_m \leq f \leq 2f_m} \quad (6-10)$$

Diese Darstellungsvariante vermeidet den „zackigen“ Verlauf und „löscht“ fehlerhafte Messwerte, die durch Unterabtastung entstehen. Die Ergebnisse aus Bild 6-17 sind in Bild 6-18 in der modifizierten Form dargestellt.

Nun spiegelt die Messkurve zwar die physikalischen Verhältnisse besser wieder, dennoch gibt es keine Aussage über die systematischen Fehler durch Unterabtastung. Falls man die Anzahl der Punkte an der Sendestrecke erhöht, bzw. das Frequenzraster verfeinert, wird man höhere Site VSWR Werte erhalten. Ob dieser Unterschied als systematische Abweichung zu interpre-

tieren ist, ist nicht definiert. An diesem Beispiel wird klar, dass die strikte Vorgehensweise nach Carbone, siehe Kapitel 1, unbedingt notwendig ist.

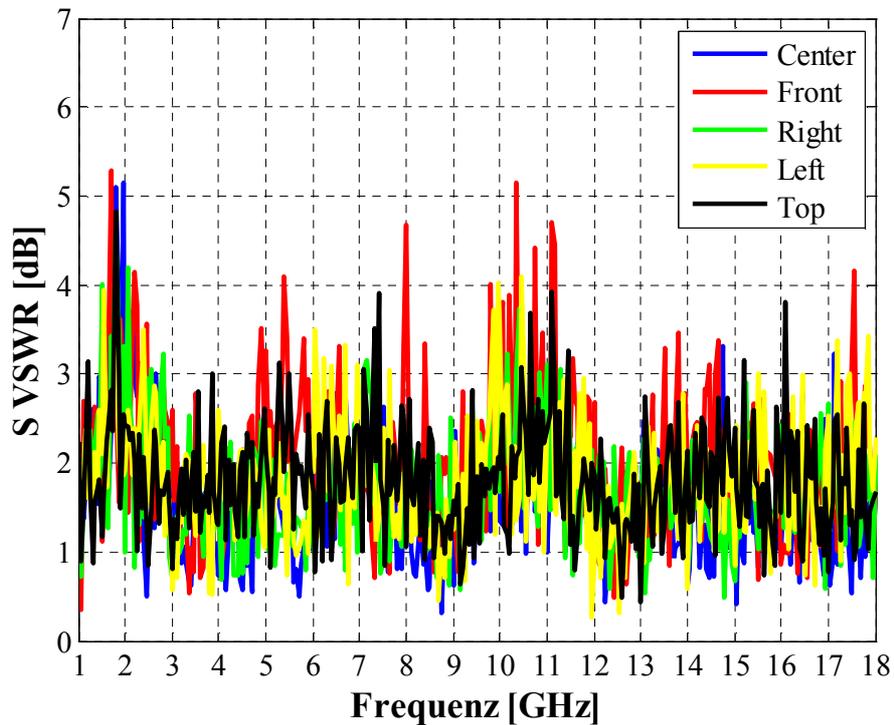


Bild 6-17: Typisches Messergebnis einer Site VSWR Messung dargestellt laut Norm

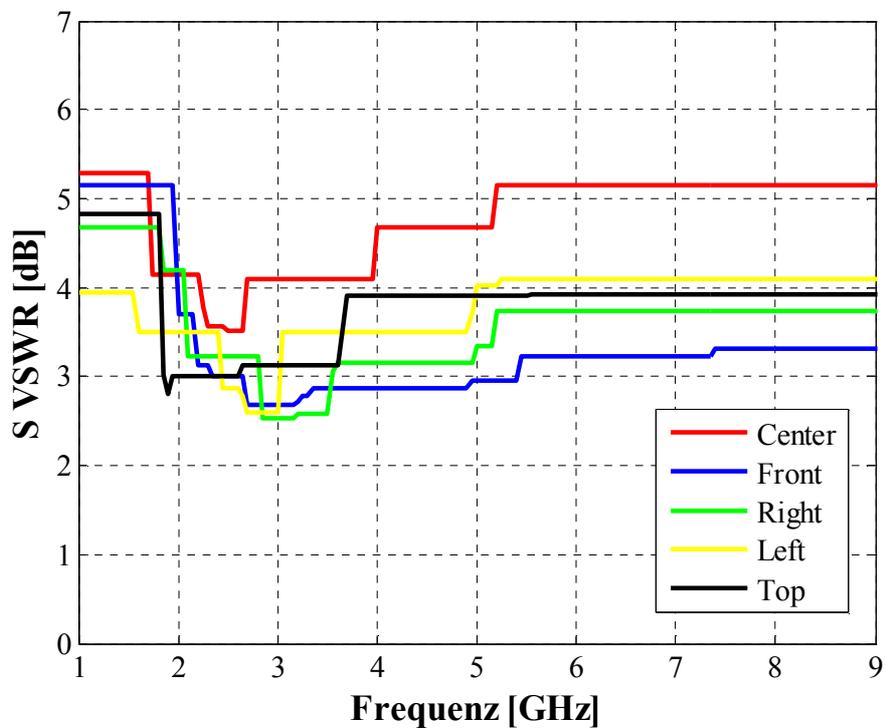


Bild 6-18: Typisches Messergebnis einer Site VSWR Messung dargestellt als Maximum je Oktave, nach Formel (6-10)

6.2 Einfluss der Richtcharakteristik bei der Störfeldstärkemessung

Eine der wichtigsten Messungen im Bereich der EMV-Technik ist die Messung der Störfeldstärke im Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz. Sie ist in sehr ähnlicher Form in den Normen CISPR 16-2-3 [28] und ANSI C63.4 [9] beschrieben, siehe Bild 6-19. Der Prüfling (*engl. equipment under test - EUT*) wird dabei auf einem Freifeldmessgelände auf einem nichtleitenden, 80 cm hohem Tisch aufgebaut. In einem Abstand von 3 m oder 10 m, wird das ausgesandte elektromagnetische Feld in horizontaler und vertikaler Polarisation gemessen. Während der Messung wird der Prüfling mithilfe eines Drehtisches um seine eigene Achse gedreht. Als Empfangsantenne dient ein abgestimmter Dipol, dessen Höhe zwischen 1 m und 4 m variiert wird. Dieser Höhenscan ist nötig, um das maximale Feld zu messen, das durch Interferenz zwischen direktem und von der Groundplane reflektiertem Strahl zustande kommt. Der Einsatz von abgestimmten Dipolen ist sehr zeitaufwändig, da die Länge der Dipolstäbe auf 24 diskrete Frequenzen, laut [9], abgestimmt werden muss. Aus diesem Grund sind auch Breitbandantennen zur Messung der Störfeldstärke einsetzbar. Aufgrund der Wichtigkeit dieses Messverfahrens wird es stets von der internationalen Normung auf dem aktuellen Stand der Technik gehalten. Es ist sowohl die Messgröße definiert und es gibt auch ein Unsicherheitsbudget.

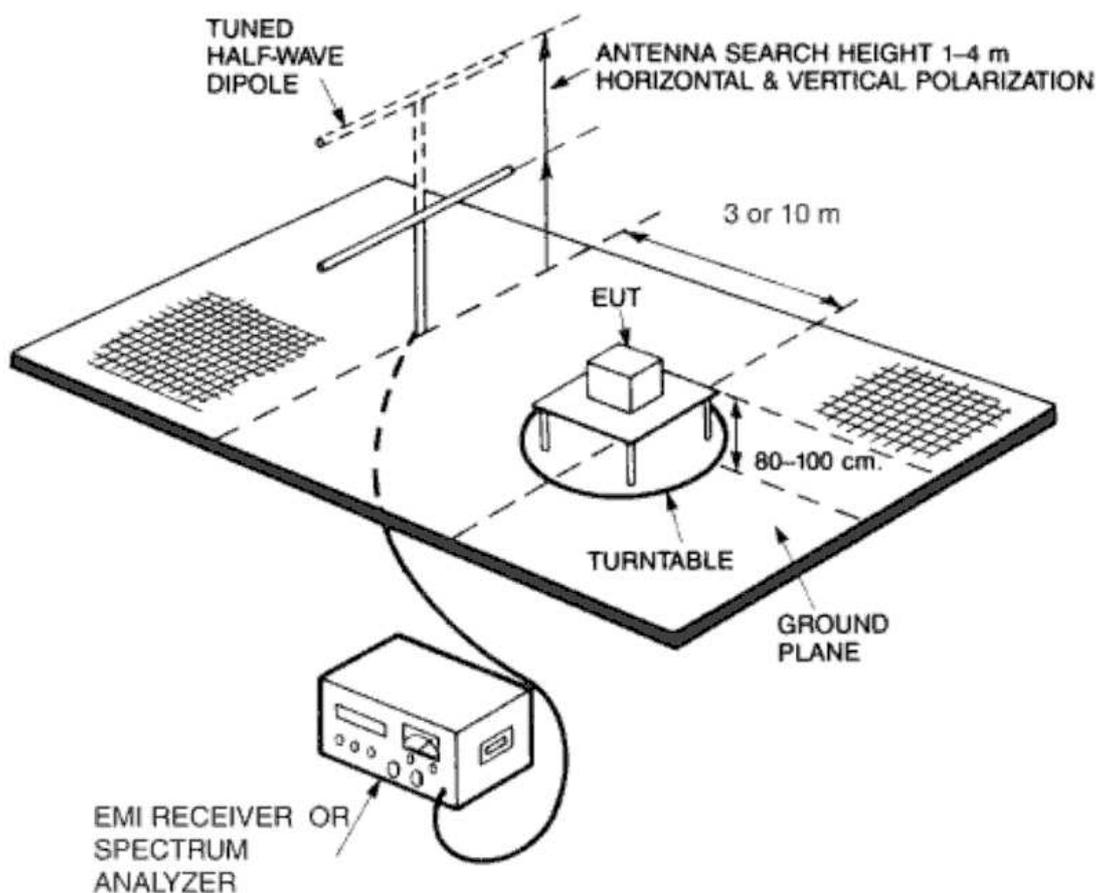


Bild 6-19: Prüfaufbau bei Messung der Störfeldstärke nach CISPR [27] und ANSI [9] aus [79]

Die Messgröße lautet nach CISPR 16-4-2 [29]:

Maximale elektrische Feldstärke, in $[\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})]$, in einem bestimmten Abstand vom Prüfling, gemessen in einer Höhe zwischen 1 m und 4 m über einem reflektierenden Boden, dabei wird der Prüfling um 360° um seine vertikale Achse gedreht.

Um das emittierte elektrische Feld E des Prüflings zu bestimmen, wird die Spannung an der Empfangsantenne V_R mit dem Antennenfaktor F_A multipliziert

$$E = V_R \cdot F_A \quad (6-11)$$

Der Antennenfaktor, siehe Kapitel 6.3 und [13], wurde genau für diesen Zweck so definiert. Er setzt die Feldstärke eines elektrischen Feldes mit der Spannung an einer Antenne in Beziehung¹⁵. Die physikalische Einheit des Antennenfaktor ist

$$[F_A] = \frac{1}{\text{m}} \quad (6-12)$$

Aus praktischen Gründen wird Formel (6-11) im logarithmischen Maßstab geschrieben

$$E[\text{dB}(\mu\text{V} / \text{m})] = V_R[\text{dB}(\mu\text{V})] + F_A[\text{dB}(1 / \text{m})] \quad (6-13)$$

Beeinflusst durch amerikanische Ingenieure, hat sich eine etwas unpräzise Schreibweise etabliert. Oft wird anstelle von $[\text{dB}(1/\text{m})]$ einfach $[\text{dB}/\text{m}]$ verwendet. Dies ist natürlich keine neue Einheit, sondern soll signalisieren, dass es sich beim Antennenfaktor um keine dimensionslose Größe handelt.

Formel (6-11) ist in dieser Form nur für rundstrahlende Antennen gültig. Für Richtantennen muss zusätzlich der Einfallswinkel berücksichtigt werden. Der Antennenfaktor ist in der Hauptstrahlrichtung definiert.

$$E = V_R \cdot F_A \cdot P(\varphi) \quad (6-14)$$

Da

$$P(\varphi) \leq 1 \quad (6-15)$$

gilt, muss der auftretende Fehler kleiner oder gleich Null sein.

¹⁵ Ein häufiges Missverständnis beim Antennenfaktor, ist die Frage an welchem Punkt der Antenne die elektrische Feldstärke bestimmt wird. Aus der Definition, siehe Kapitel 6.3, ist ersichtlich, dass „zuerst“ die Feldstärke der homogenen ebenen Welle bestimmt wird und „danach“ die Antenne in diesem platziert wird. In welcher Weise die Antenne das Feld verzerrt ist nicht von Bedeutung.

Die Messfunktion für die elektrische Feldstärke E , im logarithmischen Maßstab, lautet nach CISPR 16-4-2 [29]:

$$E = V_R + L_C + F_A + \delta V_{SW} + \delta V_{pa} + \delta V_{pr} + \delta V_{nf} + \delta M + \delta A F_f + \delta A F_h + \delta A_{dir} + \delta A_{ph} + \delta A_{cp} + \delta A_{bal} + \delta SA + \delta d + \delta h \quad (6-16)$$

E	Elektrische Störfeldstärke des Prüflings, in dB(μ V/m)
V_R	Empfangene Spannung am EMI-Messempfänger, in dB(μ V)
L_C	Dämpfung des Kabels zwischen Antenne und EMI-Messempfänger, in dB
F_A	Antennenfaktor der Empfangsantenne, in dB(1/m)
δV_{SW}	Einfluss der Ungenauigkeit in der Bewertung von Sinussignalen; EMI-Messempfänger, in dB
δV_{pa}	Einfluss des Frequenzganges; EMI-Messempfänger, in dB
δV_{pr}	Einfluss der Ungenauigkeit in der Bewertung von Pulsen; EMI-Messempfänger, in dB
δV_{nf}	Einfluss des Rauschens; EMI-Messempfänger, in dB
δM	Einfluss der stehende Welle aufgrund der Fehlanpassung der Antenne und des EMI-Messempfängers, in dB
$\delta A F_f$	Einfluss des Fehlers der durch Interpolation des Antennenfaktors entsteht, falls dieser nur an bestimmten Stützstellen kalibriert wurde, in dB
$\delta A F_h$	Einfluss durch die Höhenabhängigkeit des Antennenfaktors, in dB
δA_{dir}	Einfluss durch die Richtwirkung der Empfangsantenne, in dB
δA_{ph}	Einfluss des Fehlers durch die Ortsabhängigkeit des Phasenzentrums, in dB
δA_{cp}	Einfluss des kreuzpolarisierten Feldes, in dB
δA_{bal}	Einfluss der nicht perfekten Symmetrie des Baluns ¹⁶ der Empfangsantenne, in dB
δSA_h	Einfluss durch Reflexionen in der Absorberhalle, in dB
δd	Einfluss aufgrund des Fehlers im Messabstand, in dB
δh	Einfluss aufgrund des Fehlers der Tischhöhe, in dB

Sie ist wider der Erwartung sehr einfach, sogar linear. Der Grund dafür ist, dass sie bereits vereinfacht wurde bzw. auf abgeschätzten Einflussfaktoren beruht. Die elektrische Feldstärke E ist gleich der Summe aus der gemessenen Spannung V_r , der Kabeldämpfung L_c und dem Antennenfaktor F_A . Die restlichen mit δ gekennzeichneten Werte sind der direkte Einfluss auf die Störfeldstärke. Von besonderem Interesse ist der Faktor δA_{dir} , der Einfluss der Richtwirkung der Empfangsantenne. Die restlichen Beiträge sind dem EMI-Messempfänger, stehenden Wellen, anderen Parametern der Antenne und Positioniergenauigkeiten zuzuordnen, und werden nicht näher beschrieben.

Der Fehler δA_{dir} kommt somit zustande, da der direkte und der indirekte Strahl aufgrund der Richtwirkung unterschiedlich bewertet werden. In der aktuellen Version der CISPR 16-4-2 [29] wurde dieser Fehlerbeitrag sehr einfach abgeschätzt, siehe Tabelle 6-1.

Sämtliche Werte, ausgenommen 30 MHz bis 200 MHz in horizontaler Polarisation, liegen zwischen -1 dB und 0 dB wobei der Einfachheit halber eine Gleichverteilung angenommen wird. Unterhalb von 200 MHz werden oft bikonische Antennen eingesetzt, die in der H-Ebene

¹⁶ Der Balun, abgekürzt für *Balanced – Unbalanced Transformer*, transformiert das unsymmetrische Signal am koaxialen Antennenkabel in ein symmetrisches Signal, das an den Antennenelementen anliegt. Er ist essentiell, um Mantelströme am Antennenkabel zu verhindern, die selbst als Antenne wirken.

Frequenz	3 m		10 m	
	Hor.	Ver.	Hor.	Ver.
30 MHz – 200 MHz	0 dB	-1/0 dB	0 dB	-1/0 dB
200 MHz – 1 GHz	-1/0 dB	-1/0 dB	-1/0 dB	-1/0 dB

Tabelle 6-1: Abschätzung des Fehlers δA_{dir} aus CISPR 16-4-2 [29]

ein rundes Richtdiagramm haben. Aus diesem Grund wird vermutet, dass sie auch keinen Fehler verursachen. Begründet wird diese Tabelle mit den Anforderung der CISPR 16-1-4 [27] an Antennen. Diese Norm beschreibt die Eigenschaften von Antennen wie z.B. das maximale Stehwellenverhältnis und die Richtwirkung. Sie besagt, dass der direkte und der indirekte Strahl durch die Richtwirkung um maximal 1 dB abgeschwächt werden darf. Nimmt man den Extremfall an, dass sowohl direkter und indirekter Strahl um 1 dB abgeschwächt werden, wäre die systematische Abschwächung -1 dB.

Einer genaueren Untersuchung hält diese simple Abschätzung jedoch nicht stand [69].

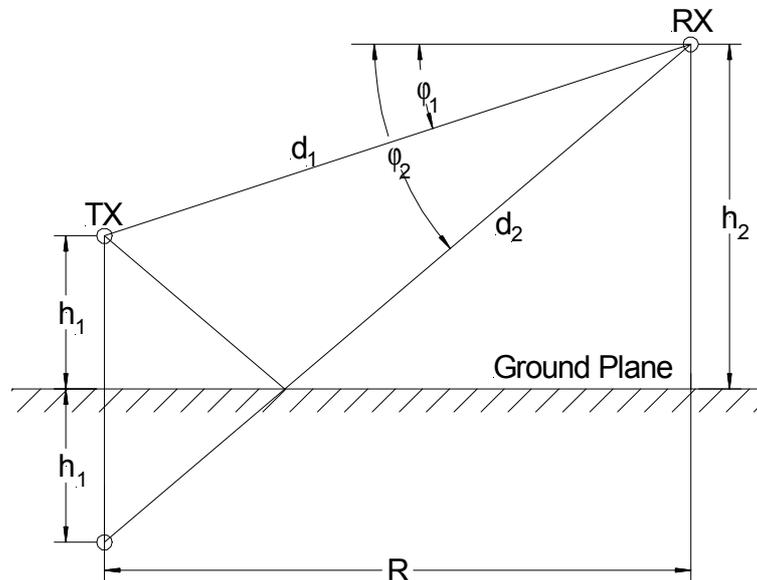


Bild 6-20: Wellenausbreitung auf einem Freifeldmessgelände nach Smith [88]

Die Wellenausbreitung auf einem Freifeldmessgelände wurde von Smith [88] untersucht. Die elektrische Feldstärke eines Rundstrahlers ist gleich

$$E = \sqrt{\frac{\eta_0 P}{4\pi d^2}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d} \quad (6-17)$$

Mit Hilfe von Bild 6-20 lassen sich die Abstände und Einfallswinkel wie folgt berechnen.

$$d_1 = \sqrt{R^2 + (h_1 - h_2)^2} \quad (6-18)$$

$$d_2 = \sqrt{R^2 + (h_1 + h_2)^2} \quad (6-19)$$

$$\varphi_1 = \arctan\left(\frac{h_2 - h_1}{R}\right) \quad (6-20)$$

$$\varphi_2 = \arctan\left(\frac{h_2 + h_1}{R}\right) \quad (6-21)$$

Am Empfangspunkt überlagern sich der direkte und der indirekte Strahl

$$E = \sqrt{\frac{\eta_0 P}{4\pi d_1^2}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1} + \sqrt{\frac{\eta_0 P}{4\pi d_2^2}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_2} e^{j\varphi_R} \quad (6-22)$$

wobei $\varphi_R = \pi$ bei horizontaler Polarisation und $\varphi_R = 0$ bei vertikaler Polarisation gilt. Falls eine Richtantenne als Empfänger genutzt wird, ändert sich (6-22) zu

$$E_{Dir} = P(\varphi_1) \sqrt{\frac{\eta_0 P}{4\pi d_1^2}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_1} + P(\varphi_2) \sqrt{\frac{\eta_0 P}{4\pi d_2^2}} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d_2} e^{j\varphi_R} \quad (6-23)$$

wobei $P(\varphi)$ das Richtdiagramm der Antenne ist.

Da die Messgröße die elektrische Feldstärke zwischen 1 m und 4 m ist, ergibt sich der Fehler ΔE zu.

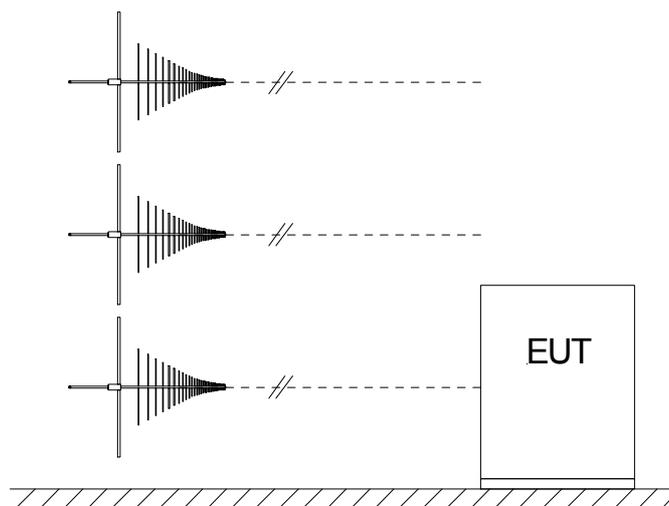
$$\Delta E = 20 \log \left(\frac{\max |E_{Dir}|_{1m \leq h_2 \leq 4m}}{\max |E|_{1m \leq h_2 \leq 4m}} \right) \quad (6-24)$$

Bei einem Prüfling ist es unbekannt, in welcher Höhe die Störquelle liegt [48]. Aus diesem Grund wird die Sendehöhe als Zufallsvariable h_{TX} definiert

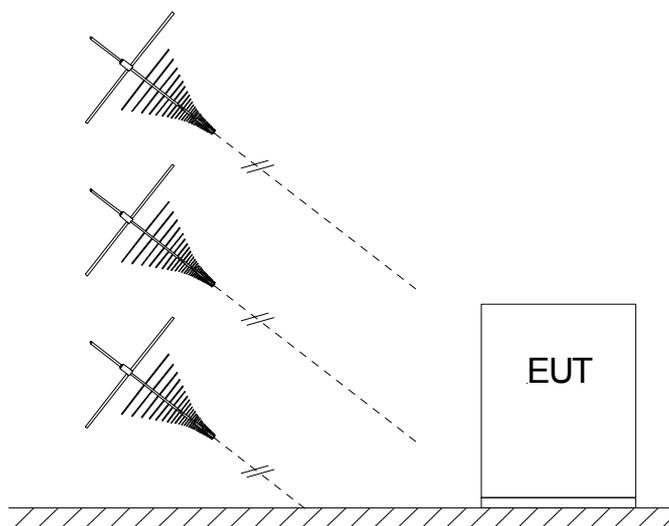
$$h_{TX}(h_1) \dots \{0, 1m \leq h_1 \leq 2m\} \quad (6-25)$$

Sowohl die minimale als auch die maximale Höhe sind Werte aus der Praxis. Große und schwere Prüflinge werden meist auf einer 10 cm hohen Holzpalette aufgebaut, um den Transport zu vereinfachen. Fast alle Prüflinge sind niedriger als 2 m, weshalb auch bei den Validierungsverfahren von Freifeldern und Absorberhallen dies als maximale Höhe angenommen wird.

a)



b)



c)

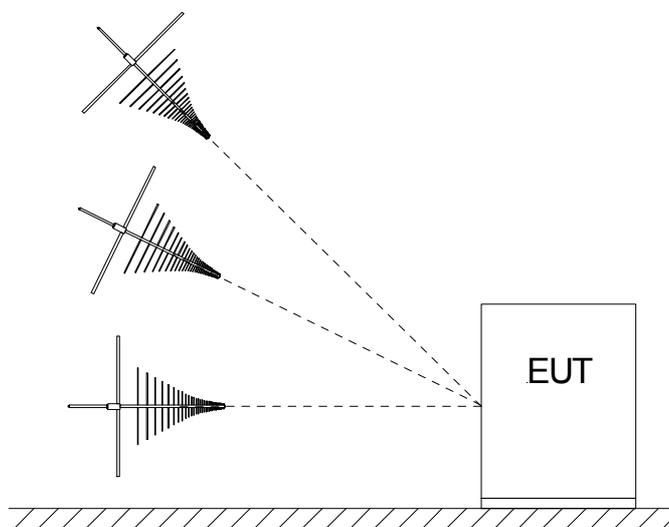


Bild 6-21: Techniken beim Emissionstest a) Klassisch b) Tilting c) Boresighting

Obwohl das Verfahren zur Messung der Störfeldstärke genormt ist, werden in der Praxis drei leicht modifizierte Techniken etabliert, siehe Bild 6-21:

- Bei der klassischen Technik, die von der überwiegenden Mehrheit der Laboratorien genutzt wird, wird die Empfangsantenne parallel zum Boden montiert. Dabei können die einfachen, von vielen Firmen angebotenen, Antennenmaste verwendet werden.
- Beim Tilting wird die Antenne in einem bestimmten Winkel montiert, und dieser während des Höhenscans beibehalten. Auch hier können die Standardmaste verwendet werden, allerdings ist eine spezielle Halterung zur Montage nötig. Die Absicht beim Tilting ist, das Richtdiagramm so weit nach unten zu schwenken, bis die Hauptstrahlrichtung mittig zwischen direktem und indirektem Strahl liegt. In diesem Fall ist der Fehler minimal, was bei

$$\varphi = \frac{\arctan\left(\frac{h_2 + h_1}{R}\right) + \arctan\left(\frac{h_2 - h_1}{R}\right)}{2} \quad (6-26)$$

erfüllt ist. Allerdings existiert dieser optimale Winkel nicht breitbandig, denn die Empfangshöhe h_2 ändert sich mit der Frequenz. Auch ist er von Prüfling abhängig, denn die Sendehöhe h_1 ist variabel.

Um einen brauchbaren Winkel zu erhalten, müssen typische Werte für die Höhen angenommen werden. Der Einfachheit halber nimmt man die Mitte des Prüflings und die Mitte des Höhenscanbereichs an, also

$$\begin{aligned} h_1 &= 1m \\ h_2 &= 2,5m \end{aligned} \quad (6-27)$$

Dies führt zu den Winkeln

$$\begin{aligned} \varphi_{3m} &= 38^\circ \\ \varphi_{10m} &= 13,9^\circ \end{aligned} \quad (6-28)$$

- Beim Boresighting wird der Winkel der Antenne während des Höhenscans verändert. Es wird mit einem speziellen Antennenmast immer auf die Mitte des Prüflings gezielt. Derzeit gibt es zwei Firmen, die solche Spezialkonstruktionen anbieten, siehe Bild 6-22. Die Steuereinheit stellt den Winkel entsprechend

$$\varphi = \arctan\left(\frac{h_2 - h_1}{R}\right) \quad (6-29)$$

ein, wobei die Zielhöhe h_1 und der Abstand R eingestellt werden müssen. Bei der Standardeinstellung von

$$h_1 = 1m \quad (6-30)$$

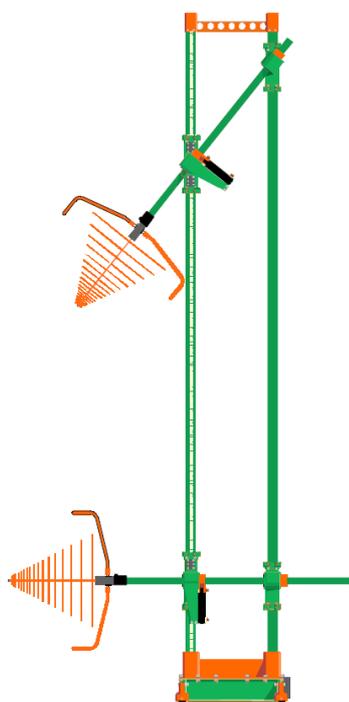
liegen die Winkel in folgenden Bereichen

$$\begin{aligned} 0^\circ &\leq \varphi_{3m} \leq 45^\circ \\ 0^\circ &\leq \varphi_{10m} \leq 16,7^\circ \end{aligned} \quad (6-31)$$

Bei den üblichen Konstruktionen der Masten, siehe Bild 6-22, ändert sich durch das Herunterschwenken der Abstand zum Prüfling. Diese Abstandsänderung ist von der

Empfangshöhe abhängig und nimmt mit der Höhe zu. Durch diesen Umstand kommt es zu einer Änderung der Längen d_1 und d_2 , und somit zu einer anderen Phasenlage. Diese Änderung in der Geometrie müsste berücksichtigt werden, um einen Fehler zu vermeiden. Manche Hersteller, siehe Bild 6-23, verschieben den ganzen Antennenmast mithilfe einer Zugvorrichtung am Boden, um den Abstand konstant zu halten. Wenn sich der Mast nach oben bewegt, wird der Mast näher zum Prüfling gezogen. Die Simulationen beziehen sich auf diesem Fall.

a)



b)



Bild 6-22: Boresight Masten von a) Sunol Sciences [98] b) ETS EMC Test Systems [42]

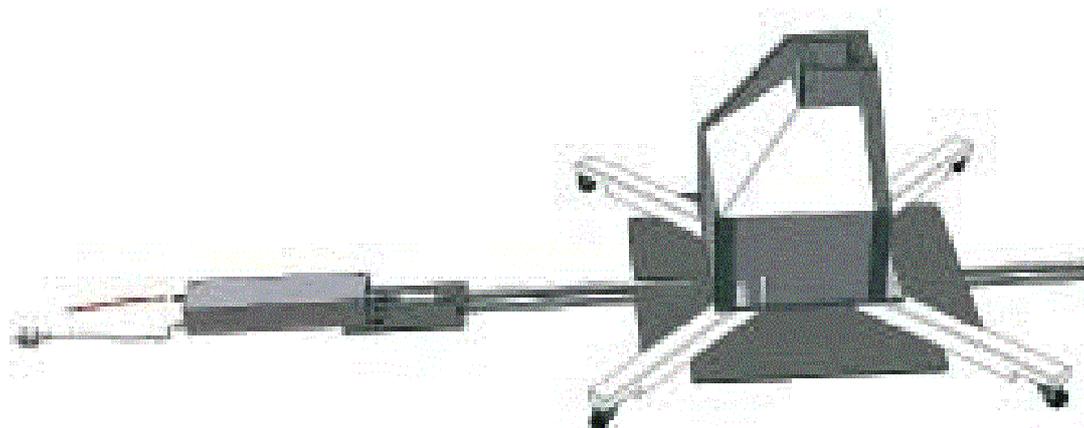


Bild 6-23: Zugvorrichtung zur Korrektur des Abstandes beim Tilting, Innco Systems [53]

Bei der Messung der Störfeldstärke werden breitbandige Antennen eingesetzt. Um den Frequenzbereich von 30 MHz bis 1 GHz abzudecken, kommen bikonische Antennen von 30 MHz bis 200 MHz und logarithmisch periodische Dipol Antennen (LPDA) von 200 MHz bis 1 GHz zum Einsatz. Der Nachteil dabei ist der Antennenwechsel bei 200 MHz der zu einer längeren Messzeit führt. Um die Messzeit zu verkürzen und somit Kosten zu sparen, setzt man Hybridantennen ein, die den gesamten Frequenzbereich abdecken. Es gibt mehrere Hersteller solcher Antennen:

- ETS Lindgren [43]
- Rohde & Schwarz [86]
- Schwarzbeck [91]
- Sunol Sciences [97]
- Teseq [99],

deren Produkte hinsichtlich Konstruktion und Richtdiagramme sehr ähnlich sind. Deshalb wird exemplarisch die VULB 9160 [91] von Schwarzbeck gewählt, deren Richtdiagramme in Bild 6-24 und Bild 6-25 dargestellt sind.

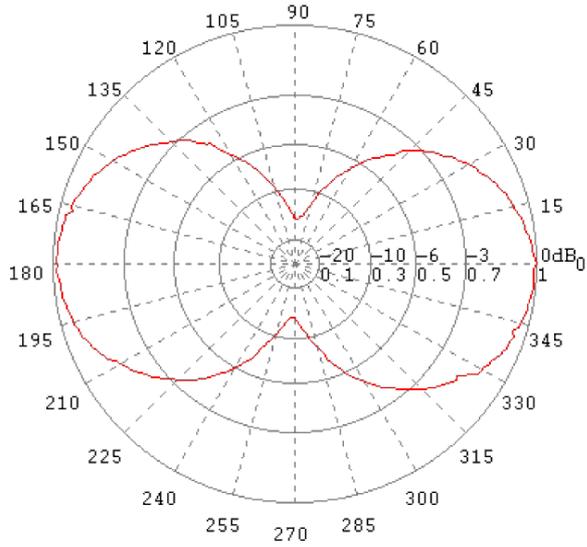
Unterhalb von ca. 150 MHz zeigt die Antenne das Verhalten eines Dipols, wobei die Diagramme der H-Ebene nicht ganz kreisförmig sind. Bei höheren Frequenzen ist die Richtwirkung deutlich zu erkennen und bis 1 GHz ungefähr konstant. Der Gewinn der Antennen liegt in Frequenzbereich von 200 MHz bis 1 GHz bei ca. 7 dBi.

Der durch (6-24) bestimmte Fehler läßt sich mithilfe der Fehlerfortpflanzung aufgrund der komplexen Funktion nicht berechnen. Auch die Unscented Transform Methode ist nicht praktikabel. Somit ist auch hier der Einsatz der Monte Carlo Methode die einzig mögliche Lösung, siehe Anhang B.

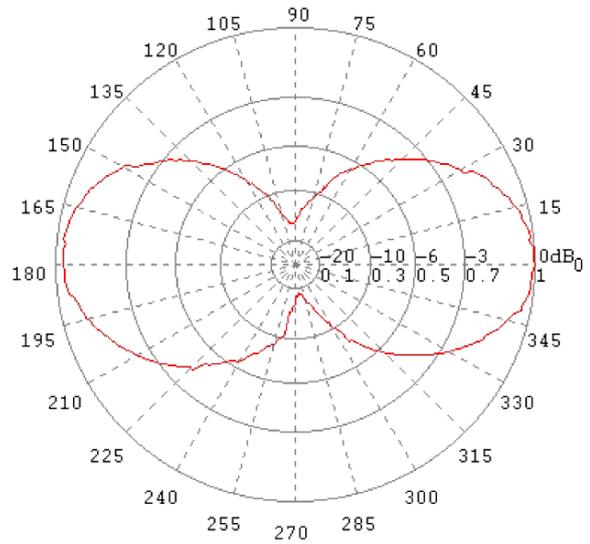
Aus den berechneten Verteilungsfunktionen von ΔE werden der Mittelwert, der gleich der systematischen Abweichung ist, und die Standardabweichung berechnet, siehe Bild 6-27. Für den Messabstand von 10 m sind diese geringer als für 3 m. Dies läßt sich durch die Geometrie erklären, denn die Einfallswinkel sind bei 10 m Messabstand deutlich geringer. Die systematische Abweichung bei 3 m Abstand liegt über 2,5 dB – ein nicht mehr vernachlässigbarer Wert, der beim Emissionstest korrigiert werden muss. Die berechneten Werte sind deutlich höher als die Schätzwerte der Norm, siehe Tabelle 6-1. Die Standardabweichung ist mit 1,2 dB um den Faktor 4,2 höher als der Wert der Norm von 0,29 dB. Interessanterweise liegt der maximale Fehler nicht bei 1 GHz, wo die Richtwirkung am höchsten ist, sondern er liegt bei rund 200 MHz. Der Grund dafür sind die unterschiedlichen Empfangshöhen bei den zwei Frequenzen. Bei 1 GHz wird das Maximum mit einer Wahrscheinlichkeit von 88% zwischen 1 m und 1,5 m gefunden. Bei 200 MHz findet man die maximale Feldstärke deutlich höher. Die Wahrscheinlichkeit liegt bei 57%, dass das Maximum über 1,5 m liegt. In großen Empfangshöhen sind die Einfallswinkel φ_1 und φ_2 größer und somit auch der Fehler höher.

Sowohl durch Tilting als auch durch Boresighting läßt sich der Fehler verringern. Ob sich dieser Aufwand rentiert, ist in Bild 6-26 dargestellt. Der Fehler δA_{dir} ist nur einer der 18 Beiträge zur Messunsicherheit. Ist er sehr klein, unter 0,1 dB, gegenüber den anderen Beiträgen verläuft die Kurve sehr flach. Ist er sehr groß, über 3 dB, dominiert er die Messunsicherheit. Die für beide Abstände und Polarisationen berechnete Messunsicherheit ist in Tabelle 6-2 dargestellt. Dabei ist ersichtlich, dass die Verwendung der alternativen Methoden nur sehr wenig bringt. Der kritischste Fall tritt in einem Abstand von 3 m und bei vertikaler Polarisation zwischen 200 MHz und 1 GHz auf. Dort könnte die Messunsicherheit von 5,62 dB auf 5,43 dB bzw. 5,31 dB verbessert werden.

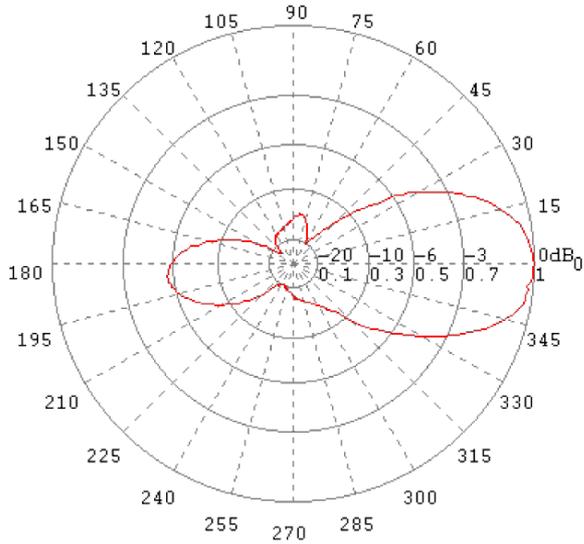
a)



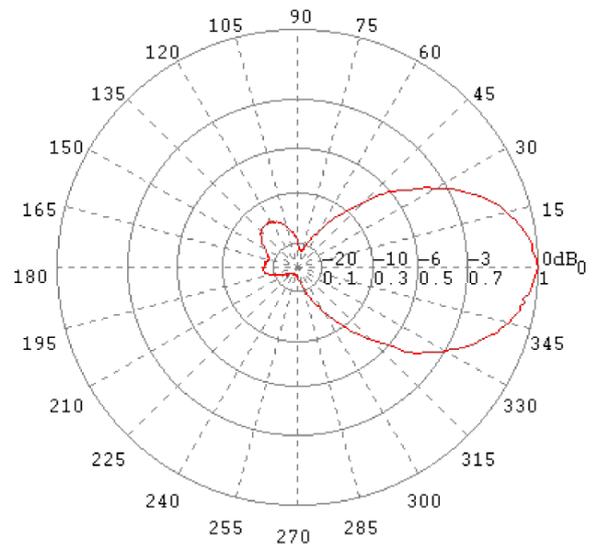
b)



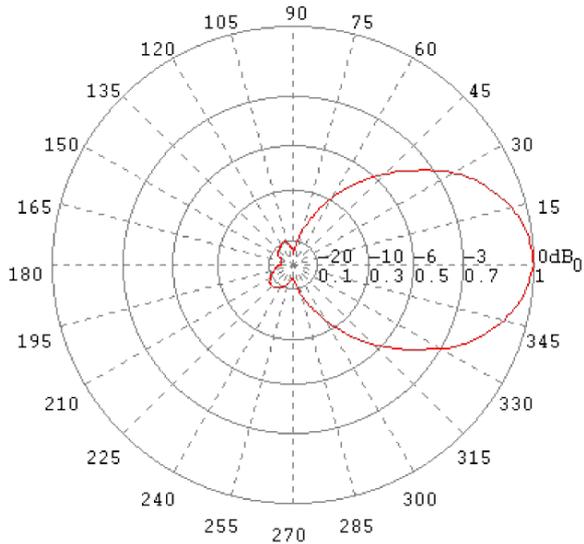
c)



d)



e)



f)

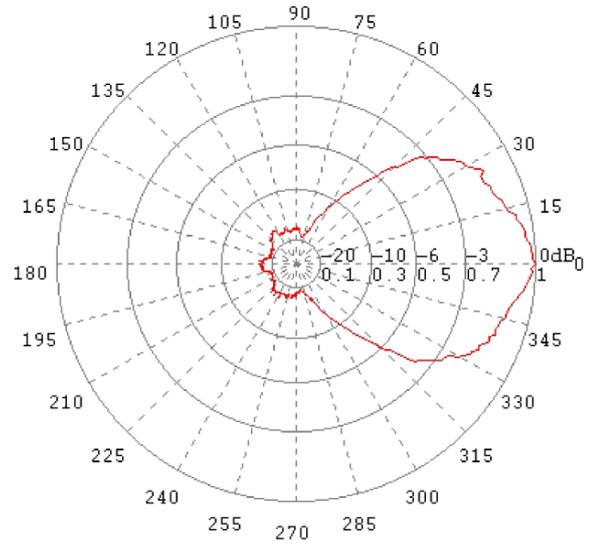


Bild 6-24: E-Ebene Richtdiagramme VULB9160 [91] a) 30 MHz b) 90 MHz c) 150 MHz d) 200 MHz e) 500 MHz f) 1 GHz

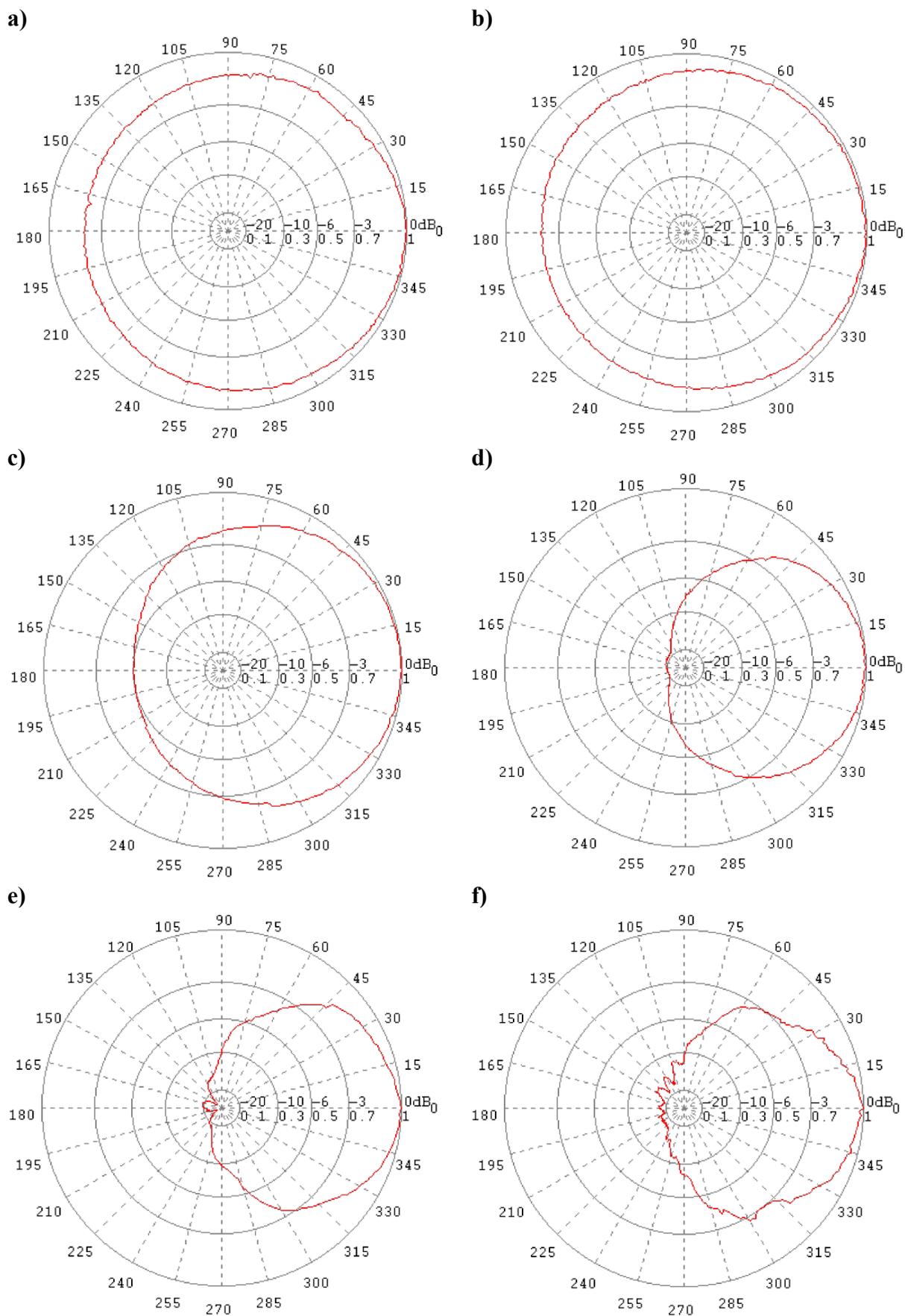


Bild 6-25: H-Ebene Richtdiagramme VULB9160 [91] a) 30 MHz b) 90 MHz c) 150 MHz d) 200 MHz e) 500 MHz f) 1 GHz

Methode	Pol.	R [m]	Messunsicherheit [dB]	
			30 MHz – 200 MHz	200 MHz – 1 GHz
Klassisch	Hor.	3	4,95	5,18
		10	4,94	5,04
	Ver.	3	5,46	5,62
		10	5,02	5,14
Tilting	Hor.	3	4,97	5,23
		10	4,94	5,02
	Ver.	3	5,36	5,43
		10	5,02	5,02
Boresighting	Hor.	3	4,95	5,17
		10	4,94	5,03
	Ver.	3	5,14	5,31
		10	5,02	5,02

Tabelle 6-2: Einfluss von δA_{dir} auf die Messunsicherheit

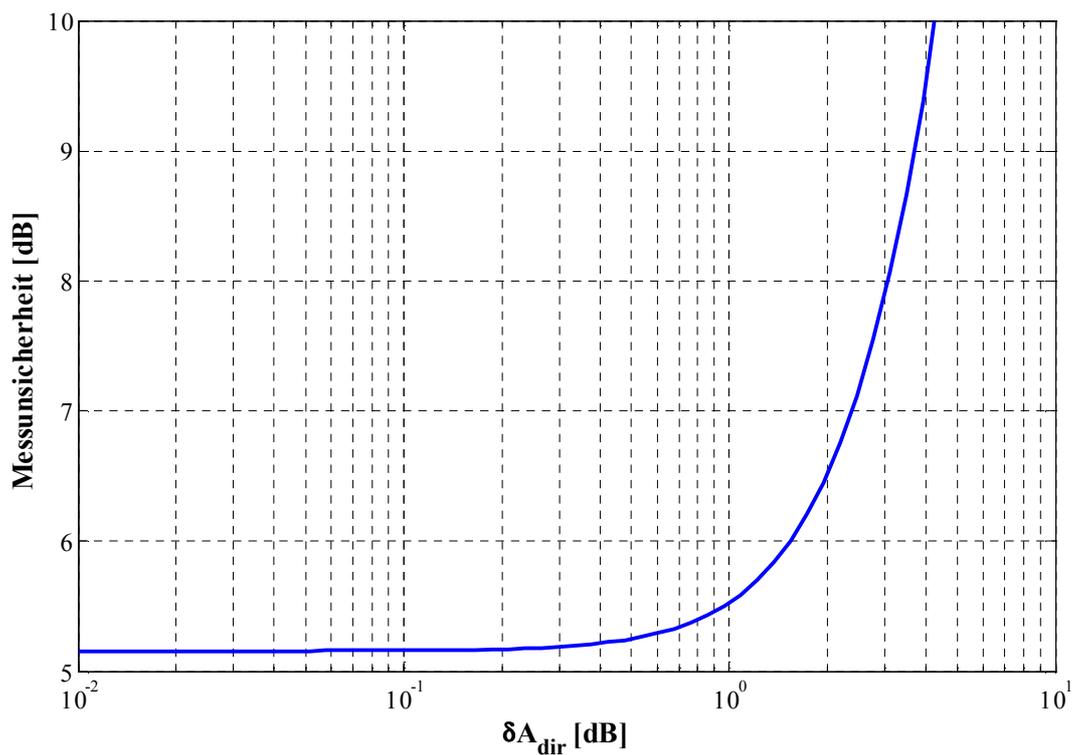
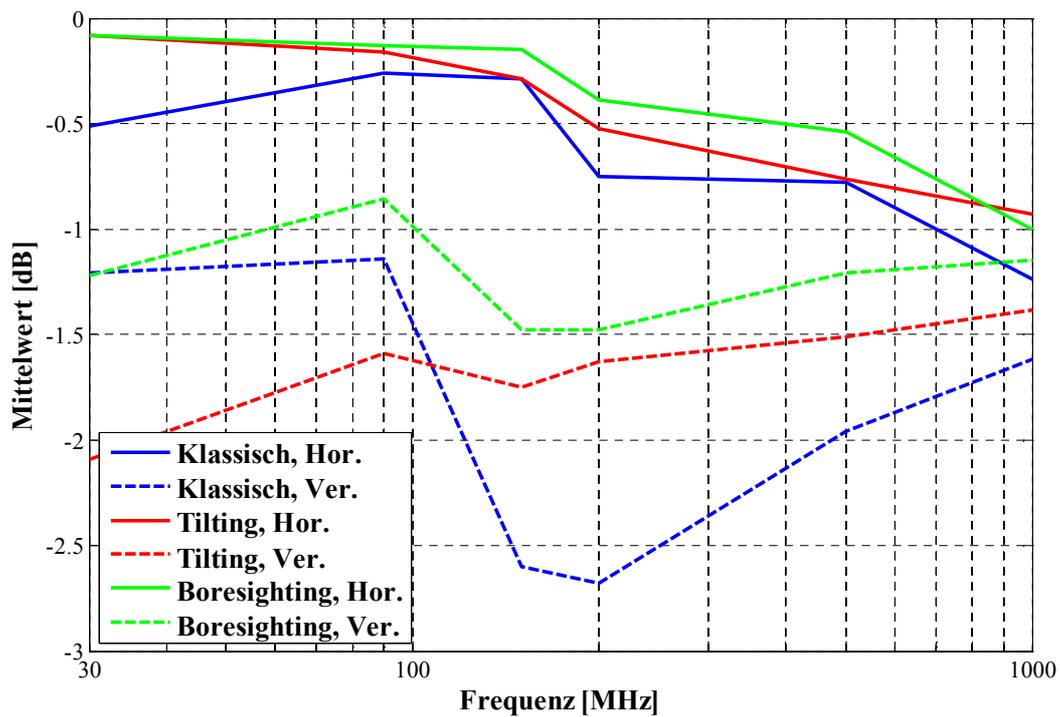


Bild 6-26: Einfluss von δA_{dir} auf die Messunsicherheit

a)



b)

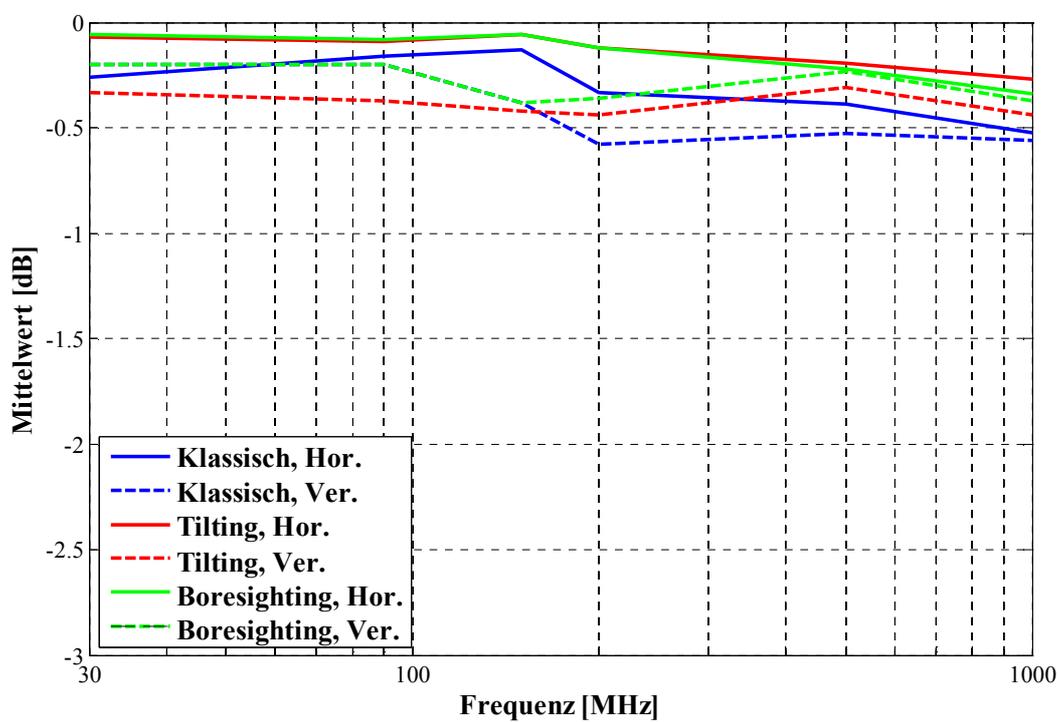
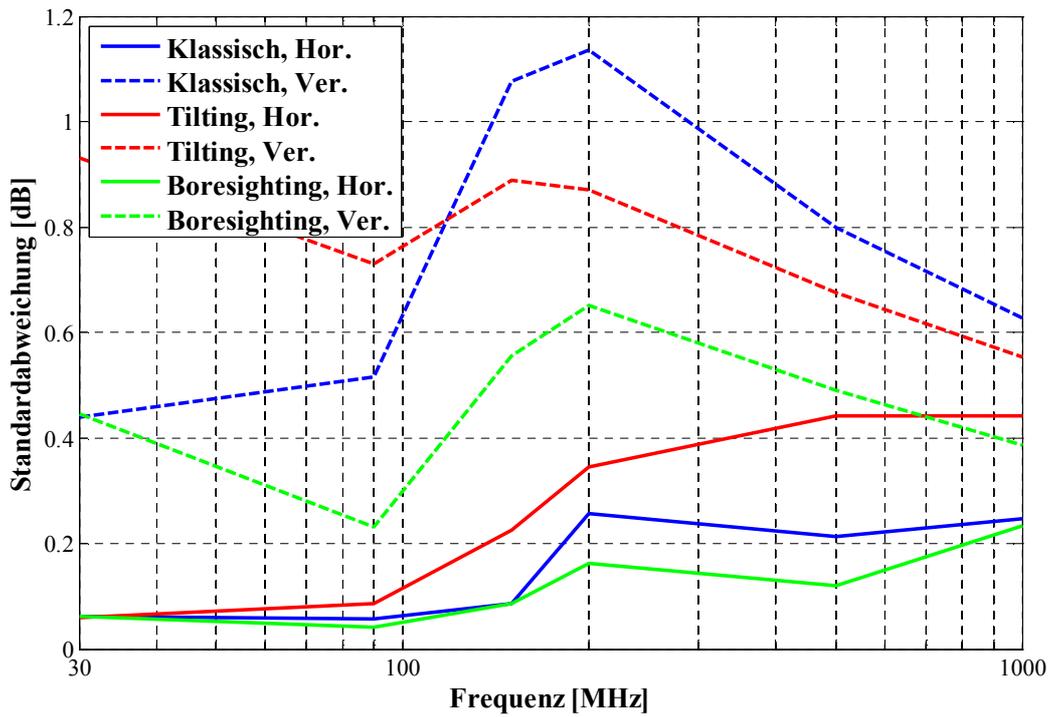


Bild 6-27: Ergebnis der Monte Carlo Simulation, Mittelwert a) 3 m b) 10 m

a)



b)

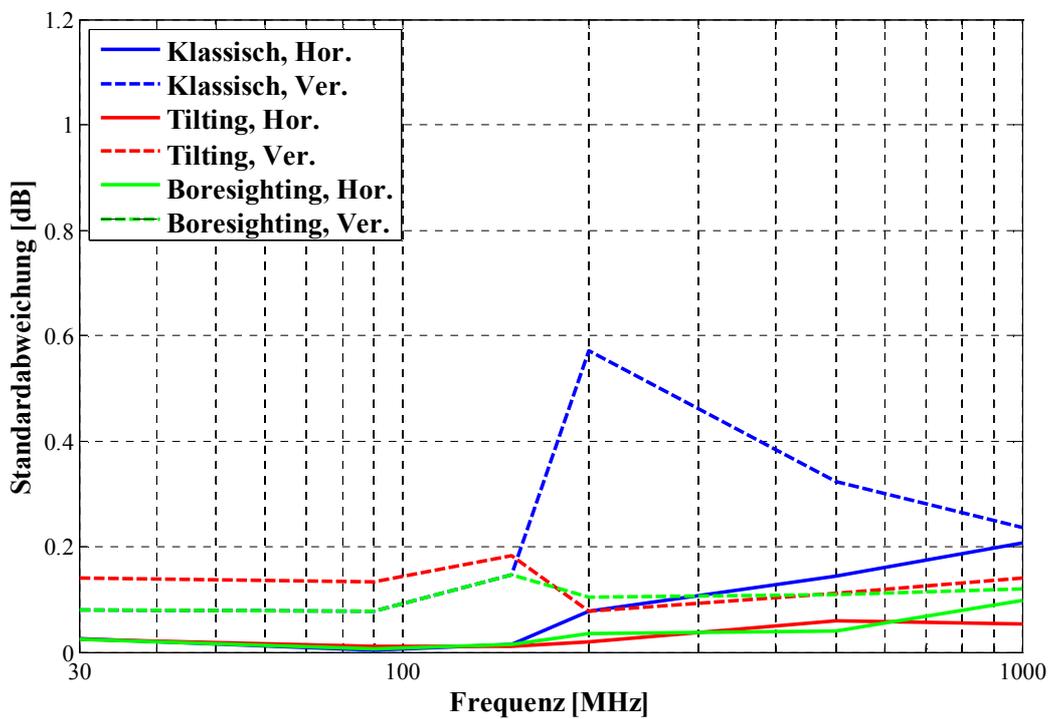


Bild 6-28: Ergebnis der Monte Carlo Simulation, Standardabweichung a) 3 m b) 10 m

6.3 Antennenkalibrierung

Die meistverwendete Methode zur Antennenkalibrierung ist die drei Antennenmethode auf einem Freifeldmessgelände. Sie wurde von A. A. Smith [88] 1982 publiziert und als ANSI C63.5 [10] 1998 genormt. Diese Norm wurde laufend weiterentwickelt [11] und mit einer Messunsicherheitsbetrachtung ausgestattet [12][13], wobei die Methoden der GUM nicht strikt eingehalten wurden.

Begonnen wurde richtigerweise mit der Auflistung sämtlicher Einflussfaktoren. Anstatt ein Modell zu entwickeln und eine Messfunktion aufzustellen, wurden die Standardabweichungen der Eingangsgrößen einfach quadratisch addiert. Trotzdem ist diese Berechnung hilfreich, denn sie listet zumindest teilweise die Einflussfaktoren auf.

Als Messgröße definiert die Norm den Antennenfaktor:

*Ratio of the electric field in the polarization of the antenna to the voltage induced across the load connected to the antenna and expressed in decibel form ($20 \log(E/V_0)$).*¹⁷

Wobei in der Nähe der Antenne keine Objekte sind, die durch Kopplung den Antennenfaktor beeinflussen könnte:

The antenna factor that is not influenced by adjacent objects.

Diese Definition des Freiraumantennenfaktors ist hinsichtlich der verschiedenen Emissionsmessverfahren (Freifeldmessgelände, Absorberhalle, ...) günstig gewählt, jedoch nicht ganz präzise. Im Gegensatz zu bikonischen Antennen ist die Richtwirkung von logarithmisch periodischen Dipol Array (LPDA) Antennen signifikant. Weiters ist nicht näher definiert, wie das elektrische Feld aussieht, das die Antenne bestrahlt. Deshalb muss zusätzlich definiert werden, dass die Antenne von einer homogenen ebenen Welle bestrahlt wird, die in der Hauptstrahlrichtung der Antenne einfällt.

Die Kalibriermethode basiert auf drei Felddämpfungsmessungen, A_1 bis A_3 , siehe Bild 6-29, wodurch sich aus drei Gleichungen die drei unbekanntenen Antennenfaktoren AF_1 bis AF_3 berechnen lassen (im logarithmischen Maßstab)¹⁸

$$\begin{aligned} AF_1 + AF_2 &= A_1 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \\ AF_1 + AF_3 &= A_2 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \\ AF_2 + AF_3 &= A_3 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \end{aligned} \quad (6-32)$$

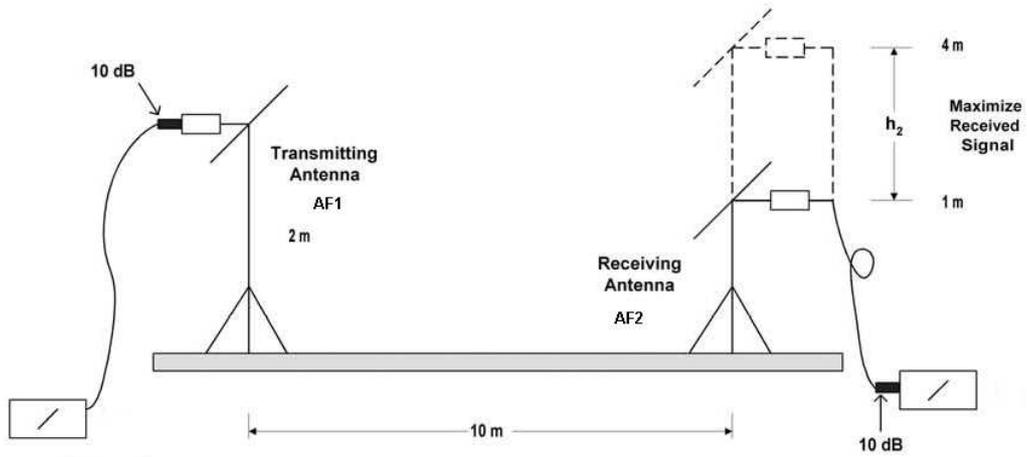
Die Messfrequenz f_M wird in MHz eingesetzt. Die Geometrie des Messaufbaues (Abstand, Höhen, Richtdiagramme) ist in E_D^{\max} abgebildet, und kann als Normierung gesehen werden, siehe Tabelle 6-3. Sie entspricht dem elektrischen Feld, in $[\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})]$, am Empfangsort, wenn als Sendeantenne ein Halbwellendipol mit einer Leistung von 1 pW gespeist wird¹⁹.

¹⁷ In den USA ist der unpräzise Umgang mit Einheiten und Zahlwerten durchaus üblich. Das Argument des Antennenfaktors, ausgedrückt in dB, ist keine dimensionslose Größe. Eine vollständige Erklärung ist auf Seite 64 zu finden.

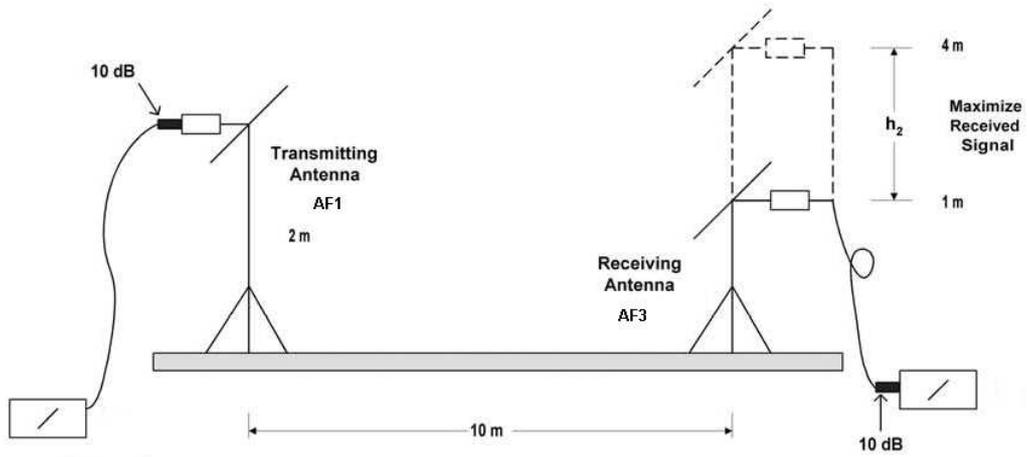
¹⁸ Für den Anwender des Endergebnisses mag so eine Darstellung durchaus praktisch sein, jedoch ist das Nachvollziehen der Ableitung sehr aufwändig.

¹⁹ Warum Smith diese umständliche Normierung wählte, ist unklar. Eventuell um den Wertebereich von E_D^{\max} nahe an 0 dB zu legen. Bei der Normierung W , bzw. $\text{dB}[V/\text{m}]$ lägen sie rund um -120 dB.

a)



b)



c)

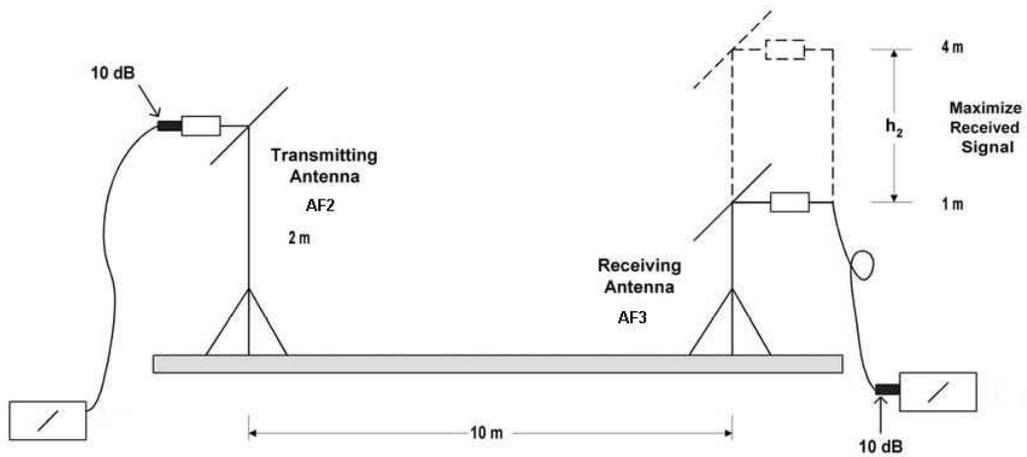


Bild 6-29: Felddämpfungsmessungen a) A₁ b) A₂ c) A₃ auf den Freifeldmessgelände aus [13]

Frequenz [MHz]	E_D^{\max} [dB(μ V/m)]	Frequenz [MHz]	E_D^{\max} [dB(μ V/m)]
30	-4,76	200	2,63
35	-3,56	300	2,71
40	-2,55	400	2,71
45	-1,69	500	2,57
50	-0,95	600	2,63
60	0,24	700	2,67
70	1,09	800	2,69
80	1,69	900	2,71
90	2,05	1000	2,72
100	2,21		
120	2,39		
140	2,49		
160	2,56		
180	2,60		

Tabelle 6-3: EDmax aus [13]

Der Zahlenwert 48,92 dB ergibt sich durch Logarithmieren des wiederum dimensionsbehafteten Arguments

$$20 \log \left(Z \lambda_M \sqrt{\frac{G_D}{4\pi\eta}} \right) = 48,92 \quad (6-33)$$

ZBezugsimpedanz des Messsystems, 50 Ω

λ_M Wellenlänge bei 1 MHz, 300 m

G_D Gewinn eines Halbwellendipols, 1,64

ηFeldwellenwiderstand des leeren Raumes, 377 Ω

Durch Umformen erhält man die drei Antennenfaktoren.

$$AF_1 = 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} + A_1 + A_2 - A_3)$$

$$AF_2 = 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} + A_1 - A_2 + A_3) \quad (6-34)$$

$$AF_3 = 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} - A_1 + A_2 + A_3)$$

Bevor anhand von (6-34) die Messfunktion aufgestellt werden kann, werden mit Hilfe von [13] die Einflussfaktoren aufgelistet.

- Rauschen des NWA: Der Einfluss des Rauschens des Netzwerkanalysators (NWA) ist umso höher, je größer die gemessene Dämpfung ist. Bei kleinen Dämpfungen strebt die Unsicherheit des NWA nicht gegen null, sondern die Quantisierungsunschärfe wird bemerkbar.
- Quantisierungsunsicherheit des NWA: Die Quantisierungsunsicherheit kommt durch die beschränkte Bitzahl des Analog-Digital-Wandlers zustande. Sie ist zwar sehr klein, wird jedoch berücksichtigt.
- Linearität des NWA: Da keine großen Signale (< -10 dBm) an dem Eingang des NWA anliegen, ist der Einfluss der Nichtlinearität vernachlässigbar.
- Frequenz: Die Frequenzgenauigkeit des NWA ist sehr hoch; wird aber der Vollständigkeit halber angeführt.
- Kabeldämpfung: Temperaturänderungen, bedingt durch direkte Sonneneinstrahlung, können signifikant sein. Dieser Einflussfaktor kann vernachlässigt werden, indem man die Kabeldämpfung vor und nach der Antennenkalibrierung misst, um die Konstanz zu gewährleisten. Meng [35] empfiehlt diese Prozedur, falls sich die Temperatur um mehr als 8°C ändert. Die Änderung der Dämpfung, die durch Lageänderungen des Kabels hervorgerufen wird, kann im Frequenzbereich unter 1 GHz vernachlässigt werden.
- Stecker: Die Dämpfung jeder Steckerverbindung ändert sich bei jedem Verbindungsaufbau. Verwendet man Präzisionsstecker, kann diese im Frequenzbereich unter 1 GHz vernachlässigt werden.
- Stehende Wellen: Auf jedem Kabel bilden sich stehende Wellen, denn die Anpassung ist auf beiden Seiten nicht perfekt. Um den Einfluss zu verringern, werden Abschwächer verwendet. Der Abschwächer dämpft zwar die hinlaufende Welle, jedoch wird die reflektierte Welle doppelt so hoch bedämpft, da sie den Abschwächer ein zweites Mal passieren muss.
- Freifeldmessgelände: Durch Reflexionen an den Seiten der metallischen Groundplane wird die Einfügedämpfung zwischen den Antennen verändert.
- Phasenzentrum: Die Messgröße, siehe Seite 77, sieht die Bestrahlung mit einem homogenen ebenen Feld vor. In der Praxis läßt sich dieses theoretische Feld nicht erzeugen, denn dafür wäre eine unendliche starke Punktquelle in einem unendlich großem Abstand nötig. Da bei der Kalibrierung das Feld durch eine zweite Antenne in einem endlichen Abstand erzeugt wird, kommt es zu einer Inhomogenität in Ausbreitungsrichtung. Bei LPDA Antennen ist die Spitze der Antenne einem höheren Feld ausgesetzt als der hintere Teil.
- Richtwirkung: Die in der Norm angegebenen Werte von E_D^{\max} sehen eine Rundstrahlcharakteristik vor, welche bei bikonischen Antennen gegeben ist. Für LPDA Antennen müssten die Werte angepasst werden, falls die Antennendiagramme aller drei verwendeten Antennen bekannt sind. Da dies kaum der Fall ist, wird mit typischen Diagrammen gerechnet und der Restfehler abgeschätzt.
- Nahfeldkopplung: Antennen verändern durch Kopplung mit der Groundplane und untereinander ihre Impedanz und somit ihren Antennenfaktor [25]. Da die Messgröße dies nicht vorsieht, wird der bestimmte Antennenfaktor auf den Freiraumantennenfaktor umgerechnet. Das Computerprogramm NEC [22] ist für diese Umrechnung sehr gut geeignet. Für bikonische Antennen ist diese Korrektur nicht perfekt und wird durch einen Restfehler berücksichtigt. Bei LPDA Antennen wird ein Fehlerbeitrag angenommen. Weiters koppeln Antennen mit den konduktiven und dielektrischen Teilen

der Antennenmaste und den Kabeln. Diese Beiträge müssen durch Messungen, bzw. Simulation bestimmt und berücksichtigt werden.

- Geometrie: In der Norm sind bestimmte Antennenhöhen und der Abstand spezifiziert. Bei der praktischen Durchführung einer Kalibrierung kommt es zu unvermeidlichen Toleranzen beim Aufbau.
- Vertikale Ausrichtung: Bei direktiven Antennen, z.B. LPDA Antennen, müssen diese präzise aufeinander ausgerichtet werden. Da dies selbst mit freiem Auge recht genau funktioniert, ist der Einflussfaktor vernachlässigbar klein.
- Horizontale Ausrichtung: Werden linear polarisierte Antennen nicht exakt parallel ausgerichtet, erhöht sich die Einfügedämpfung. Da in der Praxis die Ausrichtung mit Wasserwaagen sehr genau ist, kann dieser Einflussfaktor ebenfalls vernachlässigt werden.

Da man eine große Anzahl von Einflussfaktoren, welche frequenzabhängig sind, berücksichtigt und die Übersicht nicht verlieren möchte, stellt man die Messfunktion in mehreren Teilen dar. Diese benötigt lineare Größen, um die Berechnungsverfahren korrekt anwenden zu können.

Bei bikonischen Antennen gewinnt man den Freiraumantennenfaktor AF_{FS} aus dem Ergebnis der Dreiantennenmethode AF_{SSM} indem der von der Balunimpedanz²⁰ abhängige Korrekturfaktor AF_{corr} berücksichtigt wird, siehe Tabelle 6-4.

$$AF_{FS} = \frac{AF_{SSM}}{10^{\frac{AF_{corr} + \Delta AF_{corr}}{20}}} \quad (6-35)$$

Windler [101] bestimmte die Genauigkeit dieses Korrekturfaktors ΔAF_{corr} durch Messung an sieben kommerziell verfügbaren bikonischen Antennen mit $\pm 0,25$ dB, eine Rechteckverteilung angenommen. Für alle drei Antennen wird eine Balunimpedanz von 200 Ω angenommen.

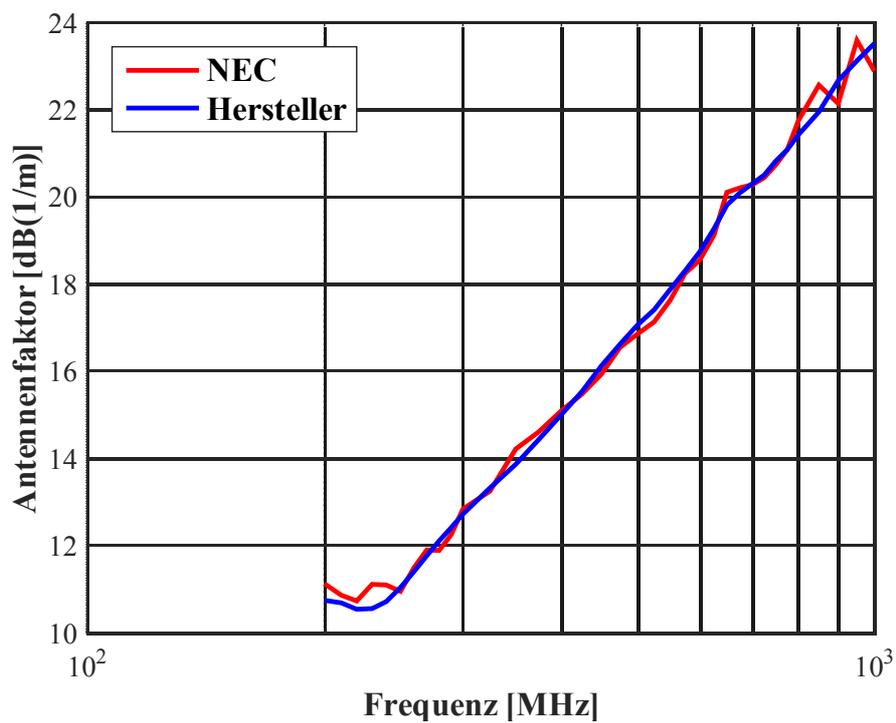
Für LPDA Antennen gibt es keine Publikation auf die man zurückgreifen kann, wodurch die Kopplung selbst durch Simulation bestimmt werden muss. Zu diesem Zweck werden zwei typische Antennenmodelle ausgewählt, die VULP 9118A [90] und die EMCO 3146 [40], deren Geometriedaten bekannt sind. Das NEC Simulationsmodell von Kriz [70] wird an diese beiden Typen angepasst. Verifiziert wird die Simulation indem der gemessene und der simulierte Antennenfaktor verglichen wird, siehe Bild 6-30. Bei beiden Modellen liegt die Abweichung im Antennenfaktor bei unter 1 dB. Eine Ausnahme davon ist die EMCO 3146 bei ca. 400 MHz. Unter dem Dipolstab, der bei dieser Frequenz seine Resonanz hat, ist die Montagevorrichtung aus Pertinax® angebracht, die in der Simulation nicht berücksichtigt wird, siehe Bild 6-31. Offensichtlich hat diese einen Einfluss auf den Antennenfaktor.

²⁰ Der Balun, abgekürzt für *Balanced – Unbalanced Transformer*, transformiert das unsymmetrische Signal am koaxialen Antennenkabel in ein symmetrisches Signal, das an den Antennenelementen anliegt. Er ist essentiell, um Mantelströme am Antennenkabel zu verhindern, die selbst als Antenne wirken. Meist realisiert als Transformator mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:1 oder 1:2 [95], wodurch eine Impedanztransformation auf 50 Ω bzw. 200 Ω stattfindet.

Frequenz [MHz]	Korrekturfaktor [dB]	
	50 Ω	200 Ω
30	0,13	0,15
35	0,09	0,11
40	0,06	0,08
45	0,02	0,06
50	0,03	0,07
55	0,13	0,11
60	0,37	0,17
65	0,49	0,20
70	0,25	0,16
75	-0,14	0,05
80	-0,45	-0,08
85	-0,44	-0,17
90	-0,34	-0,19
95	-0,21	-0,18
100	-0,06	-0,16
105	0,05	-0,10
110	0,13	-0,04
115	0,19	0,03
120	0,20	0,10
125	0,17	0,12
130	0,13	0,13
135	0,07	0,11
140	-0,01	0,07
145	-0,06	0,00
150	-0,11	-0,07
155	-0,13	-0,14
160	-0,12	-0,21
165	-0,10	-0,24
170	-0,06	-0,25
175	0,00	-0,24
180	0,05	-0,18
185	0,09	-0,12
190	0,12	-0,05
195	0,14	0,03
200	0,15	0,08

Tabelle 6-4: Korrekturfaktor AFcorr aus [13]

a)



b)

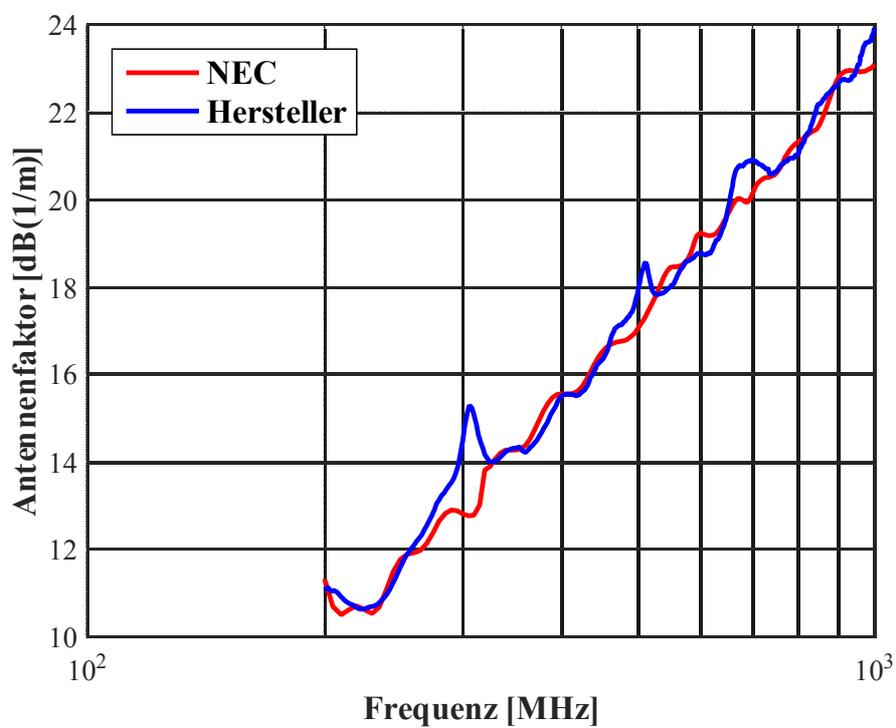


Bild 6-30: Verifikation des NEC Simulationsmodells a) VULP 9118A b) EMCO 3146

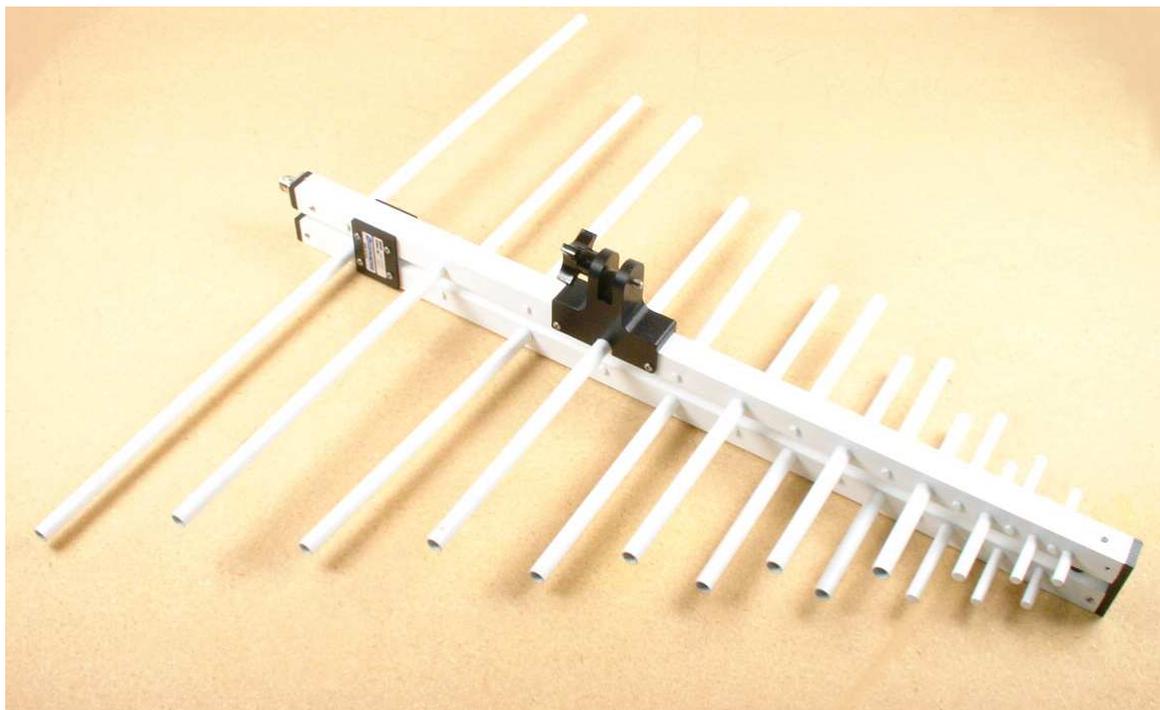


Bild 6-31: Foto der EMCO 3146

Die Kopplung wird berechnet, indem man eine homogene ebene Welle auf die Antenne und ihr Spiegelbild einfallen läßt; NEC Code siehe Anhang B. Den Abstand der beiden Antennen variiert man zwischen 2 m und 8 m, korrespondierend zum Höhenscan zwischen 1 m und 4 m. Die Ergebnisse dieser Simulation sind in Bild 6-32 dargestellt. Die Kopplung nimmt mit zunehmender Höhe ab, wodurch sich der Antennenfaktor dem Freiraumantennenfaktor annähert, ähnlicher einer abklingender Schwingung. Sowohl Amplitude als auch Phase dieser Schwingung sind vom Antennenmodell abhängig.

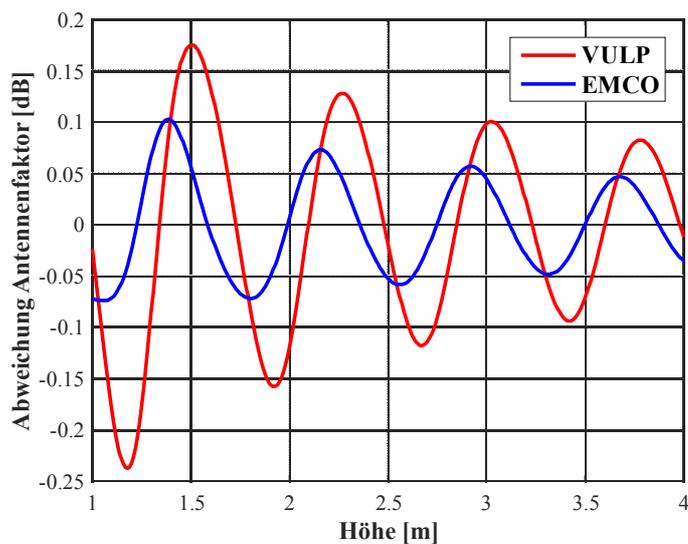
Für die Modellierung der Höhenabhängigkeit müssen die Antennenhöhen bekannt sein, siehe Tabelle 6-5.

Frequenz [MHz]	Höhe Sendeantenne [m]	Höhe Empfangsantenne [m]
200	2	1,95 m
500	2	2,35 m
1000	2	1,15 m

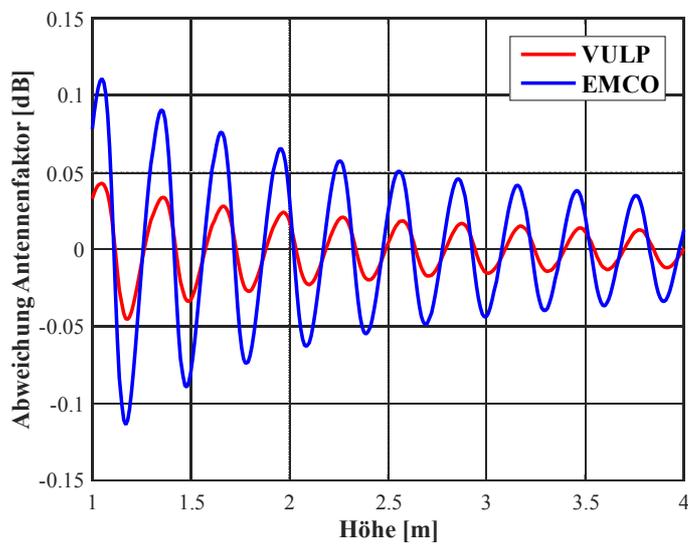
Tabelle 6-5: Antennenhöhen

Neben der Kopplung der Antennen mit der Groundplane besteht auch eine Kopplung zwischen beiden Antennen. Die Größenordnung dieser Einflussgröße wird ebenfalls mittels NEC bestimmt. Dazu wird die Dämpfung zwischen den Antennen bestimmt, während der Abstand variiert wird. Der Fehler wird bestimmt, indem Fernfeldbedingungen angenommen werden und auf die Dämpfung im Unendlichen normiert wird, siehe Bild 6-33. Aufgrund der geringen Größenordnung von weniger als 0,02 dB wird dieser Einflussfaktor vernachlässigt.

a)



b)



c)

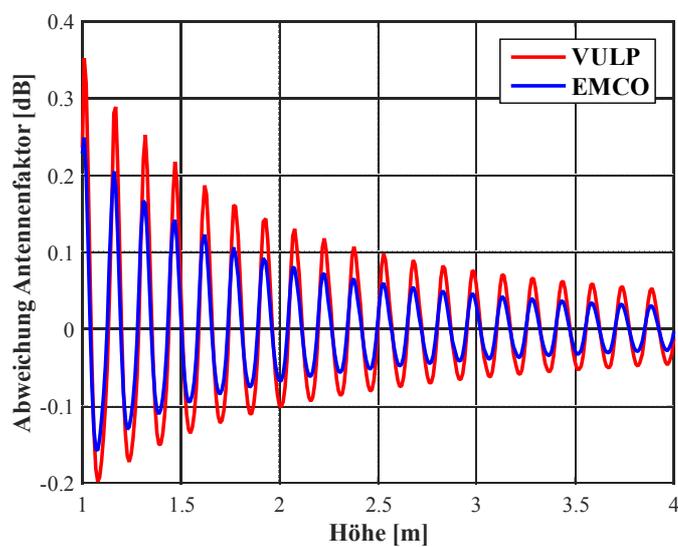


Bild 6-32: Höhenabhängigkeit des Antennenfaktors a) 200 MHz b) 500 MHz c) 1 GHz

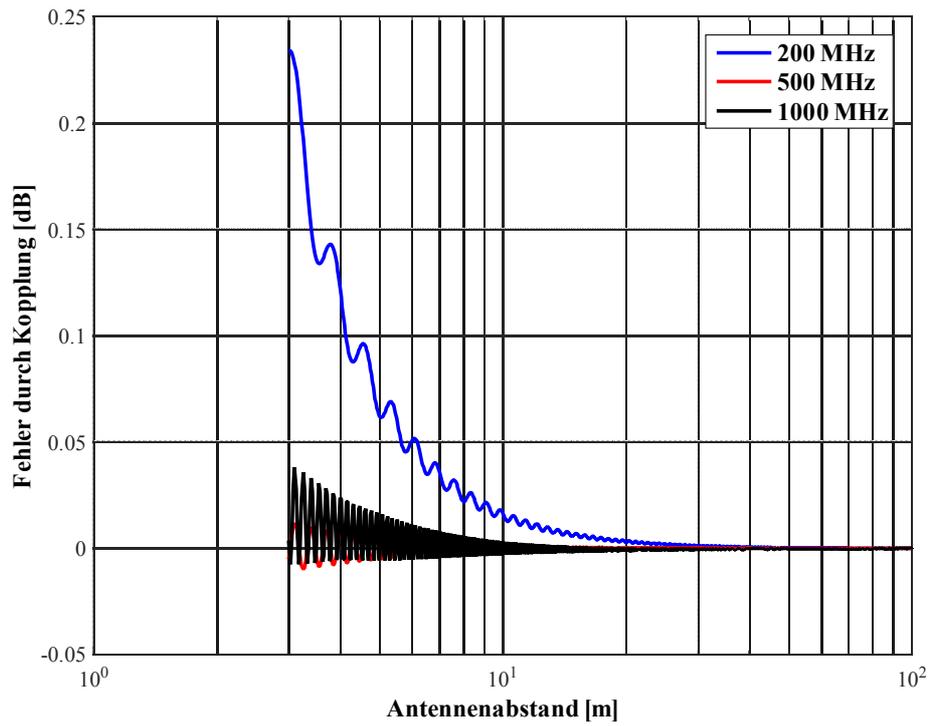


Bild 6-33: Fehler durch Kopplung der beiden Antennen

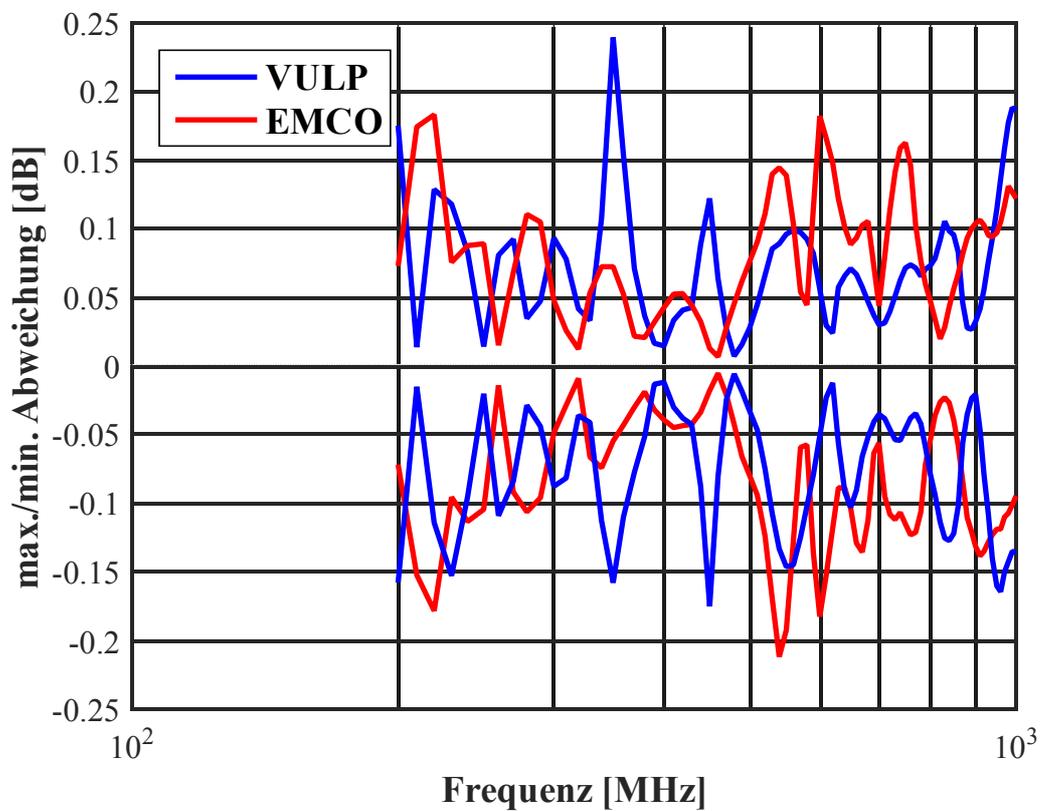


Bild 6-34: Höhenabhängigkeit im Bereich 1,5 m und 2,5 m

Bild 6-34 zeigt die Abhängigkeit der Höhenabhängigkeit von der Frequenz im Bereich von 1,5 m und 2,5 m. Wie in Tabelle 6-5 gezeigt, ist das der Bereich in dem die Antennen aufgestellt werden. Ein Ausnahme davon ist die Messung bei 1 GHz, bei der die Empfangsantenne niedriger steht und ein höherer Wert angenommen werden muss.

Um die Höhenabhängigkeit zu modellieren wird in Formel (6-32) zu jedem Antennenfaktor die Differenz $\Delta AF(h)$ addiert.

$$\begin{aligned} AF_1 + \Delta AF_1(h_{TX}) + AF_2 + \Delta AF_2(h_{RX}) &= A_1 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \\ AF_1 + \Delta AF_1(h_{TX}) + AF_3 + \Delta AF_3(h_{RX}) &= A_2 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \\ AF_2 + \Delta AF_2(h_{TX}) + AF_3 + \Delta AF_3(h_{RX}) &= A_3 + 20 \log(f_M) - 48,92 + E_D^{\max} \end{aligned} \quad (6-36)$$

Durch Umformen erhält man eine modifizierte Gleichung (6-34)

$$\begin{aligned} AF_1 &= 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} + A_1 + A_2 - A_3 + 2\Delta AF_1(h_{TX}) + \Delta AF_2(h_{RX}) - \Delta AF_2(h_{TX})) \\ AF_2 &= 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} + A_1 - A_2 + A_3 + \Delta AF_2(h_{TX}) + \Delta AF_2(h_{RX})) \\ AF_3 &= 10 \log(f_M) - 24,46 + \frac{1}{2} (E_D^{\max} - A_1 + A_2 + A_3 - \Delta AF_2(h_{RX}) + \Delta AF_2(h_{TX}) + 2\Delta AF_3(h_{RX})) \end{aligned} \quad (6-37)$$

Aus Bild 6-32 und Bild 6-34 werden für Sende- und Empfangsantennen die benötigten Einflussfaktoren ΔAF abgeschätzt, siehe Tabelle 6-6.

Frequenz [MHz]	ΔAF_{1TX} [dB]	ΔAF_{2TX} [dB]	ΔAF_{2RX} [dB]
200	0,2	0,2	0,2
500	0,2	0,2	0,2
1000	0,2	0,2	0,3

Tabelle 6-6: Einflussfaktor ΔAF

Somit gibt es analog zu Formel (6-35), die für bikonische Antennen gilt, auch eine für LPDA Antennen. Für Antenne 1 gilt

$$AF_{FS} = AF_{SSM} \times F(10^{\frac{\Delta AF_1}{20}} - 1) \times \left(\frac{1}{2} F(10^{\frac{\Delta AF_{2TX}}{20}} - 1) + \frac{1}{2} \right) \times \left(\frac{1}{2} F(10^{\frac{\Delta AF_{2RX}}{20}} - 1) + \frac{1}{2} \right) \quad (6-38)$$

Erläuterungen zur U-förmigen Verteilung F sind im Anhang A zu finden.

Aus Formel (6-34) bzw. (6-38) gewinnt man den nächsten Teil für Antenne 1, wobei man jedoch E_D^{\max} nicht kürzt.

$$AF_{SSM} = 10^{\frac{24,46}{20}} \sqrt{\frac{E_{D1}^{\max} \times E_{D2}^{\max} \times A_1 \times A_2}{E_{D3}^{\max} \times A_3}} \times f \times (1 + \Delta f) \times (1 + \Delta S) \quad (6-39)$$

Dies hat den Vorteil die Geometrie richtig zu modellieren, denn die Toleranzen beim Messaufbau sind teilweise korreliert. Der Fehler der Messfrequenz Δf wird der Vollständigkeit halber mittels Normalverteilung modelliert. Die Standardabweichung liegt bei 1 ppm, siehe [3], und könnte ebenso vernachlässigt werden.

Bei Kriz [70] wurde durch Simulation gezeigt, dass der Einfluss des Freifeldmessgeländes von der Richtcharakteristik abhängig ist. Da bei bikonischen Antennen diese faktisch identisch ist, ist der Einflussfaktor ΔS zwischen den drei Messungen korreliert. Obwohl dies für LPDA Antennen nur ansatzweise gilt, wird dieselbe Vorgehensweise gewählt. Da der Einflussfaktor hier deutlich geringer ist, ist dieser Ansatz gerechtfertigt.

Am einfachsten ist es, ΔS aus den Messdaten zur Validierung des Freifeldmessgeländes abzuleiten. Nach CISPR 16-1-4 [27] wird die Streuung der Felddämpfung an mehreren Positionen auf der Groundplane bestimmt, siehe Bild 6-35. Daraus werden $\Delta S=0,15$ dB für bikonische Antennen und $\Delta S=0,1$ dB für LPDA Antennen abgelesen, eine Rechteckverteilung wird angenommen.

Mithilfe der Antennengeometrie, siehe Bild 6-29, wird E_D^{\max} bestimmt. Für bikonische Antennen mit zirkularem Richtdiagramm in der H-Ebene gilt

$$E_{DN}^{\max} = \max \left(\sqrt{49,2} \left| \frac{e^{-j\beta d_{N1}}}{d_{1N}} - \frac{e^{-j\beta d_{2N}}}{d_{2N}} \right| \right) \Bigg|_{1m \leq h_2 \leq 4m} \quad (6-40)$$

Bei LPDA Antennen müssen die Richtdiagramme der Sendeantenne H_{TX} und Empfangsantenne H_{RX} in der H-Ebene berücksichtigt werden.

$$E_{DN}^{\max} = \max \left(\sqrt{49,2} \left| \frac{e^{-j\beta d_{N1}}}{d_{1N}} H_{TX}(\varphi_{1N}) \times H_{RX}(\varphi_{1N}) - \frac{e^{-j\beta d_{2N}}}{d_{2N}} H_{TX}(\varphi_{2N}) \times H_{RX}(\varphi_{2N}) \right| \right) \Bigg|_{1m \leq h_2 \leq 4m} \quad (6-41)$$

Die Richtdiagramme typischer LPDA Antennen sind konstruktionsbedingt ähnlich, siehe Bild 6-36. Deshalb ist es möglich, die Streuung innerhalb eines gewissen Toleranzschlauches abzuschätzen.

Die Formel für den Toleranzschlauch lautet

$$H_{Max}(\varphi) = \cos(\varphi)^\alpha \quad (6-42)$$

bzw.

$$H_{Min}(\varphi) = \cos(\varphi)^\beta \quad (6-43)$$

mit den Parametern aus Tabelle 6-7.

Frequenz	α	β
200 MHz	0,05	0,2
500 MHz	0,1	0,4
1 GHz	0,05	0,4

Tabelle 6-7: Parameter des Toleranzschlauches

Für die Berechnung von E_D^{\max} werden je nach verwendeten Hilfsantennen, in diesem Fall VULSP9111B, die entsprechenden Richtdiagramme verwendet. Die Berücksichtigung des Richtdiagramms der zu kalibrierenden Antennen ist nicht praktikabel, da dieses in vielen Fällen zusätzlich bestimmt werden müsste. Stattdessen wird mit einem Diagramm gearbeitet, welches innerhalb des Toleranzschlauches liegt, um diese Streuung zu berücksichtigen.

Dieses hat die Formel

$$H(\varphi) = \cos(\varphi)^x \quad \{\alpha \leq x \leq \beta\} \quad (6-44)$$

wobei x gleichverteilt zwischen α und β angenommen wird.

Die Strahlängen d_{1N} und d_{2N} , enthalten neben dem Messabstand d , die Phasenzentrumskorrektur PC und die Antennenhöhen h_1 und h_2 . Die Toleranzen Δd_N und Δh_{XN} werden mit 4 cm, bzw. 1 cm abgeschätzt, wobei eine Rechteckverteilung zugrunde gelegt wird.

$$d_{1N} = \sqrt{(d + \Delta d_N + PC(f))^2 + (h_1 + \Delta h_{1N} - h_2 - \Delta h_{2N})^2} \quad (6-45)$$

$$d_{2N} = \sqrt{(d + \Delta d_N + PC(f))^2 + (h_1 + \Delta h_{1N} + h_2 + \Delta h_{2N})^2} \quad (6-46)$$

Die Ein- und Austrittswinkel der Strahlen in die Antennen ergeben sich mittels

$$\varphi_{1N} = \arctan\left(\frac{h_2 + \Delta h_{2N} - h_1 - \Delta h_{1N}}{d + \Delta d_N}\right) \quad (6-47)$$

$$\varphi_{2N} = \arctan\left(\frac{h_2 + \Delta h_{2N} + h_1 + \Delta h_{1N}}{d + \Delta d_N}\right) \quad (6-48)$$

In der Norm ist festgelegt

$$h_1 = 2m \quad (6-49)$$

$$d = 10m \quad (6-50)$$

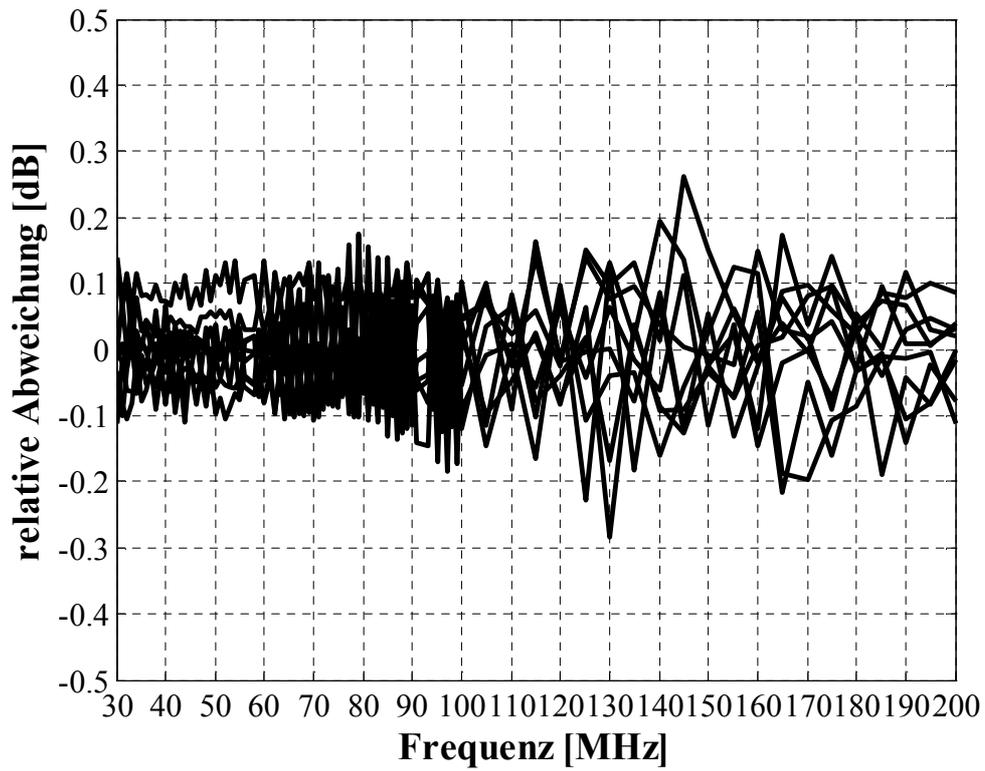
Die Kreiswellenzahl β

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (6-51)$$

folgt aus der Wellenlänge λ und der Lichtgeschwindigkeit c_0 .

$$\lambda = \frac{f \cdot (1 + \Delta f)}{c_0} \quad (6-52)$$

a)



b)

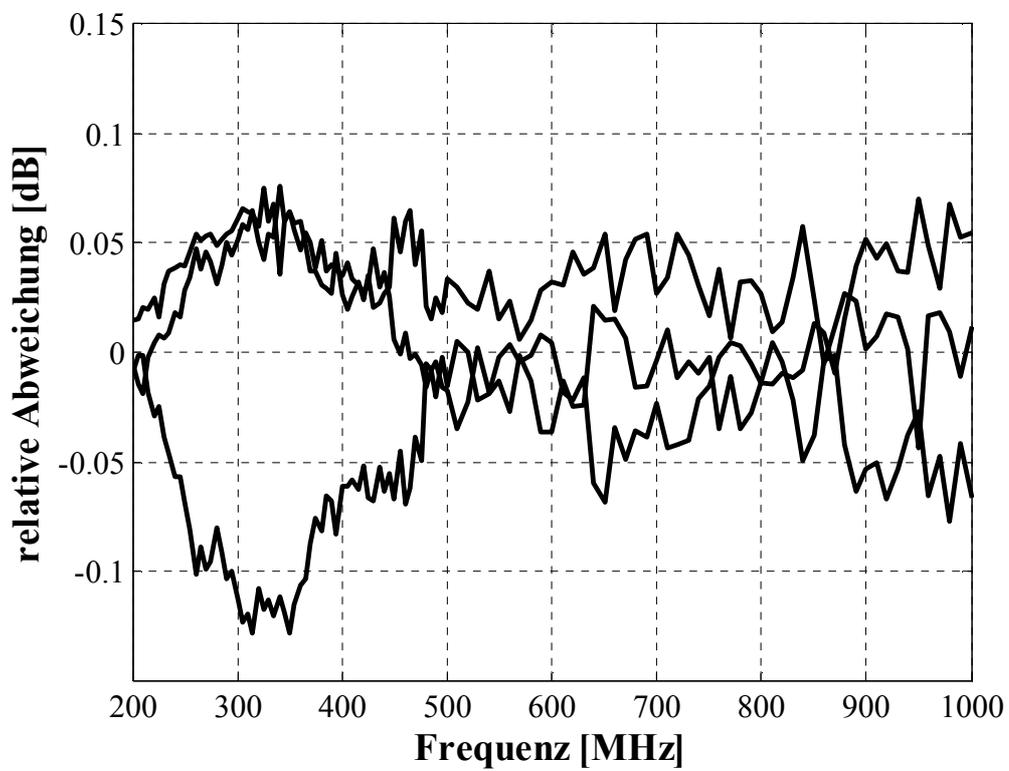
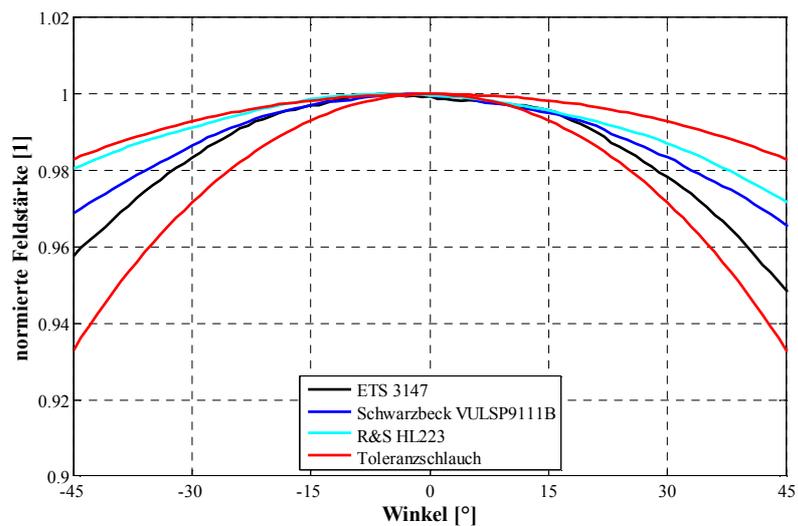
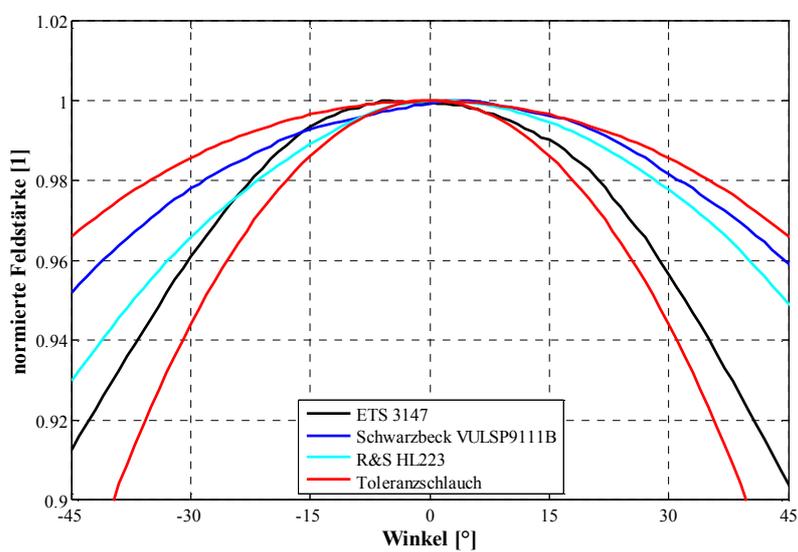


Bild 6-35: Streuung der Felddämpfung auf dem Freifeldmessgelände der Seiberdorf Labor GmbH a) bikonische Antennen b) LPDA Antennen

a)



b)



c)

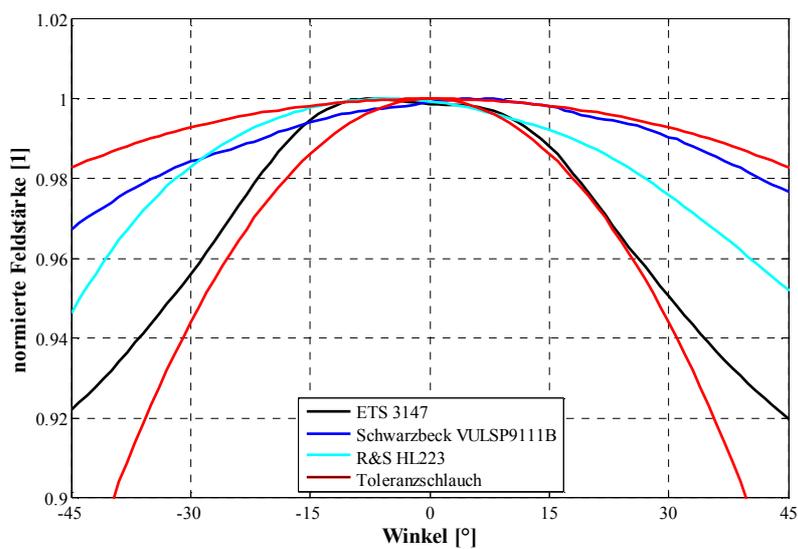


Bild 6-36: Richtdiagramme von typischen LPDA Antennen bei a) 200 MHz b) 500 MHz c) 1 GHz aus [46][83][92]

Aus dem Ablauf der einzelnen Felddämpfungsmessungen bestimmt man die Abhängigkeiten. Die erste Messung wird zwischen Antenne 1 und Antenne 2 gemacht. Im nächsten Schritt misst man Antenne 1 und Antenne 3. Da bei diesem Umbau Antenne 1 an ihrem Platz bleibt, gilt:

$$\Delta h_{11} = \Delta h_{12} \quad (6-53)$$

Analog dazu wird zwischen zweiter und dritter Messung Antenne 3 nicht verändert:

$$\Delta h_{22} = \Delta h_{23} \quad (6-54)$$

Der Fehler in der Distanz Δd_N ändert sich jedoch bei jeder der Teilmessungen

$$\Delta d_1 \neq \Delta d_2 \neq \Delta d_3 \quad (6-55)$$

Obwohl die Messung im Fernfeld stattfindet, erzeugt die Sendeantenne am Aufstellort der Empfangsantenne kein ebenes homogenes Feld. Diese Inhomogenität in Ausbreitungsrichtung läßt sich korrigieren, indem man bei der Berechnung von E_D^{\max} , siehe Formel (6-41) bis (6-46), anstelle des Antennenabstands den Abstand zwischen den Phasenzentren einsetzt. Das Phasenzentrum der LPDA Antenne wird an jener Stelle angenommen, an der sich das hypothetische resonante Element befindet. Dieses läßt sich mit Hilfe von Bild 6-37 bestimmen.

$$d_{1F} = \frac{(l_f - l_{\min})(d_{\max} - d_{\min})}{l_{\max} - l_{\min}} + d_{\min} \quad (6-56)$$

Den frequenzabhängigen Korrekturwert $PC_N(f)$ bestimmt man mittels

$$PC_N = d_{1NF} + d_{2NF} - d_{1NP} - d_{2NP} \quad (6-57)$$

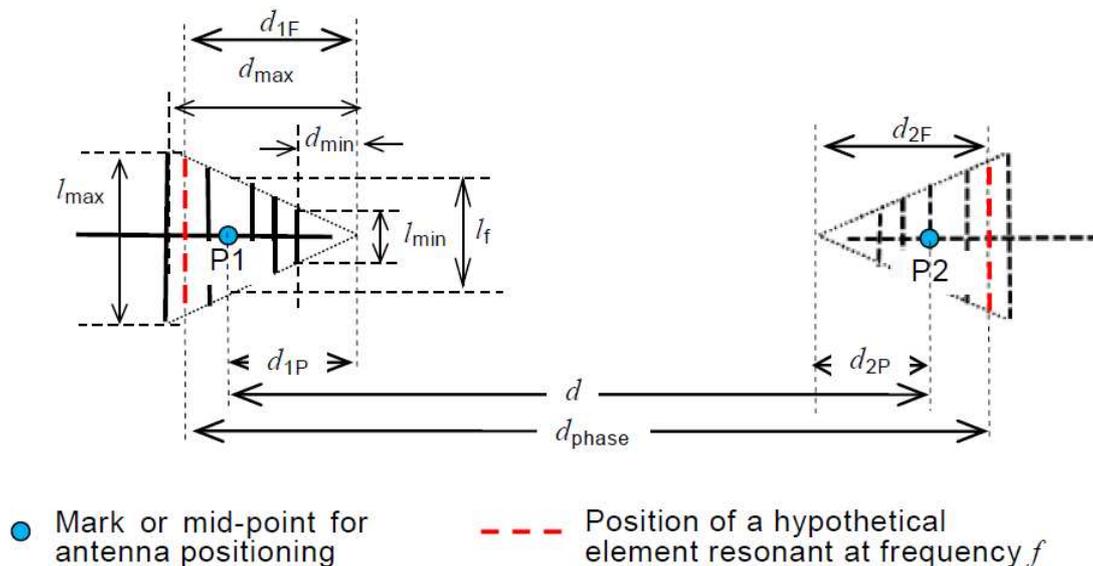


Bild 6-37: Bestimmung des Phasenzentrum aus der Antennengeometrie aus [30]

Bezeichnung	Hersteller	l_{\max} [m]	l_{\min} [m]	d_{\max} [m]	d_{\min} [m]	d_p [m]
SAS-512-2	A. H.	0,75	0,05	0,816	0,055	0,435
HL223	Rohde & Schwarz	0,765	0,077	0,632	0,063	0,347
VULSP9111B	Schwarzbeck	0,776	0,065	0,639	0,054	0,346
LP1	Sunol	0,75	0,059	0,72	0,057	0,388

Tabelle 6-8: Antennengeometrie für typische LPDA Antennen, aus [4][46][83][92]

Für jede zu kalibrierende Antennen die exakte Geometrie zu bestimmen ist sehr aufwendig und daher nicht wirtschaftlich. Da jedoch sämtliche am Markt befindlichen LPDA Antennen sehr ähnliche Abmessungen haben, siehe Tabelle 6-8, modelliert man die Antennengeometrie der zu kalibrierenden Antenne 1 als Zufallsgröße. Der Einfachheit halber nimmt man eine Gleichverteilung zwischen den kleinsten und größten Maßen an. Als Geometrie der Hilfsantennen, also Antenne 2 und 3, wird jene der VULSP9111B angenommen.

Um die Felddämpfung zwischen zwei Antennen zu bestimmen, werden im ersten Schritt das Sendekabel und das Empfangskabel verbunden und die Dämpfung bestimmt – direkte Messung. Danach werden die beiden Kabel an die Antennen angeschlossen und nochmals die Dämpfung gemessen – Messung Site.

Der Teil der Messfunktion für die Felddämpfungsmessung A_N lautet

$$A_N = \frac{V_{Direct} \cdot M_{Direct} \cdot N_{Direct}}{V_{Site} \cdot M_{TX,Site} \cdot M_{RX,Site} \cdot N_{Site}} (\Delta C_{TX} \cdot \Delta C_{RX} \cdot \Delta MA_{TX} \cdot \Delta MA_{RX}) \quad (6-58)$$

Es besteht aus folgenden Eingangsgrößen

- V_{Direct} : Das Empfangskabel und das Sendekabel werden verbunden, und die Dämpfung bestimmt, Annahmen siehe Tabelle 6-9
- M_{Direct} : Einfluss der stehenden Welle bei der Messung der Kabeldämpfung, siehe Seite 94
- N_{Direct} : Einfluss des Rauschens bei der Messung der Kabeldämpfung, aus (6-59)
- V_{Site} : Minimale Dämpfung während des Höhengans, Annahmen siehe Tabelle 6-9
- N_{Site} : Einfluss des Rauschens bei der Messung der Einfügedämpfung, aus (6-59)
- $M_{TX,Site,N}$: Einfluss der stehenden Welle am Sendekabel, siehe Seite 94
- $M_{RX,Site,N}$: Einfluss der stehenden Welle am Empfangskabel, siehe Seite 94
- ΔC_{TX} : Kopplung des Kabels mit der Sendeantenne (identisch mit ΔC_{RX}), siehe Seite 99
- ΔC_{RX} : Kopplung des Kabels mit der Empfangsantenne (identisch mit ΔC_{TX}), siehe Seite 99
- ΔMA_{TX} : Kopplung der Sendeantenne mit dem Antennenstativ, siehe Seite 99
- ΔMA_{RX} : Kopplung der Empfangsantenne mit dem Antennenmast), siehe Seite 99

Sowohl V_{Direct} als auch V_{Site} werden vom Rauschen und der Quantisierungsunsicherheit des NWA beeinflusst. Eine empirische Untersuchung des Rauscheinflusses wurde von Kriz [71] präsentiert. Darin wurde mit einem Stufenabschwächer ein Dämpfungswert eingestellt, und zur statistischen Auswertung tausend Mal der Streuparameter S21 gemessen. In Bild 6-38 a) ist das Minimum, das Maximum und der Mittelwert dieser Stichprobe dargestellt.

Bild 6-38 b) zeigt die Standardabweichung der Stichprobe, wobei auf das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) normiert wurde. Als Rauschleistung wird dabei der Displayed-Average-Noise-Level (DANL) angenommen. Dieser ist in [3] definiert und mit -122 dB angegeben. Aus diesem Diagramm wird die Standardabweichung der Normalverteilung, in dB, des ver-rauschten Messwertes abgeschätzt:

$$T_{Noise} = 10^{\frac{SNR-20}{20}} \quad \text{für } SNR > 10 \quad (6-59)$$

Die Quantisierungsunsicherheit des NWA ist in [3] mit $0,004$ dB angegeben und stellt die untere Schranke der Unsicherheit dar.

$$u(V_N) = 10^{\frac{T_{Noise}+0,004}{20}} \quad (6-60)$$

	Bikonische Antenne			LPDA Antenne		
	30 MHz	80 MHz	200 MHz	200 MHz	500 MHz	1 GHz
V_{Direct}	-21,35 dB	-22,24 dB	-23,62 dB	-25,91 dB	-28,86 dB	
V_{Site}	-71,29 dB	-52,21 dB	-55,89 dB	-47,89 dB	-54,28 dB	-65,06 dB

Tabelle 6-9: Annahmen für Dämpfungswerte V

Um den Einfluss der stehenden Wellen bestimmen zu können, benötigt man neben den Reflexionsfaktoren, die aus den VSWR berechnet werden,

$$|\rho_N| = \frac{VSWR_N - 1}{VSWR_N + 1} \quad (6-61)$$

auch die Dämpfungen der Kabel und der Abschwächer. Da hochwertige ($VSWR \leq 1,1$) Kabel und Abschwächer zum Einsatz kommen, werden deren Reflexionsfaktoren in dem Modell vernachlässigt.

$$M_{Direct} = 1 + F \left(|\rho_{RX}| |\rho_{TX}| (A_{TX} \times A_{RX} \times ATT_{TX} \times ATT_{RX})^2 \right) \quad (6-62)$$

$$M_{TX,Site,N} = 1 + F \left(|\rho_{TX}| |\rho_{Ant,TX,N}| (A_{TX} \times ATT_{TX})^2 \right) \quad (6-63)$$

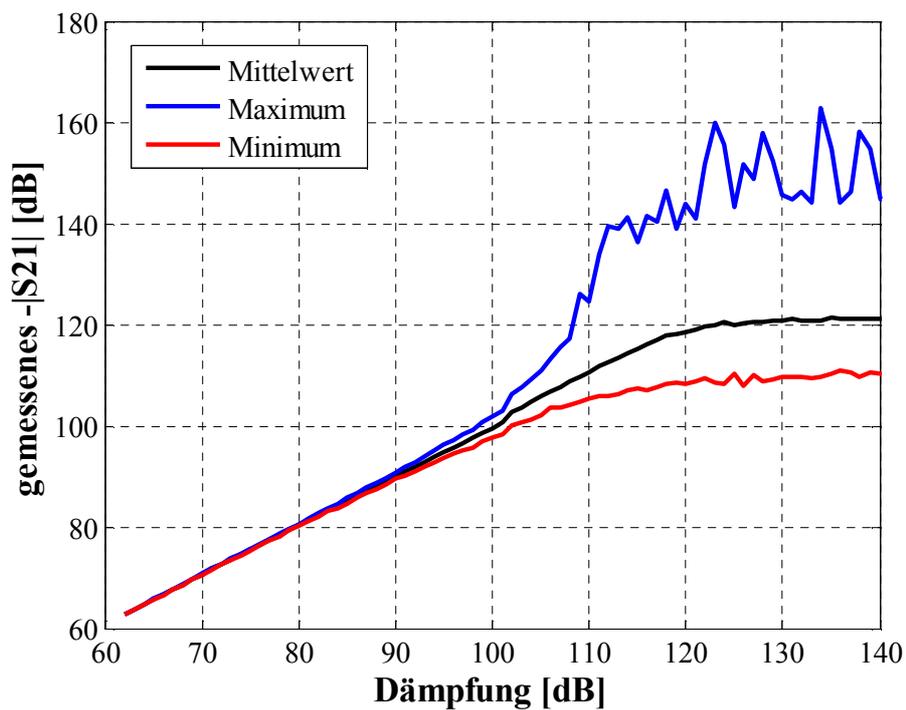
$$M_{RX,Site,N} = 1 + F \left(|\rho_{Ant,RX,N}| |\rho_{RX}| (A_{RX} \times ATT_{RX})^2 \right) \quad (6-64)$$

mit

- ρ_{TX} : Reflexionsfaktor des Sendeports des NWA. Dieser wird aus der Rückflussdämpfung von 17 dB, aus [3], berechnet.
- ρ_{RX} : Reflexionsfaktor des Empfangsports des NWA. Dieser wird aus der Rückflussdämpfung von 20 dB, aus [3], berechnet.
- A_{TX} : Kabeldämpfung des Sendekabels.
- A_{RX} : Kabeldämpfung des Empfangskabels
- ATT_{TX} : Dämpfung des Sendeabschwächers, 10 dB
- ATT_{RX} : Dämpfung des Empfangsabschwächers, 10 dB

Erläuterungen zur U-förmigen Verteilung F sind im Anhang A zu finden.

a)



b)

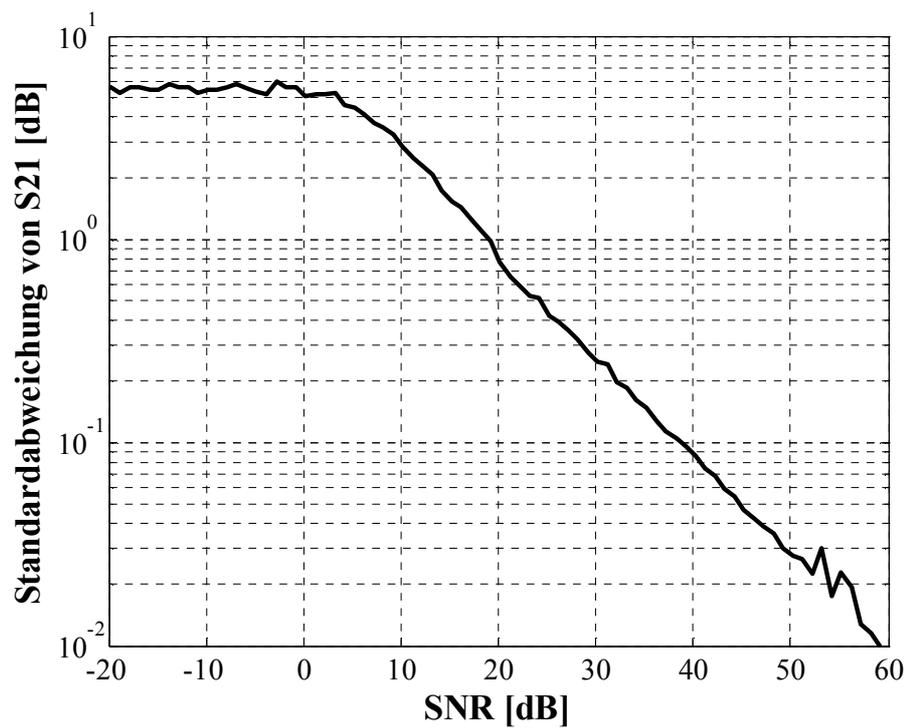


Bild 6-38: Empirische Untersuchung des Rauschens am NWA
 a) nach Dämpfungswerten b) normiert auf das SNR

Als Sende- und Empfangskabel wird ein je 20 m langes Kabel der Type SUCOFLEX 106 [52] verwendet, dessen Dämpfungselbstwert in dB mit

$$A = 0,191f^{0,5} + 0,0255f \quad (6-65)$$

mithilfe der Frequenz f in GHz abgeschätzt wird.

Beim Einsetzen der Reflexionsfaktoren der Antennen muss wiederum beachtet werden, dass einige Beiträge identisch sind:

$$\rho_{Ant,TX,1} = \rho_{Ant,TX,2} \quad (6-66)$$

und

$$\rho_{Ant,RX,2} = \rho_{Ant,RX,3} \quad (6-67)$$

Typische Werte für die Reflexionsfaktoren von Antennen sind in Tabelle 6-10 und Tabelle 6-11 zu finden. Im Gegensatz zu dem Richtdiagramm, ist das VSWR der zu kalibrierenden Antennen bekannt und kann direkt verwendet werden. Dieses wird bestimmt, bevor der Antennenfaktor kalibriert wird. So eine Vorgehensweise ist in einem akkreditierten Labor typisch, um die Funktionsfähigkeit zu bestätigen. Das VSWR ist ein guter Indikator für Beschädigungen wie defekte Lötstellen oder oxidierte Steckerverbindungen.

Für die Berechnung der Messunsicherheit, siehe Tabelle 6-14, werden die VSWR Werte der Antennen des Herstellers Schwarzbeck genommen.

Bezeichnung	Hersteller	VSWR bei 30 MHz	VSWR bei 80 MHz	VSWR bei 200 MHz
3110C	ETS	5,3 ²¹	5,0	1,7
HK116	Rohde & Schwarz	30,9	3,0	2,0
VHBB9124	Schwarzbeck	24,7	3,4	2,2

Tabelle 6-10: Stehwellenverhältnis von typischen bikonischen Antennen, aus [45][85][93]

Bezeichnung	Hersteller	VSWR bei 200 MHz	VSWR bei 500 MHz	VSWR bei 1 GHz
SAS-512-2	A. H.	1,5	1,3	1,7
HL223	Rohde & Schwarz	1,2	1,3	1,5
VULSP9111B	Schwarzbeck	1,4	1,1	1,5

Tabelle 6-11: Stehwellenverhältnis von typischen LPDA Antennen, aus [4][46][83]

²¹ Im Gegensatz zu den anderen Modellen, eignet sich diese Antenne nur zu Empfangszwecken. Damit ist ein völlig anderes Design des Baluns möglich, welches ein viel besseres Stehwellenverhältnis zulässt.

Die Anwendung eines 12-term Korrektionsverfahren für den NWA anstelle der Verwendung der Abschwächer wäre prinzipiell auch möglich. Jedoch wäre dieser Ansatz bei höheren Frequenzen über einigen hundert MHz nicht sehr genau. Der Grund dafür ist die Phasenstabilität der Kabel, die die Korrektion außer Kraft setzen kann.

Der Einfluss der Kopplung zwischen Antenne und Antennenkabel ΔC_{TX} bzw. ΔC_{RX} muss empirisch ermittelt werden. In der Praxis werden die Antennenkabel ca. 2 m horizontal nach hinten geführt und verlaufen danach vertikal zum Boden. Um den Koppelfaktor zu bestimmen, wird der Verlauf dieser Kabelwegführung modifiziert, indem der horizontal verlaufende Teil um 50 cm verlängert bzw. verkürzt wird, siehe Bild 6-39 und Tabelle 6-12.

ΔMA_{TX} und ΔMA_{RX} wird mittels Messung oder Simulation bestimmt. Im Falle der Messung benötigt man ein zusätzliches Antennenstativ, um die Antennen vor dem eigentlichen Stativ bzw. Antennenmast zu positionieren. Es wird die Felddämpfung mit und ohne Stativ bzw. Mast ermittelt und die Differenz gebildet, die den Einfluss widerspiegelt, siehe Bild 6-41, Bild 6-40 und Tabelle 6-12. Das zusätzliche Antennenstativ beeinflusst die Felddämpfung, wobei angenommen wird, dass dieser Faktor bei der Differenzbildung herausfällt.

Um das zu verifizieren zu können, benötigt man ein Stativ aus Styropor. Durch die sehr geringe Dielektrizitätskonstante von Styropor ist dessen Einfluss auf jeden Fall vernachlässigbar. Die Konstruktion ist, besonders für größere Höhen (> 2 m), aufwendig und deshalb nicht durchgeführt worden.

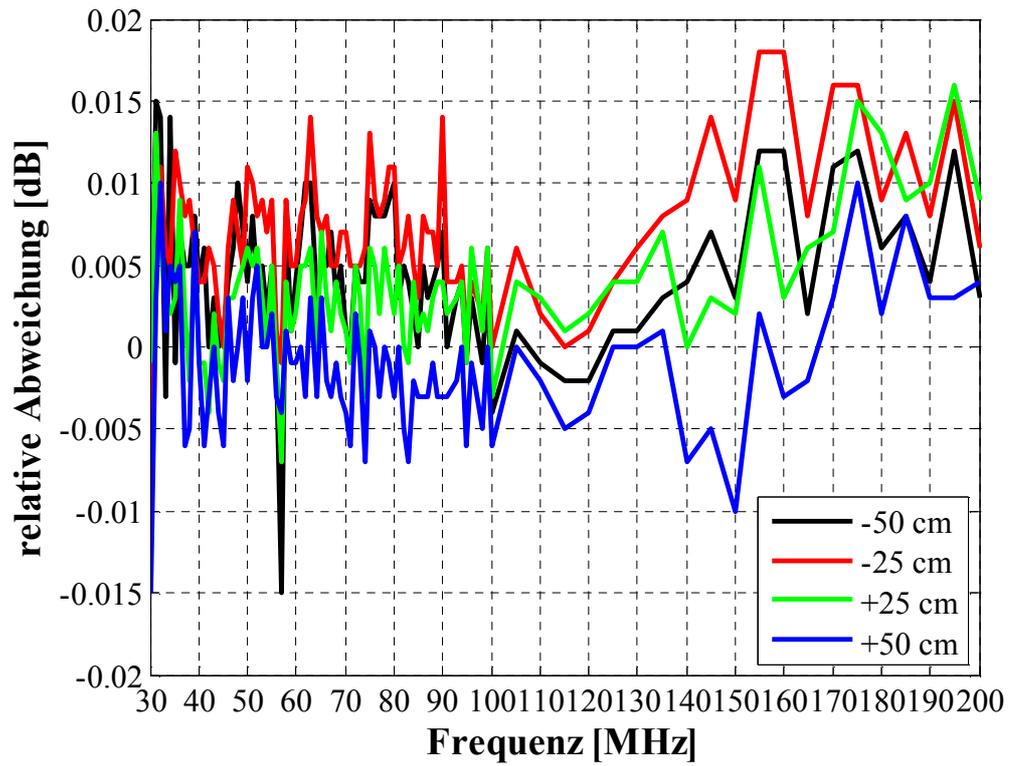
Im Falle der Sendeseite, wo kein Höhengscan stattfindet, ist die Behandlung einfach, denn es muss die Felddämpfung nur für eine Höhe bestimmt werden. Schwieriger ist es für die Empfangsseite, denn dort muss die Felddämpfung für mehrere Höhen bestimmt werden. Dabei ist zu beachten, dass jeweils mit und ohne Mast gemessen werden muss, denn selbst kleine Positionsänderungen der Antennen können das Ergebnis verfälschen.

Eine besondere Behandlung ist für die Kopplung von bikonischen Antennen mit dem Antennenmast nötig, denn dort ist die Empfangsantenne bei vielen Frequenzen auf 4 m Höhe. Dadurch ist die Messung der Kopplung unpraktikabel und es wird Simulation eingesetzt. Antennenmasten besitzen eine geschirmte Box, in der der Motor, das Getriebe sowie die Steuer elektronik untergebracht sind. Durch Simulation mit NEC [22] wird der Einfluss einer typischen Metallbox mit den Abmessungen 40 cm x 40 cm x 20 cm bestimmt, Quellcode siehe Anhang B.

Einflussfaktor	Bikonische Antenne			LPDA Antenne		
	30 MHz	80 MHz	200 MHz	200 MHz	500 MHz	1 GHz
$\Delta C_{TX}, \Delta C_{RX}$	0,015	0,015	0,015	0,015	0,05	0,05
ΔMA_{TX}	0,01	0,01	0,05	0,08	0,05	0,03
ΔMA_{RX}	0,003	0,025	0,15	0,05	0,05	0,1

Tabelle 6-12: Einflussfaktoren in dB (halbe Spannweite, Rechteckverteilt) mittels Messung bzw. Simulation ermittelt

a)



b)

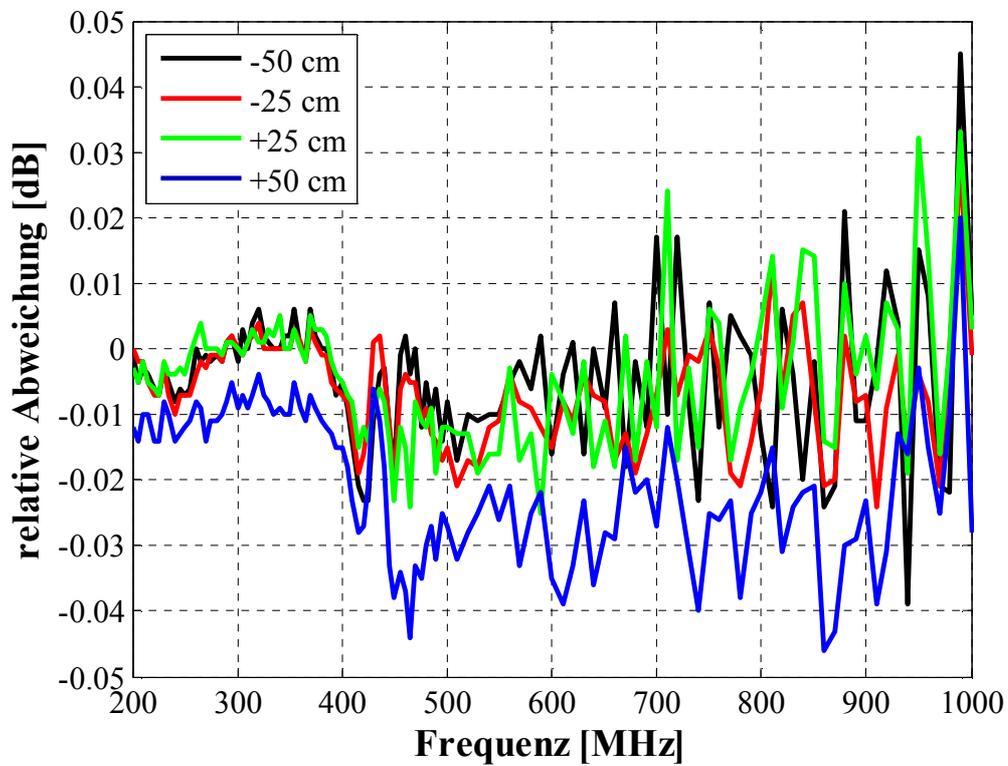
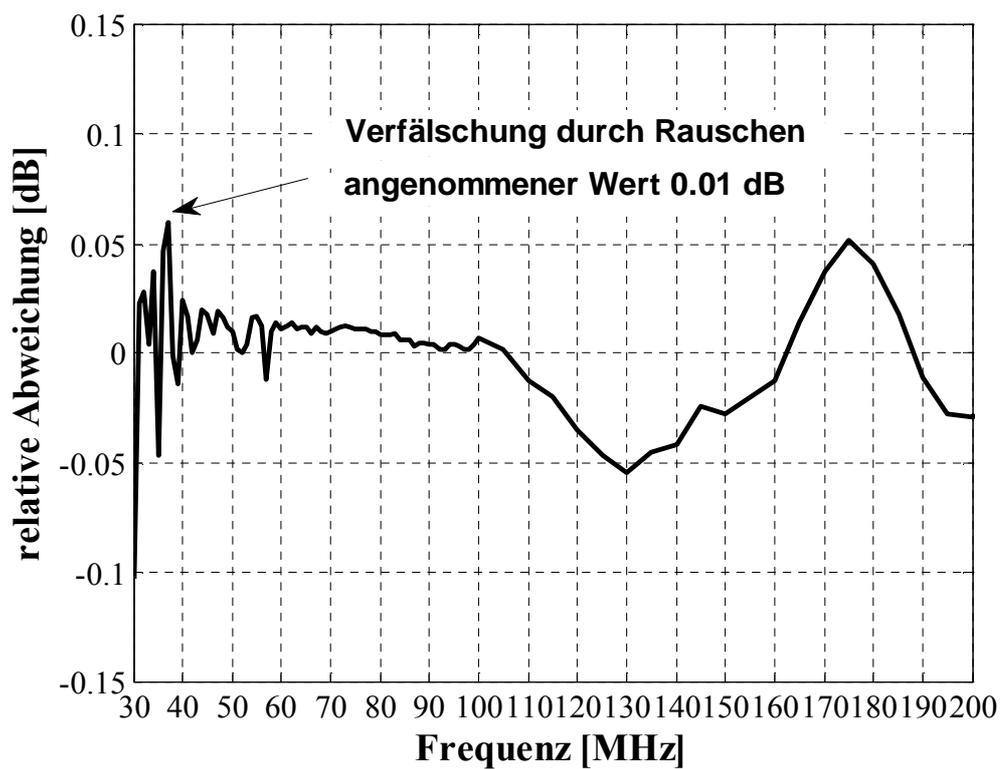


Bild 6-39: Einfluss des Kopplung der Antenne mit dem Kabel
a) bikonische Antennen b) LPDA Antennen

a)



b)

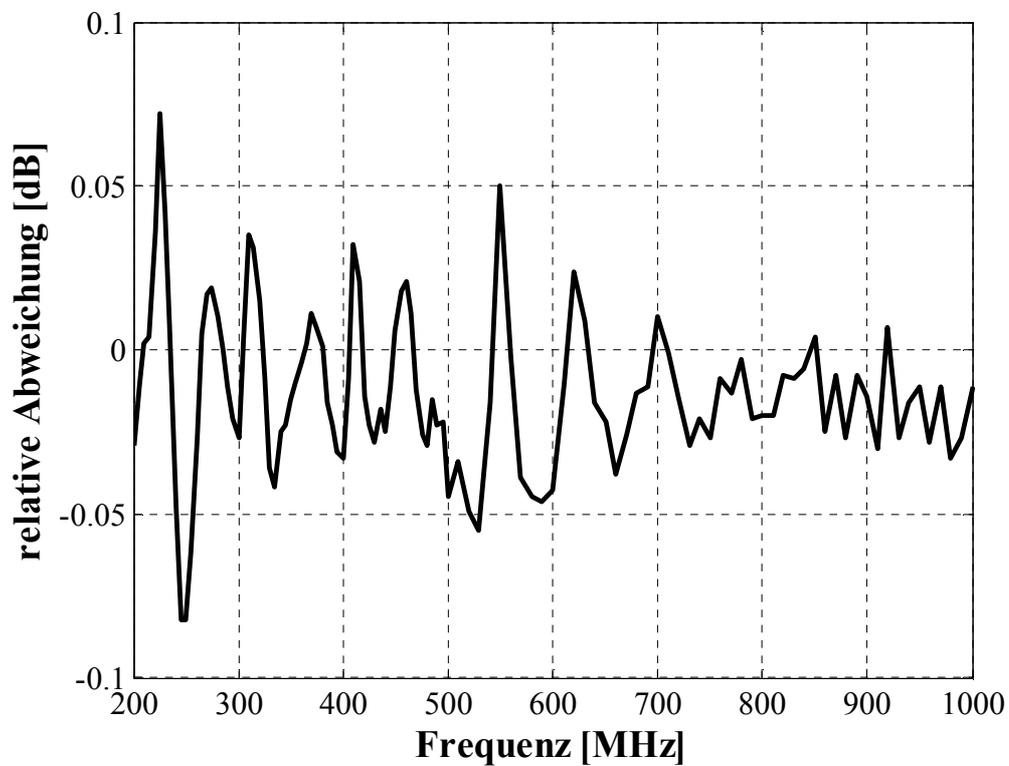


Bild 6-40: Einfluss des Kopplung der Antenne mit dem Sendemast
a) bikonische Antennen b) LPDA Antennen

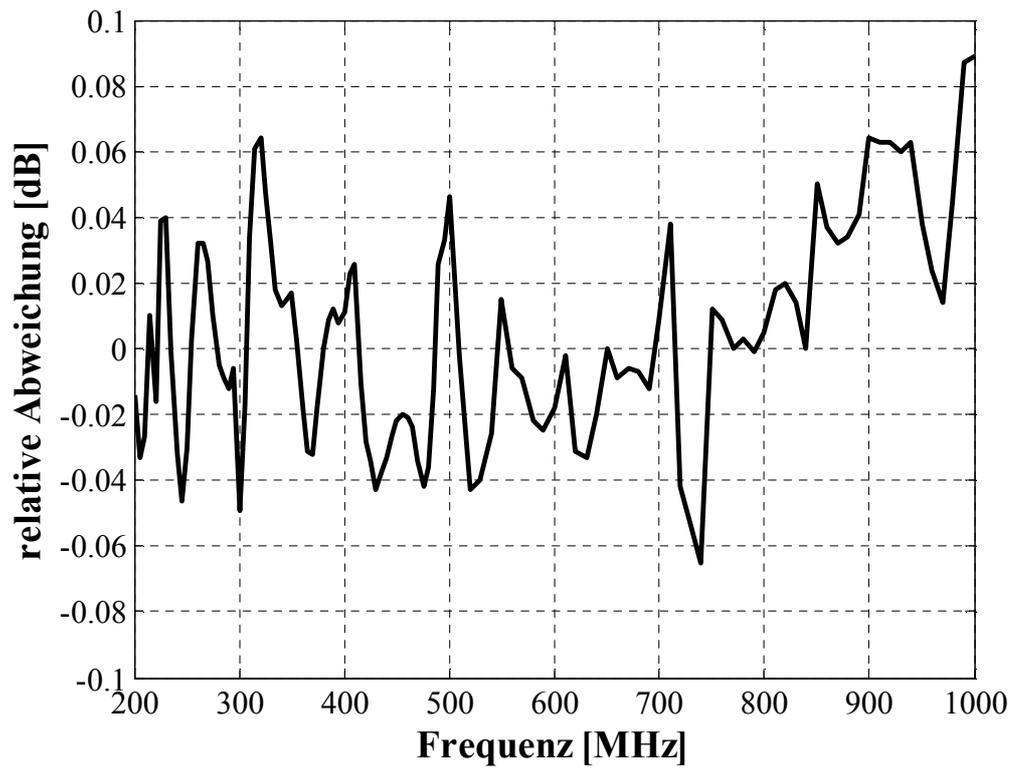


Bild 6-41: Einfluss des Kopplung der LPDA Antenne mit dem Empfangsmast

Bevor die Messfunktion gelöst wird, sollte man die Modellbildung bewerten. Jede Computersimulation kann nur so gut sein wie das dahinterliegende Modell. Für die Antennenkalibrierung ist die Bewertung in Tabelle 6-13 dargestellt.

Neben der Größenordnung:

- >> sehr großer Beitrag
- > großer Beitrag
- < kleiner Beitrag

wird nach der Qualität der Quelle bewertet:

- + Vertrauenswürdig
- - Verbesserungsfähig

Einflussgröße	Quelle	Größenordnung	Bewertung
Kopplung mit Groundplane	Bikonische Antenne: Publikation	>>	-
	LPDA: Simulation	>>	-
Kopplung untereinander	Bikonische Antenne: Publikation	>	-
Kopplung mit Mast und Kabel	Bikonische Antenne: Simulation, Messung	<	+
	LPDA: Messung	<	+
Kabel	Stehende Wellen: Spezifikation VNA und Antennen	<	+
	Kopplung Antennen: Messung	<	+
Freifeldmessgelände	Messung	>	+
Richtdiagramme	Hilfsantennen: Datenblatt Antennenhersteller	<	-
	Zu kalibrierende Antenne: Wahrscheinliche Richtdiagramm	<	+
Rauschen VNA	Messung	<	+
Phasenzentrum	Abschätzung Trivialformel	<	-
Positionierung	Theorieformel	<	+

Tabelle 6-13: Bewertung Modell

Durch die komplizierte Messfunktion eignet sich nur die Monte Carlo Methode für die Lösung dieses Problems. Das Ergebnis der Berechnung ist in Tabelle 6-14 dargestellt.

Antennentyp	Frequenz [MHz]	Messunsicherheit [dB]
Bikonisch	30	0,34
	80	0,29
	200	0,30
LPDA	200	0,37
	500	0,35
	1000	0,39

Tabelle 6-14: Messunsicherheit Antennenkalibrierung

Die Analyse der Wahrscheinlichkeitsdichte für bikonische Antennen, siehe Bild 6-42, zeigt, dass diese nicht normalverteilt ist. Dies lässt sich durch die Dominanz der Genauigkeit des Korrekturfaktors ΔAF_{corr} , welcher rechteckverteilt angenommen wurde, erklären, vgl. Kapitel 2.1. Auch bei LPDA Antennen, siehe Bild 6-43, liegt keine Normalverteilung vor, jedoch kommt sie dieser näher als bei den bikonischen Antennen.

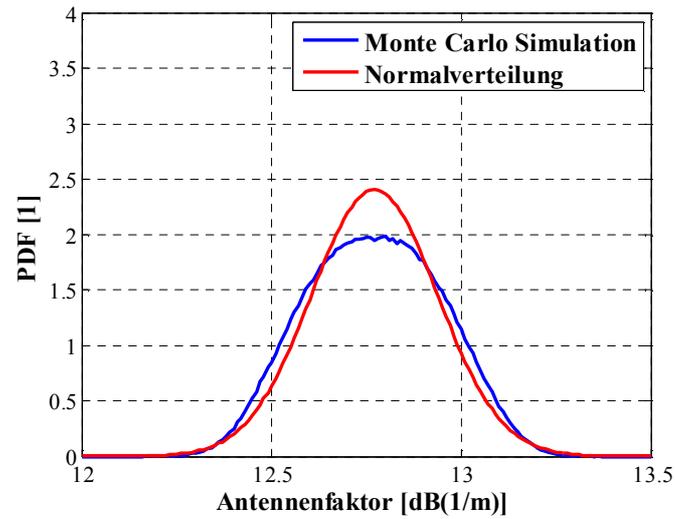
Ob die ermittelten Werte realistisch sind, lässt sich nur nach Durchführung eines Vergleichstest mehrerer Kalibrierlaboratorien sagen. Solche meist internationale Ringversuche sind meist mit hohem Aufwand und Kosten verbunden und werden deshalb nur selten initiiert. Der letzte Vergleichstest für die Messgröße Antennenfaktor trug den Namen, CCEM.RF-S21.F [65], und wurde vom National Physical Laboratory (UK) im Jahr 2005 pilotiert. Eines der Messobjekte war eine LPDA Antenne, deren Vergleichsergebnis in Bild 6-44 dargestellt ist. Daraus lässt sich schließen, dass die berechneten Werte für die Messunsicherheit durchaus realistisch sein können. Die Streuung der Messergebnisse der Teilnehmer liegt im Bereich von ca. $\pm 0,3$ dB, wobei die Methoden der Teilnehmer unterschiedlich sind.

Eine weitere Möglichkeit besteht im Vergleich der Angabe mit anderen Instituten, die auch Antennenkalibrierungen anbieten, siehe Tabelle 6-15. Sowohl bei den bikonischen Antennen als auch bei den LPDA Antennen sind die Zahlenwerte etwas geringer.

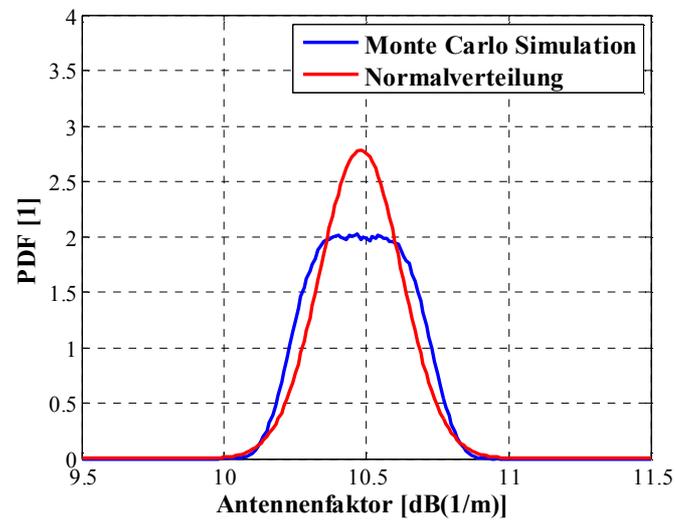
Antennentyp	Frequenz [MHz]	National Physical Laboratory (UK)	Rohde & Schwarz (DE)
Bikonisch	30	0,5 dB	0,45 dB
	80	0,5 dB	0,45 dB
	200	0,5 dB	0,45 dB
LPDA	200	0,5 dB	0,45 dB
	500	0,5 dB	0,45 dB
	1000	0,5 dB	0,45 dB

Tabelle 6-15: Messunsicherheit Konkurrenz aus [31][100]

a)



b)



c)

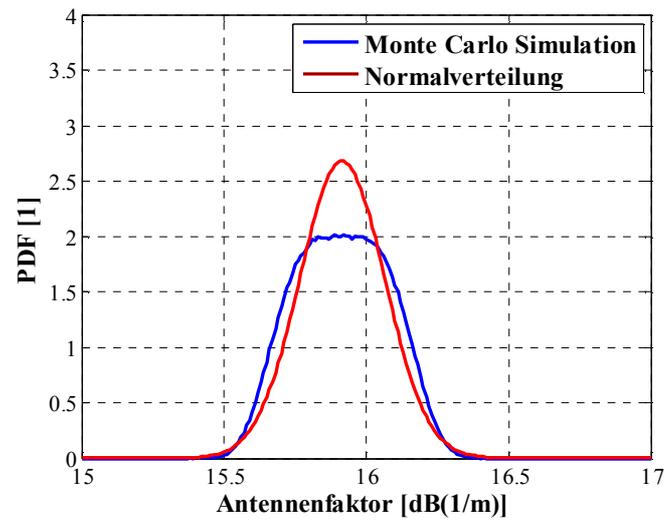
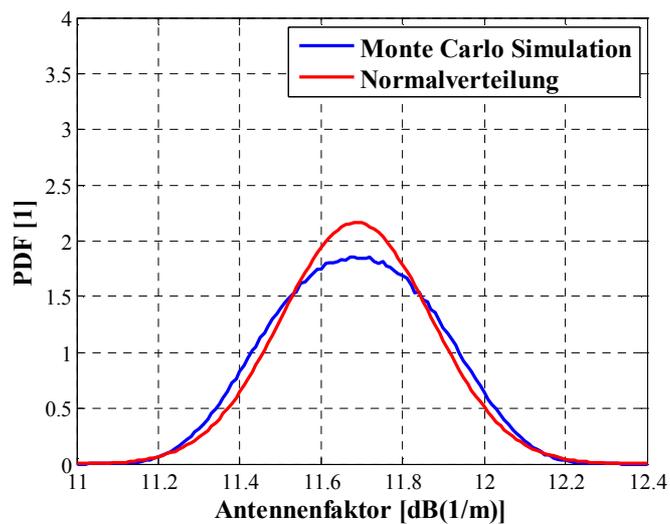
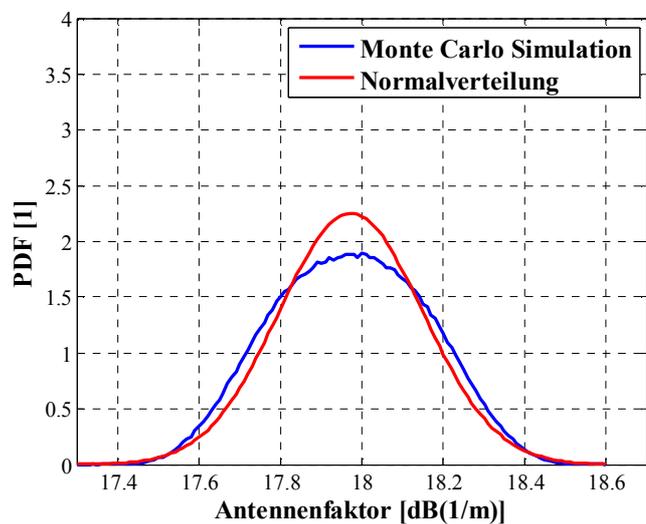


Bild 6-42: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion bikonische Antenne a) 30 MHz b) 80 MHz c) 200 MHz

a)



b)



c)

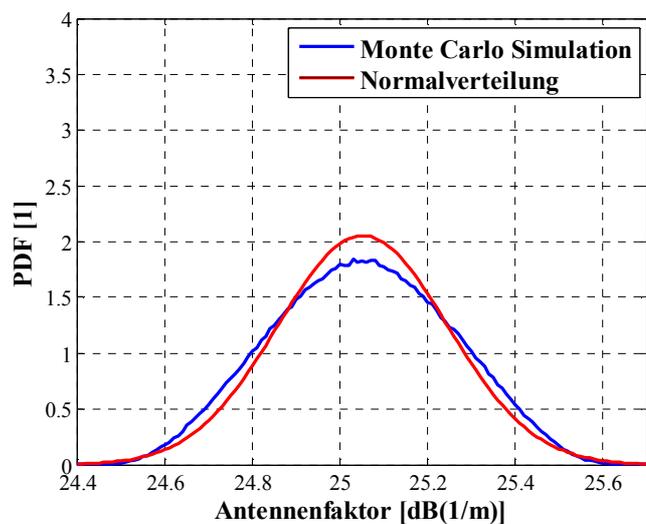


Bild 6-43: Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion LPDA Antenne a) 200 MHz b) 500 MHz c) 1000 MHz

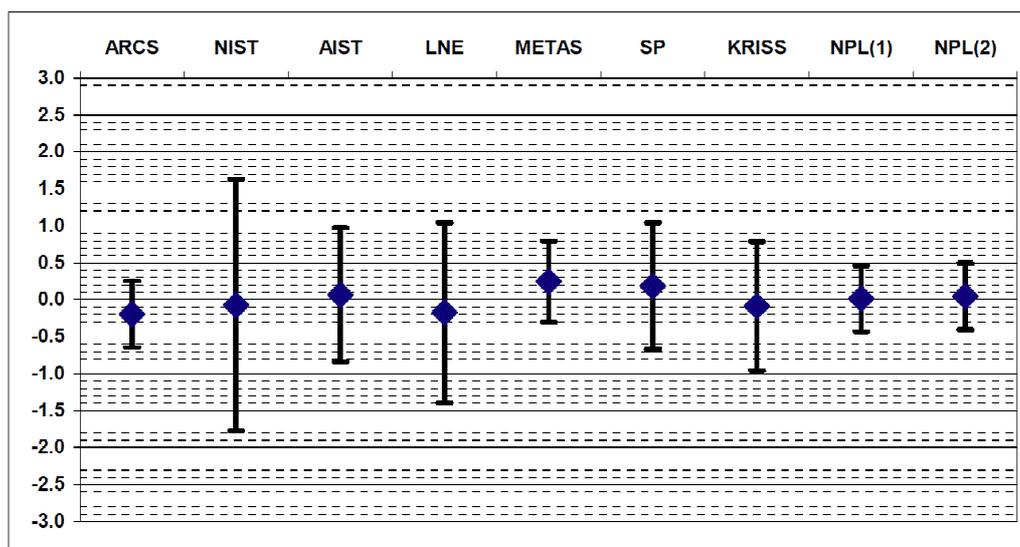


Bild 6-44: Ergebnis des internationalen Vergleichstest für LPDA Antennen bei 280 MHz

In der Norm ANSI C63.5 [13] wird im Anhang I eine Messunsicherheitsberechnung gezeigt. Wie schon zu Beginn des Kapitels erwähnt wurde, ist diese nicht im Sinne der GUM und liefert einen Wert 0,84 dB für alle Antennen. Der dominierende Beitrag in diesem Budget ist die Unsicherheit in der Dämpfungsmessung. Der Grund dafür liegt in der Annahme, dass mit einem Spektrumanalysator und eingebautem Mitlaufgenerator gemessen wird. Solch ein Messsystem ist deutlich ungenauer als die Messung mit einem Netzwerkanalysator.

Will man nun versuchen die Messunsicherheit zu verringern, wäre bei den bikonischen Antennen der Korrekturfaktor ΔAF_{corr} , der in den Freiraumantennenfaktor umrechnet, der Ansatzpunkt, da es sich um den größten Beitrag handelt. Wahrscheinlich wird das schwierig, denn für die Eigenschaften des Baluns gibt es keine Spezifikationen. Solange für Unsymmetrie und Impedanz nicht enge Grenzen gesetzt werden, kann die Kopplung mit der Groundplane nicht präziser bestimmt werden. Wenn man an die Arbeiten zu den berechenbaren Dipolen denkt [2], wäre das ein guter Startpunkt für weitere Forschungsarbeiten.

Bei den LPDA Antennen liegt bewusst etwas Unbestimmtheit in der Modellierung, vgl. Seite 89 und 93. Würde man einen erheblichen Mehraufwand bei der Kalibrierung in Kauf nehmen, wäre die Unsicherheit geringer. Man müsste für jede zu kalibrierende Antennen das Richtdiagramm messen, und das Phasenzentrum präzise modellieren. Die Kopplung mit der Groundplane spielt ebenfalls eine Rolle. Hierzu wären weitere Forschungsarbeiten nötig, um das Modell weiter zu verbessern.

Natürlich muss man sich auch die Frage stellen, ob eine weitere Steigerung der Genauigkeit zielführend ist. Bild 6-26 in Kapitel 6.2 zeigt den Einfluss eines einzelnen Faktors auf die Messunsicherheit beim gestrahlten Emissionstest. Da es viele Beiträge in derselben Größenordnung gibt, hat es wenig Wirkung, wenn einer der Beiträge stark reduziert wird.

Ein anderer Aspekt ist die Exemplarstreuung der Antennen. Die Praxis zeigt, dass manche Antennenmodelle eine geringe Streuung zeigen, die unter der Messunsicherheit liegt. Bei anderen Konstruktionen ist sie deutlich nachweisbar, und weit über der Messunsicherheit. Durch statistische Auswertung dieser Daten, wäre eine Ursachenforschung möglich. Forschung auf diesem Gebiet würde die Simulationsmodelle für Unsicherheitsberechnungen verbessern und Hinweise für die Konstrukteure der Antennen liefern.

7 Diskussion und Ausblick

In der Einleitung wird das Modell für einen Messprozess von Carbone [23] beschrieben. Wie wichtig dieses ist, wird in Kapitel 6.1 deutlich. Das beschriebene Site VSWR Verfahren basiert rein auf der Kette Messprinzip, Messmethode und Messprozedur. Wie schwierig es dadurch wird, Messergebnisse richtig zu interpretieren oder gar eine Messunsicherheit zu rechnen, wird dargelegt. Dass diese falsche Vorgehensweise kein Einzelfall ist, kann durch folgendes Gespräch gezeigt werden:

- CISPR Jahresmeeting Osaka 2008: Ich gab einem deutschen Professor der Fachhochschule Duisburg den Hinweis, dass wir uns Gedanken zur Definition der Messgröße machen sollten, bevor wir die Messprozedur endgültig festlegen. Seine Antwort war: „Die Messunsicherheit ist eine Nebensache, mit der wir uns erst dann beschäftigen, wenn alles fertig ist“. Dass das Prozessdesign ein iterativer Prozess ist, wurde offensichtlich nicht verstanden.

„Schuld“ daran sind hauptsächlich die GUM [56] und ähnliche Normen [38][39][57][58][59][33][34][20][21], die ihren Schwerpunkt auf die Begriffsdefinitionen und die Fehlerfortpflanzung legen. Die Modellbildung wird vernachlässigt.

Für das Ergebnis der Antennenkalibrierung aus Kapitel 6.3 muss eine Vielzahl von Annahmen getroffen werden. Wird ein anderer Antennentyp betrachtet, werden die Annahmen wahrscheinlich deutlich anders sein. Die Unsicherheit ist also nicht nur von den Messgeräten und den Prozeduren abhängig, sondern auch vom Messobjekt selbst.

- CISPR Jahresmeeting Ottawa 2013: Ein englischer Experte aus dem Bereich Antennenkalibrierung präsentierte seine Ergebnisse zum Vergleich zweier Kalibrierverfahren. Die Differenz war sehr gering, weshalb die Schlussfolgerung gezogen wurde, dass beide Verfahren gleichwertig sind. Prinzipiell ist das auch richtig, allerdings nur für das Antennenmodell, das für diese Untersuchung auch verwendet wurde. Der Rückschluss, dass diese geringe Unsicherheit für alle Antennen gilt, stimmt jedoch nicht.

Die Monte Carlo Methode eignet sich hervorragend, um komplizierte Messfunktionen einfach zu lösen, siehe Kapitel 3. Selbst ein sehr aufwändiges Modell zur Antennenkalibrierung, siehe Kapitel 6.3, lässt sich in weniger als drei A4 Seiten codieren. Der Aufwand zur richtigen Modellierung ist erheblich höher als die Codierung der Simulation. Jedoch sind nicht alle internationalen Experten im Bereich der Hochfrequenz- und EMV-Messtechnik davon überzeugt:

- CISPR Jahresmeeting Frankfurt 2014: Nach meinem Vortrag zur Messunsicherheitsberechnung der Impedanzmessung von Netznachbildungen mittels Monte Carlo Methode meinte ein emeritierter japanischer Professor: „Ihm ist bewusst dass die Monte Carlo Methode aufgrund der komplexen Messfunktion notwendig ist, jedoch müssen wir das Problem irgendwie anders lösen, denn solche Simulationen sind einfach zu kompliziert.“

Einer der Kritikpunkte von Experten an der GUM ist, dass zufällige (Typ A) und unbekannt systematische Abweichungen (Typ B) gleich behandelt werden. Für das Messergebnis ist es nicht relevant, welchen Typ die Eingangsgrößen haben, sondern nur wenn das Messergebnis als Eingangsgröße für eine nachfolgende Messung verwendet wird. Dieser Fall tritt auf, wenn man Kalibrierdaten in einer Unsicherheitsberechnung weiterverwenden möchte. Dann muss die statistische Abhängigkeit geklärt werden.

Es ist problematisch, wenn eine Unsicherheitsberechnung einen großen Teil an Typ A Beiträgen enthält. Dies ist ein Zeichen dafür, dass die Messtechnik noch nicht hinreichend gut verstanden worden ist. Ansonsten würde man ja mit Typ B Beiträgen modellieren.

In der Hochfrequenz- und EMV-Messtechnik treten einfache (Polynome erster Ordnung) Messfunktionen praktisch nie auf, siehe Kapitel 6. Sie sind gekennzeichnet durch:

- Numerische Daten z.B. gemessene Richtdiagramme
- Unstetigkeiten z.B. durch den Höhenscan
- Unbekannte Nebenbedingungen z.B. Position des Phasenzentrums

Prinzipiell sollten Unsicherheitsangaben stets kritisch betrachtet werden. Reine Zahlenwerte ohne die dahinterliegende Messfunktion und die Werte der Eingangsgrößen halte ich persönlich für wertlos. Das Ergebnis einer Unsicherheitsberechnung hängt entscheidend mit dem Wissensstand und der Persönlichkeit des Autors zusammen:

- Ein zurückhaltender Mensch wird eher dazu neigen, Beiträge zu überschätzen. Ihm ist eine geringe Unsicherheit nicht so wichtig, jedoch möchte er nichtplausible Ergebnisse unbedingt vermeiden.
- Das andere Extrem sind Wissenschaftler, die davon ausgehen, das Modell hinreichend gut verstanden zu haben, jedoch mangels ausreichender Auseinandersetzung zwischen Modell und Realität nur einzelne Beiträge realistisch annehmen. Dadurch vernachlässigen sie wesentliche andere Beiträge und kommen zu einer zu geringen Unsicherheit. Das angenommene Ergebnis widerspricht dadurch der Realität.

Analog lässt sich dies auch auf Ringvergleiche übertragen, was deren richtige Interpretation sehr schwierig macht. Manchmal gibt es auch Systemfehler wie die nachfolgenden Beispiele zeigen:

- Ziel eines EUROMET Ringvergleichs vor einigen Jahren war die Messung der Impedanz nach Betrag und Phase im Hochfrequenzbereich. Das Messobjekt wurde von allen Teilnehmern gemessen, die alle den „besten“ Netzwerkanalysator HP 8510 mit dazugehörigen Kalibrierkit besaßen. „Erstaunlicherweise“ war die Streuung der Ergebnisse unter den Teilnehmern äußerst gering und alle waren zufrieden, bis einer der Experten einwarf, dass diese Übung völlig sinnlos war.
- Für einen Ringvergleich für Antennenfaktoren im Frequenzbereich 1 GHz bis 18 GHz wurden einige Doppelsteghornantennen und eine LPDA verwendet. Die Streuung der Ergebnisse der LPDA waren deutlich höher als die der anderen Antennen. Beim Studium der Kalibrierprotokolle war auf den Fotos sichtbar, dass manche Teilnehmer die Antenne mit Radom²² kalibrierten und andere ohne. Der Grund dafür war das Handbuch des Herstellers, das eine Kalibrierung ohne Radom vorschlug.

Qualitätssicherungsnormen wie die ISO 17025 [55] bzw. Normen die Modelle zur Berechnung der Messunsicherheit für spezielle Messverfahren anbieten, wie die CISPR 16-4-2 [29], zwingen den Anwender sich mit der Thematik auseinander zusetzen. Auch Ringvergleiche und externe Audits im Rahmen von akkreditierten Stellen ermuntern, sich mit den Messprozessen kritisch zu beschäftigen. Wenn man diese hinreichend gut verstanden und modelliert hat, ist es nicht mehr so wichtig, ob die Messunsicherheit ein wenig größer oder ein wenig kleiner ausfällt.

²² Radom steht für *Radar Dome*, also eine Schutzkuppel über Radarantennen. Der Begriff wird im Allgemeinen für Schutzhüllen von Antennen verwendet.

Anhang A: Abkürzungen, Begriffe und Definitionen

Der Großteil der Definitionen stammen aus dem Internationalen Wörterbuch der Metrologie (VIM). Dieser normartige Katalog von Begriffen wurde erstmals 1984 [33] veröffentlicht, da nicht geklärt war, wie manche Begriffe genau zu verstehen sind. Die Verwirrung wurde dadurch nicht beseitigt, denn die späteren Auflagen aus 1994 [34], 2008 [58][21] und 2012 [59] definieren dieselben Begriffe völlig unterschiedlich. Entlastend für die Experten dieses Gremiums muss erwähnt werden, dass Sprachbarrieren, unterschiedliche physikalische Fachbereiche und die historische Entwicklung deren Arbeit nicht vereinfacht.

Ausgangsgröße des Modells der Messung – *output quantity in a measurement model* – aus [21]

Größe, deren Messwert mit Hilfe der Werte von Eingangsgrößen des Modells der Messung berechnet wird.

Bias der Messung – *measurement bias* – aus [21]

Schätzwert einer systematischen Messabweichung.

Eichen – *gauge* – aus [33]

Die physikalisch-technische Untersuchung hat sich auf das Gesamtverhalten der Messgeräte oder Messgeräteeile bei den für die praktische Verwendung in Betracht kommenden Betriebsbedingungen zu erstrecken. Insbesondere ist zu untersuchen, ob die bei der Verwendung zu erwartenden Veränderungen der messtechnischen Eigenschaften der Messgeräte oder Messgeräteeile in solchen Grenzen bleibt, dass die Messgeräte innerhalb der Nacheichfrist den für die Verkehrsfähigkeit geltenden Anforderungen voraussichtlich genügen werden.

Anmerkung: Messgeräte, deren Richtigkeit durch ein rechtlich geschütztes Interesse gefordert wird, sind eichpflichtig.

Einflussgröße – *influence quantity* – aus [33]

Größe, die nicht Gegenstand der Messung ist, jedoch den Wert der Messgröße oder den vom Messgerät gelieferten Messwert beeinflusst.

Anmerkung: In der GUM wird die Einflussgröße als *input quantity* bezeichnet, weshalb dieser Begriff in neueren Versionen des VIM definiert wird. Das ist einsichtig, denn bekannte Einflussgrößen werden auch in der Messfunktion abgebildet.

Eingangsgröße des Modells der Messung – *input quantity in a measurement model* – aus [21]

Größe, die gemessen werden muss, oder Größe, deren Wert man auf anderer Weise erhalten kann, um einen Messwert einer Messgröße zu berechnen.

Beispiel: Wenn die Länge eines Stahlstabes bei einer betrachteten Temperatur die Messgröße ist, sind die tatsächliche Temperatur, die Länge bei dieser tatsächlichen Temperatur und der lineare thermische Ausdehnungskoeffizient des Stabes Eingangsgrößen des Modells der Messung

Einheit – *unit (of measurement)* – aus [33]

Durch Vereinbarung festgelegte spezielle Größe, als deren Vielfaches jede andere Größe der gleichen Dimension dargestellt werden kann.

EMV – *EMC*

Elektromagnetische Verträglichkeit – *electromagnetic compatibility*

Erwartungswert – *expected value*

Der Erwartungswert E der reellen Zufallsvariable X, mit der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion p

$$E(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx \quad (\text{A-1})$$

Der Mittelwert einer Stichprobe der Größe M

$$\bar{x} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M x_i \quad x_i = X|_M \quad (\text{A-2})$$

strebt gegen den Erwartungswert, wenn die Stichprobengröße gegen unendlich geht.

$$E(X) = \bar{x} \Big|_{M \rightarrow \infty} \quad (\text{A-3})$$

Erweiterungsfaktor – *coverage factor* – aus [21]

Zahl größer als eins, mit der eine kombinierte Standardunsicherheit multipliziert wird, um eine erweiterte Messunsicherheit zu erhalten.

Beispiel: Im Falle einer Normalverteilung erhält man bei einem Erweiterungsfaktor 2 (k=2) eine Überdeckungswahrscheinlichkeit von 95 %.

Erweiterte Messunsicherheit – *expanded measurement uncertainty* – aus [21]

Produkte aus einer kombinierten Standardmessunsicherheit und einem Faktor, der größer als eins ist.

Dieser Begriff, wie auch die „kombinierte Standardmessunsicherheit“ ist sehr stark mit der Berechnungsmethode der Fehlerfortpflanzung verknüpft. Für die anderen Methoden ist er bedeutungslos.

Anmerkung: Der Faktor hängt von der Art der Wahrscheinlichkeitsverteilung der Ausgangsgröße des Modells der Messung ab sowie von der gewählten Überdeckungswahrscheinlichkeit. Die Benennung „Faktor“ bezieht sich auf den Erweiterungsfaktor.

Exzess - *kurtosis*

Der Exzess k einer Verteilungsfunktion ist definiert als

$$k = \frac{E(x - \mu)^4}{\sigma^4} \quad (\text{A-4})$$

wobei x der Mittelwert und σ die Standardabweichung der Verteilungsfunktion ist. E repräsentiert den Erwartungswert.

Der Exzess ist ein Maß dafür wie viele „Ausreißer“ eine Verteilungsfunktion hat. Im Fall der Normalverteilung ist sie gleich 3. Ist eine Verteilungsfunktion „steiler“ so ist ihre Exzess größer als 3. Ist sie weniger „steil“, so ist der Exzess kleiner als 3.

Anmerkung: Es gibt auch eine andere, normierte Definition des Exzess, wobei 3 subtrahiert wird. Dadurch hat die Normalverteilung in dieser Definition einen Exzess von Null.

GUM: *Guide to the expression of uncertainty in measurement*

Wurde erstmals von BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP and OIML im Jahr 1993 veröffentlicht. In einem Gemeinschaftsprojekt wurde für die gaussische Fehlerfortpflanzung mit einigen Erweiterungen eine Norm geschaffen. Nach einigen Verbesserungen [20][54] lautet der Titel der aktuellen Version ISO/IEC Guide 98-3 [56].

Größenwert – *value (of a quantity)* – aus [33]

Spezielle Größe, dargestellt als Produkte einer Zahl und einer geeigneten Einheit

Beispiele: 5,3 m, 12 kg, -40 °C

Kalibrieren – *calibration* – aus [33]

Die Tätigkeiten, die unter vorgegebenen Bedingungen die gegenseitige Zuordnung zwischen den ausgegebenen Werten eines Messgerätes oder einer Messeinrichtung oder den von einer Maßverkörperung dargestellten Werten einerseits und den zugehörigen bekannten Werten einer Messgröße andererseits bestimmen.

Anmerkung: Oft werden die Begriffe Kalibrieren und Eichen verwechselt.

Anmerkung: Das Ergebnis einer Kalibrierung erlaubt die Zuordnung der Werte der Messgröße zur Anzeige und somit die Ermittlung von Korrekturen für die Anzeige.

Korrektion – *correction* – aus [21]

Kompensation eines geschätzten systematischen Effekts.

Für die erfolgreiche Kompensation sollte die Unsicherheit des Korrekturfaktors viel kleiner sein als die systematische Abweichung selbst, siehe Restfehler.

Anmerkung: Der Duden [36] beinhaltet das Wort Korrektion mit völlig anderer Bedeutung

Internationales Normal – *international standard* – aus [33]

Normal, das durch ein internationales Abkommen als Basis zur Festlegung der Werte aller anderen Normale der betreffenden Größe anerkannt ist.

Messabweichung – *measurement error* – aus [21]

Messergebnis minus einem Referenzwert.

Anmerkung: Der Begriff „Messabweichung“ kann verwendet werden,

- a) wenn es nur einen einzigen Referenzwert gibt, auf den man sich beziehen kann, was zutrifft, wenn eine Kalibrierung mit einem Normal mit einem Messwert mit vernachlässigbarer Messunsicherheit durchgeführt wird, oder wenn ein vereinbarter Wert vorliegt, in welchem Fall die Messabweichung bekannt ist.
- b) wenn angenommen wird, dass eine Messgröße durch einen einzigen wahren Wert oder eine Menge von wahren Werten von vernachlässigbarer Spannweite dargestellt wird, in welchem Fall die Messabweichung nicht bekannt ist.

Messergebnis – *result of a measurement* – aus [33]

Durch Messung gewonnener Wert einer Messgröße.

Anmerkung: Eine vollständige Angabe des Messergebnisses enthält eine Information über die Messunsicherheit und über Werte der wirksamen Einflussgrößen, z. B. die Informationen in einem Kalibrierschein.

Messfehler

Dieser Begriff wurde früher für die Messabweichung verwendet.

Anmerkung: Messfehler bzw. Fehler sollte hierfür nicht mehr benutzt werden.

Messfunktion – *measurement function* – aus [21]

Funktion von Größen, deren Wert, wenn er mit bekannten Größenwerten für die Eingangsgrößen des Modells der Messung berechnet wird, ein Messwert der Ausgangsgröße des Modells der Messung ist.

Anmerkung: Eine Messfunktion wird auch verwendet, um die Messunsicherheit zu berechnen, die dem Messwert beigeordnet ist.

Anmerkung: In der GUM [57] wird die Messfunktion als *functional relationship* bezeichnet.

Anmerkung: In der EA-4-02 [38] wird die Messfunktion als *model function* bezeichnet.

Messgenauigkeit – *accuracy of measurement*

Der Begriff ist nicht im Zusammenhang mit einer quantitativen Angabe definiert. Er wird lediglich in vergleichender Weise oder zur qualitativen Charakterisierung verwendet.

Messgröße – *measurand* – aus [33]

Größe, die Gegenstand einer Messung ist.

Anmerkung: Die Messgröße ist gleichzeitig die Wichtigste und die am meisten Missverständene Definition. Ohne die Messgröße ist die Berechnung der Messunsicherheit nicht möglich! Oft wird fälschlicherweise versucht, die Messgröße an das schon existierende Messverfahren anzupassen, wodurch man sich unüberwindliche Probleme einhandelt. In diesem Fall kommt man zu einem sehr niedrigen Unsicherheitswert, der mit der Realität nichts zu tun hat. Deshalb ist es unerlässlich, bei der Entwicklung von Messungen das Konzept von Carbone einzuhalten.

Beispiele:

- Dampfdruck einer Wasserprobe bei 20 °C
- Leerlaufspannung eines voll aufgeladenen Akkumulators bei Zimmertemperatur
- Kalibrierfaktor einer Feldsonde in einem homogenen Feld bei 30 V/m, wobei die Einfallswinkel $\theta=90^\circ$ und $\varphi=0^\circ$ betragen, die Polarisationssebene ist gleich dem Einheitsvektor e_0 .

Messmethode – *method of measurement* – aus [33]

Die wissenschaftliche Grundlage eines Messverfahrens.

Anmerkung: Messmethoden können auf verschiedene Arten qualifiziert werden

Beispiele: Substitutionsmessmethode, Differenzmessmethode oder Nullabgleich.

Messprinzip – *principle of measurement* – aus [33]

Die wissenschaftliche Grundlage eines Messverfahrens.

Beispiele:

- der thermoelektrische Effekt, angewendet auf Temperaturmessungen
- der Josephson-Effekt, angewendet auf Messungen der elektrischen Spannung
- der Doppler-Effekt, angewendet auf Geschwindigkeitsmessungen
- der Raman-Effekt, angewendet auf die Messungen der Wellenzahl von Molekülschwingungen

Messung – *measurement* – aus [33]

Gesamtheit der Tätigkeiten zur (experimentellen) Bestimmung des Größenwertes.

Messunsicherheit – *uncertainty of measurement*

Schätzwert zur Kennzeichnung eines Wertebereiches, innerhalb dessen der wahre Wert der Messgröße liegt – aus [33]

Dem Messergebnis zugeordneter Parameter, der die Streuung der Werte kennzeichnet, die vernünftigerweise der Messgröße zugeordnet werden könnte – aus [34].

Nichtnegativer Parameter, der die Streuung der Werte kennzeichnet, die der Messgröße auf der Grundlage der benutzten Information beigeordnet ist – aus [21].

Da die verschiedenen Auflagen der VIM unterschiedliche Definitionen beinhalten wird im Rahmen dieser Dissertation folgende, mathematisch exakte Definition verwendet:

Die Messunsicherheit ist jener Wertebereich, der aus der Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion der Ausgangsgröße mithilfe der Überdeckungswahrscheinlichkeit gewonnen wird.

Anmerkung: Im allgemeinen enthält die Messunsicherheit mehrere Komponenten. Einige dieser Komponenten können aufgrund der statistischen Verteilungen der Ergebnisse von Messreihen geschätzt und mittels empirischer Standardabweichung angegeben werden. Abschätzungen für andere Komponenten können ausschließlich auf Erfahrung oder andere Informationen gegründet werden.

Messverfahren – *measurement procedure* – aus [33]

Gesamtheit der genau beschriebenen Tätigkeiten, wie sie bei der Ausführung spezieller Messungen entsprechend einer vorgegebenen Messmethode angewendet werden.

Anmerkung: Manchmal auch Messprozedur genannt.

Metrologie – metrology – aus [33]

Das Wissensgebiet, das sich mit Messungen befasst.

Anmerkung: Metrologie umfasst sowohl die theoretischen als auch die praktischen Gesichtspunkte von Messungen, gleich von welcher Genauigkeit sie sind und in welchen Bereich der Wissenschaft oder Technik sie vorkommen.

Mittelwert – mean

Der Mittelwert von n Zahlen ist

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_j \quad (\text{A-1})$$

Anmerkung: Auch Arithmetisches Mittel bzw. Mittelwert einer Stichprobe genannt.

Modell der Messung – measurement model – aus [21]

Mathematische Beziehung zwischen allen Größen, von denen bekannt ist, dass sie an der Messung beteiligt sind.

Nationales Normal – national standard - aus [33]

Normal, das in einem Land durch nationalen Beschluss als Basis zur Festlegung der Werte aller anderen Normale der betreffenden Größe anerkannt ist.

Normal – measurement standard – etalon - aus [33]

Maßverkörperung, Messgerät oder Messeinrichtung, die den Zweck haben, eine Einheit oder einen oder mehrere Größenwerte zu bestimmen, zu verkörpern, zu bewahren oder zu reproduzieren, um diese an andere Messgeräte durch Vergleich weiterzugeben.

Beispiele: 1 kg Massennormal, 100 Ω Widerstandnormal

Normalverteilung – normal distribution

Eine normalverteilte Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion F mit Erwartungswert μ und Standardabweichung σ

$$F(x, \mu, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (\text{A-2})$$

Anmerkung Die Normalverteilung wird auch Gauß-Laplace-Verteilung genannt

PDF- Probability Density Function- Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion

Reproduzierbarkeit – reproducibility (of measurements) - aus [33]

Ausmaß der Annäherung zwischen den Ergebnissen von Messungen derselben Messgröße, wobei die einzelnen Messungen bei unterschiedlichen Bedingungen ausgeführt sind, so etwa bezüglich

- des Messverfahrens
- des Beobachters
- der Messeinrichtung
- des Messortes
- der Anwendungsbedingungen
- des Zeitpunktes

Restfehler – residual error

Systematische Abweichungen lassen sich niemals perfekt korrigieren, denn der Korrektionsfaktor ist selbst mit einer gewissen Unsicherheit behaftet. Somit bleibt ein Restfehler zurück, der um Größenordnungen kleiner ist als der systematische Fehler selbst.

Dass die Unsicherheit des Korrektionsfaktors in derselben Größenordnung der systematische Abweichungen selbst liegt, ist durchaus denkbar. Diese dann trotzdem zu korrigieren macht wenig Sinn, denn die Genauigkeit kann nicht gesteigert werden.

Schiefe - skewness

Die Schiefe y einer Verteilungsfunktion ist definiert als

$$y = \frac{E(x - \mu)^3}{\sigma^3} \quad (\text{A-3})$$

wobei x der Mittelwert und σ die Standardabweichung der Verteilungsfunktion sind. E repräsentiert den Erwartungswert.

Die Schiefe ist ein Maß für die Symmetrie einer Verteilungsfunktion. Ist die Schiefe negativ sammeln sich die Werte eher links vom Mittelwert. Ist die Schiefe positiv sammeln sich die Werte eher rechts vom Mittelwert. Ist die Verteilungsfunktion symmetrisch ist die Schiefe null.

Spannweite - range

Die Spannweite ist die Differenz des größten und des kleinsten Wertes einer Verteilungsfunktion.

Anmerkung: Wird auch Variationsbreite genannt.

Standardabweichung – standard deviation

Die Standardabweichung von n Zahlen ist

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2} \quad (\text{A-4})$$

Anmerkung: Auch mittlere quadratische Abweichung, mittlerer Fehler bzw. empirische Streuung genannt.

Studentsche t-Verteilung – *students t-distribution*

Definiert von Gosset [49]:

Sind \bar{x} und s der Mittelwert und die Standardabweichung einer Stichprobe der Größe n einer normalverteilten Größe mit Mittelwert μ und $\sigma^2=n$, dann ist

$$t(\nu) = \frac{\bar{x} - \mu}{s} \quad (\text{A-5})$$

$$\nu = n - 1 \quad (\text{A-6})$$

verteilt mit

$$y = f(x, \nu) = \frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \frac{1}{\sqrt{\nu\pi}} \frac{1}{\left(1 + \frac{x^2}{\nu}\right)^{\frac{\nu+1}{2}}} \quad (\text{A-7})$$

wobei $\Gamma(\cdot)$ die Gamma Funktion ist.

Substitutionsmessverfahren – *substitution method of measurement* - aus [33]

Messverfahren, bei dem die Messgröße ersetzt wird durch eine Größe gleicher Art von bekanntem Wert, die so gewählt ist, dass die Wirkung an der Anzeigeeinrichtung dieselbe ist.

Beispiel: Die Referenzsondenmethode ist ein Substitutionsmessverfahren

Überdeckungsintervall – *coverage interval* – aus [21]

Intervall, das die Menge der wahren Werte einer Messgröße mit einer angegebenen Wahrscheinlichkeit enthält, auf der Grundlage der verfügbaren Information.

Anmerkung: Ein Überdeckungsintervall braucht nicht um den ausgewählten Messwert zentriert zu sein.

Überdeckungswahrscheinlichkeit – *coverage probability* – aus [21]

Wahrscheinlichkeit, dass die Menge der wahren Werte einer Messgröße in einem spezifizierten Überdeckungsintervall enthalten ist.

Anmerkung: Diese Definition gehört zu dem im GUM dargestellten Unsicherheitsansatz.

Anmerkung: Die Überdeckungswahrscheinlichkeit wird im GUM auch „Vertrauensniveau“ genannt.

U-förmige Verteilung – *U-shaped distribution*

Die U-förmige Verteilung [24]

$$F(\theta) = \frac{1}{\pi\sqrt{1-\theta^2}} \quad (\text{A-8})$$

entsteht, wenn die Sinusfunktion

$$F(\theta) = \sin(P(\theta)) \quad (\text{A-9})$$

auf eine Gleichverteilung

$$P(\theta) = \frac{1}{\pi} \quad (\text{A-10})$$

angewendet wird.

Beispiel: Der Fehler bei der Leistungsübertragung auf einem beidseitig fehlangepassten HF-Kabel, bedingt durch die unbekanntene Phasenlage, ist näherungsweise U-förmig verteilt.

Varianz - variance

Die Varianz s von n Zahlen ist

$$s = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2 \quad (\text{A-11})$$

Anmerkung: Auch empirische Varianz genannt.

Die Varianz ist gleich dem Quadrat der Standardabweichung

Wahrer Wert – *true value* – aus [21]

Größenwert, der mit der Definition einer Größe in Übereinstimmung ist.

Anmerkung: Im Messabweichungsansatz zur Beschreibung von Messungen wird davon ausgegangen, dass ein wahrer Wert einer Größe eindeutig, aber in der Praxis nicht ermittelbar ist. Der Unsicherheitsansatz erkennt an, dass aufgrund der naturgegebenen unvollständigen Detailkenntnis in der Definition einer Größe es nicht nur einen einzigen wahren Wert einer Größe gibt, sondern eine Menge an wahren Werten, die mit der Definition konsistent sind. Jedoch ist es im Prinzip und in der Praxis nicht möglich, diese Werte zu kennen. Andere Ansätze verzichten ganz auf den Begriff des wahren Werts und beziehen sich auf den Begriff der metrologischen Verträglichkeit von Messergebnissen, um ihre Gültigkeit zu beurteilen.

Wiederholbarkeit – *repeatability (of measurements)* - aus [33]

Ausmaß der Annäherung zwischen Ergebnissen aufeinanderfolgenden Messungen derselben Messgröße, ausgeführt unter folgenden Bedingungen:

- dasselbe Messverfahren
- derselbe Beobachter
- dieselbe Messeinrichtung
- derselbe Messort
- dieselben Anwendungsbedingungen
- Wiederholung in kurzem Zeitabstand.

Zentraler Grenzwertsatz – *central limit theorem*

Lautet nach Dutter [37]:

Die Summe einer ausreichend großen Anzahl von identisch verteilten und statistisch unabhängiger Zufallszahlen, jede mit endlichem Mittelwert und Varianz, wird näherungsweise normalverteilt sein.

Zentralmoment – *central moment*

Das Zentralmoment μ der Ordnung k einer Verteilungsfunktion ist definiert als

$$\mu^k = E(X - EX)^k \quad (\text{A-12})$$

wobei E der Erwartungswert ist.

Anmerkung: Das erste Zentralmoment ist immer null.

Das zweite Zentralmoment ist gleich der Varianz, wenn im Divisor n anstelle von $n-1$ genommen wird.

Anhang B: Quellcodes

Quasi-Monte Carlo Simulation aus Kapitel 6.1:

```

% SIMULATION FUER IEEE EMC HONOLULU, HAWAII
% ANWENDUNG PSEUDO MONTE CARLO METHODE
% DIPL. ING. ALEXANDER KRIZ
% MIT PATTERN DATEN VON IEEE EMC PORTLAND
%
CLEAR;
GHZ=1E9;
MHZ=1E6;
KHZ=1E3;

% DATEINAME EINGEBEN
DATNAME='P618024_C_RI';
START=1*GHZ;
STEP=100*MHZ;
% DATEN AUS DATEI LADEN
DN=STRCAT(DATNAME,'.MLAB');
SAMPLE=LOAD(DN);
D=SIZE(SAMPLE);
II=D(1);
JJ=D(2);
% WINKEL UMRECHNEN
XPAT=SAMPLE(:,1)/180*PI-PI;
% NORMIEREN
Y=SAMPLE(:,7);
Y=Y-MEAN(Y);
% PUNKTERASTER GENERIEREN
PHI=XPAT(1):(XPAT(LENGTH(XPAT))-XPAT(1))/1501.5:XPAT(LENGTH(XPAT));
% INTERPOLIEREN FUER PSEUDO MC RASTER
PAT=INTERPL(XPAT,Y,PHI,'LINEAR');
%SKALIEREN
PHIGRAD=PHI/PI*180;
RANG=(PHIGRAD<135)&(PHIGRAD>-135);
MITTELWERT=MEAN(PAT(RANG));
PAT=PAT-MITTELWERT;
%WERTEBEREICH VSWR
VSWR=1:0.025:7;
RL=-20*LOG10((10.^(VSWR/20)+1)./(10.^(VSWR/20)-1));
%FÜR DARSTELLUNG
MA=+6;
MI=-9;
%WINKEL
POS1=270;
POS2=280;
X1=0:0.1:179.9;
XRAD1=X1/180*PI;
X2=180:0.1:359.9;
XRAD2=X2/180*PI;
X=[X1 X2];
XRAD=[XRAD1 XRAD2];
%LIMIT
LIM1=(X>=(POS1-60))&(X<=(POS1+60));
LIM2=(X>(POS1-135))&(X<(POS1-60));
LIM3=(X>(POS1+60))&(X<360);
LIM4=X<45;

```

```

LIM5=(x>=(90-4.5))&(x<=(90+4.5));
% LIMIT 6 GHZ BIS 18 GHZ
LIML=LIM1*(-3)+LIM2*(-4)+LIM3*(-4)+LIM4*(-4)+LIM5*(-9);
LIMU=LIM1*(+3)+LIM2*(+4)+LIM3*(+4)+LIM4*(+4)+LIM5*(+4);
% ZEICHEN
PP(PHI,PAT,[MI MA]);
HOLD ON;
%SKALIEREN
PP('TRACE',1,'LINEWIDTH',2);
PP('TRACE',1,'LINECOLOR','B');
PP('MAGMARKANGLE',90);
PP('ANGLESTEP',15);
PP('MAXVALUE',MA);
PP('CENTREVALUE',MI);
PP('RINGSTEP',3);
PP('ANGLEFONTSIZE',12);
PP('RINGFONTSIZE',12);
PP('RINGFONTWEIGHT','BOLD');
PP('ANGLEFONTWEIGHT','BOLD');
PP('THETADIRECTION','CCW');
PP('THETASTARTANGLE',90);
PP('PPSTYLE',0);
PP('FIGUREPOSITION',[50 50 600 600]);
%
PP(XRAD+PI/2,LIML);
PP('TRACE',2,'LINEWIDTH',1);
PP('TRACE',2,'LINECOLOR',[0.5 0.5 0.5]); %EQUAL GRAY
%
PP(XRAD+PI/2,LIMU);
PP('TRACE',3,'LINEWIDTH',1);
PP('TRACE',3,'LINECOLOR',[0.5 0.5 0.5]); %EQUAL GRAY
%
AXIS VIS3D;
PRINT('-DBMP','-R300','PODI8G.BMP');
%
BINS=0:0.25:10;
REF=PAT(FIND(ABS(PHI)==MIN(ABS(PHI))));
%STATISTISCHE PARAMETER BERECHNEN
FOR I=1:LENGTH(VSWR)
    %VSWRMEAS=20*LOG10(1+10.^((PATX-REF+RL(I))/20))-VSWR(I);
    VSWRMEAS=20*LOG10((1+10.^((PAT-REF+RL(I))/20))./(1-10.^((PAT-REF+RL(I))/20)))-VSWR(I);
    VSWRSTD(I)=STD(VSWRMEAS);
    VSWRM(I)=MEAN(VSWRMEAS);
    VSWRMED(I)=MEDIAN(VSWRMEAS);
    MINI=MIN(VSWRMEAS)-0.1;
    MAXI=MAX(VSWRMEAS)+0.1;
    MINI2(I)=MIN(VSWRMEAS);
    MAXI2(I)=MAX(VSWRMEAS);
    %FIGURE;
    %[N,XOUT]=HIST(VSWRMEAS,BINS);
    [N,XOUT]=HIST(VSWRMEAS,MINI:(MAXI-MINI)/500:MAXI);
    CS=CUMSUM(N)/LENGTH(VSWRMEAS)*100;
    H=XOUT(CS>=(100-(100-95.45)/2));
    CF975(I)=H(I);
    H=XOUT(CS>=100-(100-68.27)/2);
    CF811(I)=H(I);
    H=XOUT(CS<=((100-95.45)/2));
    CF25(I)=H(LENGTH(H));
    H=XOUT(CS<=(100-68.27)/2);
    CF158(I)=H(LENGTH(H));
    N2(I,:)=N/LENGTH(VSWRMEAS);
    XOUT2(I,:)=XOUT;
END

```

```

[J,K]=SIZE(XOUT2);
%[X,Y] = MESHGRID(1:K,1:J);
[X,Y] = MESHGRID(1:K,VSWR);
FIGURE;
SURF(XOUT2,Y,N2);
AXIS EQUAL;
AXIS NORMAL;
SHADING INTERP;
COLORMAP(JET);
AXIS VIS3D TIGHT
CAMLIGHT LEFT; LIGHTING PHONG;
XLABEL('SITE VSWR ERROR [DB]');
YLABEL('SITE VSWR [DB]');
ZLABEL('PDF');
%
FIGURE;
PLOT(VSWR,VSWRMED,'k','LINEWIDTH',2);
GRID;
HOLD ON;
PLOT(VSWR,CF25,'r','LINEWIDTH',2);
PLOT(VSWR,CF975,'r','LINEWIDTH',2);
PLOT(VSWR,CF811,'b','LINEWIDTH',2);
PLOT(VSWR,CF158,'b','LINEWIDTH',2);
PLOT(VSWR,MINI2,'m','LINEWIDTH',2);
PLOT(VSWR,MAXI2,'m','LINEWIDTH',2);
YLABEL('SITE VSWR ERROR [DB]');
XLABEL('SITE VSWR [DB]');
LEGEND('MEDIAN','95%','95%','68%','68%','MIN','MAX');
TOEXCEL=[VSWR' CF25' CF975' CF158' CF811' VSWRMED' MINI2' MAXI2'];

```

Quasi-Monte Carlo Simulation aus Kapitel 6.2:

```

% SIMULATION FUER IEEE EMC, DETROIT
% ANWENDUNG QUASI-MONTE CARLO METHODE
% ZUR BERECHNUNG VON DELTA_A_DIR, DEM
% PATTERNFEHLER BEI DER MESSUNG DER STÖRFELDSTAERKE
% AM FREIFELDMESSGELAENDE, WENN MIT HYBRIDANTENNEN GEMESSEN WIRD
%
% DIPL. ING. ALEXANDER KRIZ
% DISSERTATION TU WIEN
%
%
CLEAR;                                % WORKSPACE LOESCHEN
F=1000;                                % FREQUENZ [MHZ]
POL=1;                                  % POLARISATION: 0 FUER HORIZONTAL, 1 FUER VERTICAL
D=3;                                    % ABSTAND [M]
BORE=1;                                 % METHODE: 0 KEIN BORESIGHT, 1 FUER BORSIGHT;
                                          % (FUER KLASSISCH UND TILTING 0 SETZEN)
H1=1;                                   % TX HOEHE H1; FUER BERECHNUNG DES TILTING WINKELS [M]
H2=2.5;                                 % RX HOEHE H2; FUER BERECHNUNG DES TILTING WINKELS [M]
% TILTING WINKEL [RAD]; EINE DER BEIDEN ZEILEN MUSS "AUSKOMMENTIERT" WERDEN
TILTING=(ATAN((H1+H2)/D)+ATAN((H2-H1)/D))/2; % FUER METHODE TILTING;
                                          % ZUSAETZLICHE BORE=0 SETZEN
% TILTING=0/180*PI;                    % FUER METHODE KLASSISCH;
                                          % ZUSAETZLICHE BORE=0 SETZEN

%
CD PATTERN;                             % INS UNTERVERZEICHNIS GEHEN
% JE NACH POLARISATION UND FREQUENZ DAS RICHTIGE PATTERN LADEN
% FUER HORIZONTALE POLARISATION WIRD DAS ENTSPRECHENDE H-EBENE
% RICHTDIAGRAMM GELADEN
% FUER VERTIKALE POLARISATION WIRD DAS ENTSPRECHENDE E-EBENE
% RICHTDIAGRAMM GELADEN
% ES WERDEN DIE VARIABLEN PHI3 [RAD] UND R3 [1] ERZEUGT.
IF POL==0
    IF F==30
        SAVEHPLANE30;
    END
    IF F==90
        SAVEHPLANE90;
    END
    IF F==150
        SAVEHPLANE150;
    END
    IF F==200
        SAVEHPLANE200;
    END
    IF F==500
        SAVEHPLANE500;
    END
    IF F==1000
        SAVEHPLANE1000;
    END
ELSE
    IF F==30
        SAVEEPLANE30;
    END
    IF F==90
        SAVEEPLANE90;
    END
    IF F==150
        SAVEEPLANE150;
    END
    IF F==200

```

```

    SAVEEPLANE200;
END
IF F==500
    SAVEEPLANE500;
END
IF F==1000
    SAVEEPLANE1000;
END
END
CD ..                                % ZURUECK INS ARBEITSVERZEICHNIS
%
R3=R3/MAX(R3);                        % NORMIEREN AUF DAS MAXIMUM
R3=SMOOTH(R3,30);                    % RICHTDIAGRAMM GLAETTEN
%
HRX2=1:0.025:4;                      % EMPFANGSHOEHE FÜR DEN HOEHENSCAN
HTX2=0.1:0.025:2;                   % FUELLEN DER ZUFALLSVARIABLE FÜR DIE SENDEHOEHE
HRX=REPMAT(HRX2',1,LENGTH(HTX2));   % UMBAU IN EINE MATRIX
HTX=REPMAT(HTX2,LENGTH(HRX2),1);    % UMBAU IN EINE MATRIX

F=F*IE6;                             % AENDERUNG DER EINHEIT DER FREQUENZ VON [MHZ] IN [HZ]
LAMBDA=3E8/F;                         % BERECHNUNG DER WELLENLAENGE;
% APPROXIMATION DER LICHTGESCHWINDIGKEIT MIT 3E8 M/S
%
LDIR=SQRT((HRX-HTX).^2+D^2);          % BERECHNUNG DER LAENGE DES DIREKTEN STRAHLS [M]
LIND=SQRT((HRX+HTX).^2+D^2);         % BERECHNUNG DER LAENGE DES INDIREKTEN STRAHLS [M]
PHIDIR=ATAN((HRX-HTX)/D);            % BERECHNUNG DES EINFALLWINKELS DES DIREKTEN STRAHLS
% IN DIE EMPFANGSANTENNE [RAD]
PHIIND=ATAN((HRX+HTX)/D);           % BERECHNUNG DES EINFALLWINKELS DES INDIREKTEN STRAHLS
% IN DIE EMPFANGSANTENNE [RAD]
BOREPHI=ATAN((HRX-1)/D);            % BERECHNUNG DES WINKELS BEI DER
% METHODE BORESIGHTING [RAD]
% BERECHNUNG DER RICHTWIRKUNG DER EMPFANGSANTENNE
IF BORE==0                            % FUER KLASSISCH UND TILTING
    X=INTERP1(PHI3,R3,PHIDIR-TILTING,'LINEAR'); % FUER DEN DIREKTEN STRAHL
    Y=INTERP1(PHI3,R3,PHIIND-TILTING,'LINEAR'); % FUER DEN INDIREKTEN STRAHL
ELSE                                    % FUER BORESIGHTING
    X=INTERP1(PHI3,R3,PHIDIR-BOREPHI,'LINEAR'); % FUER DEN DIREKTEN STRAHL
    Y=INTERP1(PHI3,R3,PHIIND-BOREPHI,'LINEAR'); % FUER DEN INDIREKTEN STRAHL
END
% BERECHNUNG DER GEMESSENEN FELDSTÄRKE DURCH DIE EMPFANGSANTENNE
DIRECT_REAL=SQRT(30)*X./LDIR.*EXP(-2*PI*I*LDIR/LAMBDA); % FUER DEN DIREKTEN STRAHL
INDIRECT_REAL=SQRT(30)*Y./LIND.*EXP(-2*PI*I*LIND/LAMBDA); % FUER DEN INDIREKTEN STRAHL
% SUMMATION DER BEIDEN STRAHLEN
IF POL==0
    E_REAL=ABS(DIRECT_REAL-INDIRECT_REAL); % HORIZONTALE POLARISATION
ELSE
    E_REAL=ABS(DIRECT_REAL+INDIRECT_REAL); % VERTIKALE POLARISATION
END

% BERECHNUNG DER FELDSTÄRKE AM PUNKT DER EMPFANGSANTENNE (=MESSGROSSE)
DIRECT_IDEAL=SQRT(30)*I./LDIR.*EXP(-2*PI*I*LDIR/LAMBDA); % FUER DEN DIREKTEN STRAHL
INDIRECT_IDEAL=SQRT(30)*I./LIND.*EXP(-2*PI*I*LIND/LAMBDA); % FUER DEN INDIREKTEN STRAHL
% SUMMATION DER BEIDEN STRAHLEN
IF POL==0
    E_IDEAL=ABS(DIRECT_IDEAL-INDIRECT_IDEAL); % HORIZONTALE POLARISATION
ELSE
    E_IDEAL=ABS(DIRECT_IDEAL+INDIRECT_IDEAL); % VERTIKALE POLARISATION
END
%
MAX_E_REAL=MAX(E_REAL); % FINDEN DER MAXIMALEN FELDSTÄRKE (HOEHENSCAN) FUER
% EMPFANGSANTENNE
MAX_E_IDEAL=MAX(E_IDEAL); % FINDEN DER MAXIMALEN FELDSTÄRKE (HOEHENSCAN) FUER
% MESSGROSSE

```

```
%  
ERR=20*LOG10(MAX_E_REAL./MAX_E_IDEAL);  
MITTELWERT=MEAN(ERR)  
PROZENTE=PRCTILE(ERR,[2.5 97.5])  
STABW=STD(ERR)
```

```
% PDF DES PATTERNFEHLERS [dB]  
% MITTELWERT DER PDF  
% 95% UEBERDECKUNGSBEREICH  
% STANDARDABWEICHUNG DER PDF
```

NEC Simulation aus Kapitel 6.3:

```

CM DISSERTATION
CM DIPL. ING. ALEXANDER KRIZ
CM
CM BESTIMMUNG DER KOPPLUNG
CM DER ANTENNE MIT DER GROUNDPLANE
CM BEI DER ANTENNENKALIBRIERUNG
CM
CM LPDA ANTENNE
CM
CE
GW 01 31 .000 -.041 0 .000 .041 0 .004
GW 02 31 .012 -.048 0 .012 .048 0 .004
GW 03 31 .026 -.055 0 .026 .055 0 .004
GW 04 31 .043 -.064 0 .043 .064 0 .004
GW 05 31 .063 -.073 0 .063 .073 0 .004
GW 06 31 .087 -.085 0 .087 .085 0 .004
GW 07 31 .112 -.099 0 .112 .099 0 .0065
GW 08 31 .142 -.115 0 .142 .115 0 .0065
GW 09 31 .176 -.133 0 .176 .133 0 .0065
GW 10 31 .217 -.154 0 .217 .154 0 .0065
GW 11 31 .265 -.179 0 .265 .179 0 .0065
GW 12 31 .320 -.208 0 .320 .208 0 .0065
GW 13 31 .384 -.241 0 .384 .241 0 .0065
GW 14 31 .459 -.280 0 .459 .280 0 .0065
GW 15 31 .535 -.326 0 .535 .326 0 .0065
GW 16 31 .639 -.377 0 .639 .377 0 .0065
GM 0 0 0 0 0 0 0 -8.000 0
GW 101 31 .000 -.041 0 .000 .041 0 .004
GW 102 31 .012 -.048 0 .012 .048 0 .004
GW 103 31 .026 -.055 0 .026 .055 0 .004
GW 104 31 .043 -.064 0 .043 .064 0 .004
GW 105 31 .063 -.073 0 .063 .073 0 .004
GW 106 31 .087 -.085 0 .087 .085 0 .004
GW 107 31 .112 -.099 0 .112 .099 0 .0065
GW 108 31 .142 -.115 0 .142 .115 0 .0065
GW 109 31 .176 -.133 0 .176 .133 0 .0065
GW 110 31 .217 -.154 0 .217 .154 0 .0065
GW 111 31 .265 -.179 0 .265 .179 0 .0065
GW 112 31 .320 -.208 0 .320 .208 0 .0065
GW 113 31 .384 -.241 0 .384 .241 0 .0065
GW 114 31 .459 -.280 0 .459 .280 0 .0065
GW 115 31 .535 -.326 0 .535 .326 0 .0065
GW 116 31 .639 -.377 0 .639 .377 0 .0065
GM 0 0 0 0 0 0 0 4.000 0
GE 0
EK
TL 01 16 02 16 -200 0 0.02 0 0 0
TL 02 16 03 16 -200 0 0 0 0 0
TL 03 16 04 16 -200 0 0 0 0 0
TL 04 16 05 16 -200 0 0 0 0 0
TL 05 16 06 16 -200 0 0 0 0 0
TL 06 16 07 16 -200 0 0 0 0 0
TL 07 16 08 16 -200 0 0 0 0 0
TL 08 16 09 16 -200 0 0 0 0 0
TL 09 16 10 16 -200 0 0 0 0 0
TL 10 16 11 16 -200 0 0 0 0 0
TL 11 16 12 16 -200 0 0 0 0 0
TL 12 16 13 16 -200 0 0 0 0 0
TL 13 16 14 16 -200 0 0 0 0 0
TL 14 16 15 16 -70 0 0 0 0 0

```

TL 15 16 16 16 -70 0 0 0 0 0
TL 101 16 102 16 -200 0 0.02 0 0 0
TL 102 16 103 16 -200 0 0 0 0 0
TL 103 16 104 16 -200 0 0 0 0 0
TL 104 16 105 16 -200 0 0 0 0 0
TL 105 16 106 16 -200 0 0 0 0 0
TL 106 16 107 16 -200 0 0 0 0 0
TL 107 16 108 16 -200 0 0 0 0 0
TL 108 16 109 16 -200 0 0 0 0 0
TL 109 16 110 16 -200 0 0 0 0 0
TL 110 16 111 16 -200 0 0 0 0 0
TL 111 16 112 16 -200 0 0 0 0 0
TL 112 16 113 16 -200 0 0 0 0 0
TL 113 16 114 16 -200 0 0 0 0 0
TL 114 16 115 16 -70 0 0 0 0 0
TL 115 16 116 16 -70 0 0 0 0 0
EX 1 1 1 00 90 180 90 1 1
FR 0 1 0 0 1000.000 1
XQ
PT 0 1 16 16

NEC Simulation aus Kapitel 6.3:

```

CM DISSERTATION
CM DIPL. ING. ALEXANDER KRIZ
CM
CM BESTIMMUNG DES EINFLUSSES
CM DES MASTES BEI DER ANTENNENKALIBRIERUNG
CM
CM BIKONISCHE ANTENNE
CM
CE
GW 1 3 0.01 0 4 -0.01 0 4 0.002
GW 2 3 0.01 10 2 -0.01 10 2 0.002
GW 3 20 0 0 0.01 0 0.315 0.45 0.002
GW 4 10 0 0.315 0.45 0 0 0.675 0.002
GM 0 5 0 0 60 0 0 0 3
GM 0 1 0 180 0 0 0 0 3
GM 0 0 0 90 0 0 0 4 3
GW 5 20 0 0 0.01 0 0.315 0.45 0.002
GW 6 10 0 0.315 0.45 0 0 0.675 0.002
GM 0 5 0 0 60 0 0 0 5
GM 0 1 0 180 0 0 0 0 5
GM 0 0 0 90 0 0 10 2 5
SM 5 5 0.2 -1 0.12 -0.2 -1 0.12
SC 0 0 -0.2 -1.4 0.12
SM 5 5 0.2 -1 0.32-0.2 -1 0.32
SC 0 0 -0.2 -1.4 0.32
SM 5 5 0.2 -1 0.12-0.2 -1 0.12
SC 0 0 -0.2 -1 0.32
SM 5 5 0.2 -1.4 0.12 -0.2 -1.4 0.12
SC 0 0-0.2 -1.4 0.32
SM 5 5-0.2 -1 0.12 -0.2 -1.4 0.12
SC 0 0 -0.2 -1.4 0.32
SM 5 5 0.2 -1 0.12 0.2 -1.4 0.12
SC 0 0 0.2 -1.4 0.32
GE 1
GN 1
EX 0 2 2 0 1 0
LD 0 1 2 2 200 0 0
FR 0 1 0 0 30 1
PT 0 1 2 2
XQ 0
EN

```



```

%
DANL=-122;           % DISPLAYED AVERAGE NOISE LEVEL [DBM]
TN=0.004;           % TRACENOISE OHNE RAUSCHEN [DB]
H1=2;              % SENDEHÖHE [M]
H2MIN=1;           % HÖHENSCAN UNTERES LIMIT [M]
H2MAX=4;           % HÖHENSCAN OBERES LIMIT [M]
D=10;              % MESSABSTAND [M]
ATT_P=10;          % DÄMPFUNG DER PADDINGATTENUATOREN [DB]
L_C=20;            % KABELLÄNGE DER ANTENNENKABEL [M]
% RETURNLOSS (SOURCE MATCH) SENDEPORT DES NWA [DB]
RLTX=-17;
% RETURNLOSS (LOAD MATCH) EMPFANGSPORT DES NWA [DB]
RLRX=-20;
% DÄMPFUNGSPARAMETER A, KABEL SUCCOFLEX
A=0.191;
% DÄMPFUNGSPARAMETER B, KABEL SUCCOFLEX
B=0.0255;
% GEOMETRIE DER LPDA ANTENNEN
LPDA_LMAX_MAX=0.776; % MAXIMUM LÄNGSTER DIPOL
LPDA_LMAX_MIN=0.75;  % MINIMUM LÄNGSTER DIPOL
LPDA_LMAX_AUX=0.776; % HILFANSTENNE LÄNGSTER DIPOL
LPDA_LMIN_MAX=0.077; % MAXIMUM KÜRZESTER DIPOL
LPDA_LMIN_MIN=0.05;  % MINIMUM KÜRZESTER DIPOL
LPDA_LMIN_AUX=0.065; % HILFANSTENNE KÜRZESTER DIPOL
LPDA_DMAX_MAX=0.816; % MAXIMUM ANTENNELÄNGE
LPDA_DMAX_MIN=0.632; % MINIMUM ANTENNELÄNGE
LPDA_DMAX_AUX=0.639; % HILFANSTENNE ANTENNELÄNGE
LPDA_DMIN_MAX=0.063; % MAXIMUM VIRTUELLE SPITZE
LPDA_DMIN_MIN=0.054; % MINIMUM VIRTUELLE SPITZE
LPDA_DMIN_AUX=0.054; % HILFANSTENNE VIRTUELLE SPITZE
LPDA_DP_MAX=0.435;   % MAXIMUM REFERENZPUNKT
LPDA_DP_MIN=0.346;   % MINIMUM REFERENZPUNKT
LPDA_DP_AUX=0.346;   % HILFANSTENNE REFERENZPUNKT
IF LPDA==TRUE
  HSTEP=0.05;        % HÖHENSCHRITTWEITE DES EMPFANGSMASTS [M], 0.05
  DELTASITE=0.1;    % IMPERFEKTIONEN DES FREIFELDMESSGELÄNDES
  % BEI LPDA ANTENNEN KEINE KORREKTUR FÜR KOPPLUNG MIT GP
  AFCORR=0;
ELSE
  HSTEP=0.2;        % HÖHENSCHRITTWEITE DES EMPFANGSMASTS [M], 0.2
  DELTASITE=0.15;   % IMPERFEKTIONEN DES FREIFELDMESSGELÄNDES
END
% PARAMETER DER PDFS
SWITCH BALUN
CASE 50              % 50 OHM BALUNIMPEDANZ
SWITCH F
CASE 30              % 30 MHZ
  AFCORR=0.13;
CASE 80              % 80 MHZ
  AFCORR=-0.45;
CASE 200             % 200 MHZ
  AFCORR=0.15;
END
CASE 200             % 200 OHM BALUNIMPEDANZ
SWITCH F
CASE 30              % 30 MHZ
  AFCORR=0.13;
CASE 80              % 200 MHZ
  AFCORR=-0.08;
CASE 200             % 200 MHZ
  AFCORR=0.08;
END
END

```

SWITCH F

```

CASE 30
  VSWR_AUC=24.7;
  VSWR_AUX=24.7;
  A_CABLE=0.015;
  A_MAST_TX=0.01;
  A_MAST_RX=0.003;
CASE 80
  VSWR_AUC=3.4;
  VSWR_AUX=3.4;
  A_CABLE=0.015;
  A_MAST_TX=0.01;
  A_MAST_RX=0.025;
CASE 200
  SWITCH LPDA
    CASE FALSE
      VSWR_AUC=2.2;
      VSWR_AUX=2.2;
      A_CABLE=0.015;
      A_MAST_TX=0.05;
      A_MAST_RX=0.15;
    CASE TRUE
      VSWR_AUC=1.4;
      VSWR_AUX=1.4;
      PAT_LOW=0.2;
      PAT_HIGH=0.05;
      AUX_PAT=AUXANTENNA(:,2);
      A_CABLE=0.015;
      A_MAST_TX=0.08;
      A_MAST_RX=0.05;
      DELTA_AF1=0.2;
      DELTA_AF2_TX=0.2;
      DELTA_AF2_RX=0.2;
  END
CASE 500
  VSWR_AUC=1.1;
  VSWR_AUX=1.1;
  PAT_LOW=0.4;
  PAT_HIGH=0.1;
  AUX_PAT=AUXANTENNA(:,3);
  A_CABLE=0.05;
  A_MAST_TX=0.05;
  A_MAST_RX=0.05;
  DELTA_AF1=0.2;
  DELTA_AF2_TX=0.2;
  DELTA_AF2_RX=0.2;
CASE 1000
  VSWR_AUC=1.5;
  VSWR_AUX=1.5;
  PAT_LOW=0.05;
  PAT_HIGH=0.4;
  AUX_PAT=AUXANTENNA(:,4);
  A_CABLE=0.05;
  A_MAST_TX=0.03;
  A_MAST_RX=0.1;
  DELTA_AF1=0.2;
  DELTA_AF2_TX=0.2;
  DELTA_AF2_RX=0.3;
END
ATT_B=A*SQRT(F/IE3)+B*F/IE3;
RHO_AUC=(VSWR_AUC-1)/(VSWR_AUC+1);
RHO_AUX=(VSWR_AUX-1)/(VSWR_AUX+1);
RHO_TX=10^(RLTX/20);

```

% 30 MHZ
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% 80 MHZ
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% 200 MHZ
% BIKONISCHE ANTENNE
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% LPDA
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, UNTERE GRENZE
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, OBERE GRENZE
% PATTERN DER HILFANTENNEN;
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER ZU KALIBRIERENDE ANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% 500 MHZ
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, UNTERE GRENZE
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, OBERE GRENZE
% PATTERN DER HILFANTENNEN;
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER ZU KALIBRIERENDE ANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% 1000 MHZ
% VSWR ZU KALIBRIERENDE ANTENNE
% VSWR HILFSANTENNEN
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, UNTERE GRENZE
% STREUUNG ANTENNENPATTERN LPDA, OBERE GRENZE
% PATTERN DER HILFANTENNEN;
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT TX-ANTENNENMAST [dB]
% EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT RX-ANTENNENMAST [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER ZU KALIBRIERENDE ANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% HÖHENABHÄNGIGKEIT DER HILFSANTENNE [dB]
% DÄMPFUNGSBELAG DER KABEL [dB/M];
% UMRECHNUNG IN REFLEXIONSFAKTOR, AUC
% UMRECHNUNG IN REFLEXIONSFAKTOR, HILFSANTENNE
% UMRECHNUNG IN REFLEXIONSFAKTOR, TX PORT

```

RHORX=10(RLRX/20); % UMRECHNUNG IN REFLEXIONSFAKTOR, RX PORT
ATTP_LIN=10(-ATTP/20); % IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
ATTC_LIN=10(-ATTB*LC/20); % KABELDÄMPFUNG IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
SNRDIRECT=VDIRECTDB-DANL; % SIGNAL NOISE RATIO DIREKT MESSUNG
SNR1=V1DB-DANL; % SIGNAL NOISE RATIO MESSUNG 1
SNR2=V2DB-DANL; % SIGNAL NOISE RATIO MESSUNG 2
SNR3=V3DB-DANL; % SIGNAL NOISE RATIO MESSUNG 3
TNDIRECT_DB=10(-(SNRDIRECT-20)/20)+TN; % STANDARDABWEICHUNG DES TRACENOISE [DB]
TN1_DB=10(-(SNR1-20)/20)+TN; % STANDARDABWEICHUNG DES TRACENOISE [DB]
TN2_DB=10(-(SNR2-20)/20)+TN; % STANDARDABWEICHUNG DES TRACENOISE [DB]
TN3_DB=10(-(SNR3-20)/20)+TN; % STANDARDABWEICHUNG DES TRACENOISE [DB]
TNDIRECT=10.(TNDIRECT_DB/20*RANDN(M,1)); % TRACENOISE VDIRECT
TN1=10.(TN1_DB/20*RANDN(M,1)); % TRACENOISE V1
TN2=10.(TN2_DB/20*RANDN(M,1)); % TRACENOISE V2
TN3=10.(TN3_DB/20*RANDN(M,1)); % TRACENOISE V3
% H2 BZW. EDMAX SUCHEN; BEI LPDA: HÖHE ZWISCHEN DEN HILFANTENNEN
EDMAX=-1000; % KLEINER STARTWERT FÜR SUCHE
LAMDA=C0/(F*MHZ); % WELLENLÄNGE [M]
BETA=2*PI/LAMDA; % KREISWELLENZAHL [1/M]
FOR H2S=H2MIN:HSTEP:H2MAX % HÖHENSCHANBEREICH
    DS1=SQRT(D.2+(H1-H2S).2); % STRAHLLÄNGE DIREKT
    DS2=SQRT(D.2+(H1+H2S).2); % STRAHLLÄNGE INDIREKT
    PHI1=ATAN((H2S-H1)/D); % EINFALLSWINKEL DIREKTER STRAHL;
    PHI2=ATAN((H2S+H1)/D); % EINFALLSWINKEL INDIREKTER STRAHL;
    IF LPDA==FALSE
        % ED FÜR BIKONISCHE ANTENNE; ZIRKULARE H-EBENE
        ED=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA*DS1)/DS1-EXP(-J*BETA*DS2)/DS2);
    ELSE
        PI=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI1);
        P2=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI2);
        % ED FÜR LPDA ANTENNE; H-EBENE BERÜCKSICHTIGEN
        ED=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA*DS1)*PI*P2/DS1-EXP(-J*BETA*DS2)*PI*P2/DS2);
    END
END
IF ED>EDMAX % MAXIMUM VON ED SUCHEN
    H2=H2S;
    EDMAX=ED;
END
END
% PHASENZENTRUMBERECHNUNG
IF LPDA==TRUE
    LPDA_LMAX=LPDA_LMAX_MIN+(LPDA_LMAX_MAX-LPDA_LMAX_MIN)*RAND(M,1);
    LPDA_LMIN=LPDA_LMIN_MIN+(LPDA_LMIN_MAX-LPDA_LMIN_MIN)*RAND(M,1);
    LPDA_DMAX=LPDA_DMAX_MIN+(LPDA_DMAX_MAX-LPDA_DMAX_MIN)*RAND(M,1);
    LPDA_DMIN=LPDA_DMIN_MIN+(LPDA_DMIN_MAX-LPDA_DMIN_MIN)*RAND(M,1);
    LPDA_DP=LPDA_DP_MIN+(LPDA_DP_MAX-LPDA_DP_MIN)*RAND(M,1);
    % MESSUNG 1 TX ANTENNE, AUC
    D1IF=(LAMDA/2-LPDA_LMIN).(LPDA_DMAX-LPDA_DMIN)...
    ./((LPDA_LMAX-LPDA_LMIN)+LPDA_DMIN);
    % MESSUNG 1 RX ANTENNE, AUX
    D2IF=(LAMDA/2-LPDA_LMIN_AUX).(LPDA_DMAX_AUX-LPDA_DMIN_AUX)...
    ./((LPDA_LMAX_AUX-LPDA_LMIN_AUX)+LPDA_DMIN_AUX);
    D12F=D1IF;% MESSUNG 2 TX ANTENNE, AUC
    D22F=D2IF;% MESSUNG 2 RX ANTENNE, AUX
    D13F=D1IF;% MESSUNG 3 TX ANTENNE, AUX
    D23F=D2IF;% MESSUNG 3 RX ANTENNE, AUX
    PC1=D1IF+D2IF-LPDA_DP-LPDA_DP_AUX;
    PC2=D12F+D22F-LPDA_DP-LPDA_DP_AUX;
    PC3=D13F+D23F-LPDA_DP_AUX-LPDA_DP_AUX;
ELSE
    PC1=0;
    PC2=0;
    PC3=0;

```

```

END
% PDFS ERZEUGEN
F2=F*(1+DELTA F*RANDN(M,1)); % FREQUENZFEHLER NORMALVERTEILT
LAMDA=C0./(F2*MHZ); % WELLENLÄNGE [M]
BETA=2*PI./LAMDA; % KREISWELLENZAHL [1/M]
DELTAH1=0.01*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.01; MESSUNG 1
DELTAH2=DELTAH1; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG; MESSUNG 2
DELTAH3=0.01*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.01; MESSUNG 3
DELTAH21=0.01*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.01; MESSUNG 1
DELTAH22=0.01*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.01; MESSUNG 2
DELTAH23=DELTAH22; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG; MESSUNG 3
DELTA D1=0.04*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.04; MESSUNG 1
DELTA D2=0.04*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.04; MESSUNG 2
DELTA D3=0.04*(2*RAND(M,1)-1); % POSITIONIERGENAUIGKEIT [M] 0.04; MESSUNG 3
DELTA AF CORR=0.25*(2*RAND(M,1)-1); % UNSICHERHEIT DES KORREKTURFAKTORS [DB]
SITE=10.^(DELTA SITE*(2*RAND(M,1)-1)/20); % RECHTECKVERTEILUNG, IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
% STEHENDE WELLEN
MDIRECT=USHAPE(M,RHO TX*RHO RX*ATT_P_LIN^4*ATT_C_LIN^4); % BEI DIREKTER MESSUNG
MITX=USHAPE(M,RHO TX*RHO_AUC*ATT_P_LIN^2*ATT_C_LIN^2); % BEI MESSUNG 1, TX
MIRX=USHAPE(M,RHO RX*RHO_AUX*ATT_P_LIN^2*ATT_C_LIN^2); % BEI MESSUNG 1, RX
M2TX=MITX; % BEI MESSUNG 2, TX
M2RX=USHAPE(M,RHO RX*RHO_AUX*ATT_P_LIN^2*ATT_C_LIN^2); % BEI MESSUNG 2, RX
M3TX=USHAPE(M,RHO TX*RHO_AUX*ATT_P_LIN^2*ATT_C_LIN^2); % BEI MESSUNG 3, TX
M3RX=M2RX; % BEI MESSUNG 3, RX
VDIRECTLIN=10^(VDIRECTDB/20); % IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
V1LIN=10^(V1DB/20); % IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
V2LIN=10^(V2DB/20); % IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
V3LIN=10^(V3DB/20); % IN LINEAR (SPANNUNG) UMRECHNEN
AITX_CABLE=10.^(A_CABLE*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL
AIRX_CABLE=10.^(A_CABLE*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL
A2TX_CABLE=AITX_CABLE; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG
A2RX_CABLE=10.^(A_CABLE*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL
A3TX_CABLE=10.^(A_CABLE*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT KABEL
A3RX_CABLE=A2RX_CABLE; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG
AITX_MAST=10.^(A_MAST_TX*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT MAST
AIRX_MAST=10.^(A_MAST_RX*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT MAST
A2TX_MAST=AITX_MAST; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG
A2RX_MAST=10.^(A_MAST_RX*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT MAST
A3TX_MAST=10.^(A_MAST_TX*(2*RAND(M,1)-1)/20); % EINFLUSS DURCH KOPPLUNG MIT MAST
A3RX_MAST=A2RX_MAST; % STATISTISCH NICHT UNABHÄNGIG
%%%%
% MODELLFUNKTION ANWENDEN
%%%%
% STRAHL LÄNGE DIREKT
D11=SQRT((D+DELTA D1+PC1).^2+(H1+DELTA H1-H2+DELTA H21).^2); % MESSUNG 1
D12=SQRT((D+DELTA D2+PC2).^2+(H1+DELTA H12-H2+DELTA H22).^2); % MESSUNG 2
D13=SQRT((D+DELTA D3+PC3).^2+(H1+DELTA H13-H2+DELTA H23).^2); % MESSUNG 3
% STRAHL LÄNGE INDIREKT
D21=SQRT((D+DELTA D1+PC1).^2+(H1+DELTA H11+H2+DELTA H21).^2); % MESSUNG 1
D22=SQRT((D+DELTA D2+PC2).^2+(H1+DELTA H13+H2+DELTA H22).^2); % MESSUNG 2
D23=SQRT((D+DELTA D3+PC3).^2+(H1+DELTA H13+H2+DELTA H23).^2); % MESSUNG 3
% EINFALLSWINKEL DIREKTER STRAHL;
PHI11_RX=ATAN((H2-H1)/(D+DELTA D1+PC1));
PHI12_RX=ATAN((H2-H1)/(D+DELTA D2+PC2));
PHI13_RX=ATAN((H2-H1)/(D+DELTA D3+PC3));
% EINFALLSWINKEL REFLEKTIERER STRAHL;
PHI21_RX=ATAN((H2+H1)/(D+DELTA D1+PC1));
PHI22_RX=ATAN((H2+H1)/(D+DELTA D2+PC2));
PHI23_RX=ATAN((H2+H1)/(D+DELTA D3+PC3));
PHI11_TX=PHI11_RX; % AUSTRITTSWINKEL DIREKTER STRAHL;
PHI12_TX=PHI12_RX; % AUSTRITTSWINKEL DIREKTER STRAHL;
PHI13_TX=PHI13_RX; % AUSTRITTSWINKEL DIREKTER STRAHL;
PHI21_TX=PHI21_RX; % AUSTRITTSWINKEL REFLEKTIERER STRAHL;

```

```

PHI22_TX=PHI22_RX; % AUSTRITTSWINKEL REFLEKTIERER STRAHL;
PHI23_TX=PHI23_RX; % AUSTRITTSWINKEL REFLEKTIERER STRAHL;
% EINFÜGEDÄMPFUNG; MESSUNG 1
A1=VDIRECTLIN.*TNDIRECT.*MDIRECT...
./(V1LIN.*TN1).*MITX.*MIRX.*AITX_CABLE.*AIRX_CABLE.*AITX_MAST.*AIRX_MAST;
% EINFÜGEDÄMPFUNG; MESSUNG 2
A2=VDIRECTLIN.*TNDIRECT.*MDIRECT...
./(V2LIN.*TN2).*M2TX.*M2RX.*A2TX_CABLE.*A2RX_CABLE.*A2TX_MAST.*A2RX_MAST;
% EINFÜGEDÄMPFUNG; MESSUNG 3
A3=VDIRECTLIN.*TNDIRECT.*MDIRECT...
./(V3LIN.*TN3).*M3TX.*M3RX.*A3TX_CABLE.*A3RX_CABLE.*A3TX_MAST.*A3RX_MAST;
IF LPDA==FALSE
% EDMAX; ZIRKULARE H-EBENE
ED1MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D11)./D11-EXP(-J*BETA.*D21)./D21); % MESSUNG 1
ED2MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D12)./D12-EXP(-J*BETA.*D22)./D22); % MESSUNG 2
ED3MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D13)./D13-EXP(-J*BETA.*D23)./D23); % MESSUNG 3
ELSE
% EDMAX; LPDA;
PAT=(PAT_HIGH+(PAT_LOW-PAT_HIGH)*RAND(M,1));
AUX11_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI11_RX); %MESSUNG 1
AUX21_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI21_RX); %MESSUNG 1
AUC11_TX=COS(PHI11_TX).^PAT; %MESSUNG 1
AUC21_TX=COS(PHI21_TX).^PAT; %MESSUNG 1
AUX12_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI12_RX); %MESSUNG 2
AUX22_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI22_RX); %MESSUNG 2
AUC12_TX=COS(PHI12_TX).^PAT; %MESSUNG 2
AUC22_TX=COS(PHI22_TX).^PAT; %MESSUNG 2
AUX13_TX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI13_TX); %MESSUNG 3
AUX23_TX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI23_TX); %MESSUNG 3
AUX13_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI13_RX); %MESSUNG 3
AUX23_RX=INTERP(AUX_PHI,AUX_PAT,PHI23_RX); %MESSUNG 3
%
ED1MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D11).*AUX11_RX.*AUC11_TX./D11...
-EXP(-J*BETA.*D21).*AUX21_RX.*AUC21_TX./D21); % MESSUNG 1
ED2MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D12).*AUX12_RX.*AUC12_TX./D12...
-EXP(-J*BETA.*D22).*AUX22_RX.*AUC22_TX./D22); % MESSUNG 2
ED3MAX=SQRT(49.2)*ABS(EXP(-J*BETA.*D13).*AUX13_RX.*AUX13_TX./D13...
-EXP(-J*BETA.*D23).*AUX23_RX.*AUX23_TX./D23); % MESSUNG 3
END
% ANTENNENFAKTOR SSM ANTENNE 1
AFISSM=10^(-24.46/20)*SQRT(ED1MAX.*ED2MAX./ED3MAX.*A1.*A2./A3.*F.*SITE);
% ANTENNENFAKTOR FS ANTENNE 1
IF LPDA==FALSE
% BERÜCKSICHTUNG DER UNSICHERHEIT DES KORREKTURFAKTORS
AFIFS=AFISSM./(10.^((AF CORR+DELTA AF CORR)/20));
ELSE
AFIFS=AFISSM.*USHAPE(M,10^(DELTA_AF1/20)-1).*(1/2*USHAPE(M,10^(DELTA_AF2_TX/20)-1)+1/2)...
.*(1/2*USHAPE(M,10^(DELTA_AF2_RX/20)-1)+1/2);
END
% MESSGROESSE
ME=20*LOG10(MEAN(AFIFS)) % MESSWERT, BETRAG
ER=20*LOG10(PRCTILE(AFIFS,[2.5 95.5])) % MESSWERT, MESSUNGSICHERHEIT
SI=(ER(2)-ER(1))/2

FUNCTION R=USHAPE(M,P)
R=1+P.*SIN(2*PI*RAND(M,1));

```


Literaturverzeichnis

- [1] Ken Alder: „Das Maß der Welt; Die Suche nach dem Urmeter“, Originaltitel „The Measure of all Things“, 2003, deutschsprachige Ausgabe C. Bertelsmann Verlag, München, ISBN 3-442-15335-2
- [2] Alexander M.J., Salter M.J.: “Low Measurement Uncertainties in the Frequency Range 30 MHz to 1 GHz Using a Calculable Standard Dipole Antenna and a National Reference Ground Plane“ IEE Proc. Sci. Meas. Technol., Vol 143, No. 4, July 1996
- [3] Agilent Technologies: „PNA Series Network Analyzers N5230A/C, Options 020/025, 120/125, 220/225, 420/425, and 520/525 (2-Port PNA-L)“, Manufacturing Part Number: N5230-90016, Printed in USA, Print Date: November 9th 2010, Supersedes: August 26th 2009
- [4] A.H. Systems Inc.: „SAS-512-2 Log Periodic Antenna Operation Manual“, Rev. B, January 2007
- [5] Analog Devices: „LF-2.7 GHz; RF/IF Gain and Phase Detector, AD8302“, Revision A, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., www.analog.com, 2002
- [6] Analog Devices: „Low Distortion, Differential RF/IF Amplifier, AD8351“, Revision D, One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A., www.analog.com, 2003-2015
- [7] Leopoldo Angrisani, Massimo D’Apuzzo, Rosario Schiano Moriello: „Unscented Transform: A Powerful Tool for Measurement Uncertainty Evaluation“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, June 2006, Volume 55, Number 3, Page 737-743
- [8] Leopoldo Angrisani, Rosario Schiano Moriello, Massimo D’Apuzzo: „New Proposal for Uncertainty Evaluation in Indirect Measurements“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, August 2006, Volume 55, Number 4, Page 1059-1064
- [9] ANSI C63.4: “American National Standard for Methods of Measurement of Radio-Noise Emissions from Low-Voltage Electrical and Electronic Equipment in the Range of 9 kHz to 40 GHz”, IEEE, Revision 2014
- [10] ANSI C63.5: „American National Standard For Calibration of Antennas Used for Radiated Emission Measurements in Electromagnetic (EMI) Control“, IEEE, 1988
- [11] ANSI C63.5: „American National Standard Electromagnetic Compatibility - Radiated Emission Measurements in Electromagnetic (EMI) Control - Calibration of Antennas 9 kHz to 40 GHz“, IEEE, 1998
- [12] ANSI C63.5: „American National Standard Electromagnetic Compatibility - Radiated Emission Measurements in Electromagnetic (EMI) Control - Calibration of Antennas 9 kHz to 40 GHz“, IEEE, 2004
- [13] ANSI C63.5: „American National Standard Electromagnetic Compatibility - Radiated Emission Measurements in Electromagnetic (EMI) Control - Calibration of Antennas 9 kHz to 40 GHz“, IEEE, 2006
- [14] ANSI/IEEE 754-1985: „IEEE Standard for Binary Floating-Point Arithmetic“, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 345 East 47th Street, New York, NY 10017, USA, 1985

- [15] Stephanie Bell: „Measurement Good Practice Guide No. 11 - A Beginner's Guide to Uncertainty of Measurement“, Issue 11, NPL National Physical Laboratory, NPL Doc. Ref: PDB: 2284, Crown Copyright 2001, ISSN 1368-6550
- [16] Wilhelm Benz, Peter Heinks, Lothar Starke: „Tabellenbuch Elektronik“, „für Industrie-Elektroniker und Kommunikationselektroniker“, unter Mitarbeit von Dr. Josef Erber und Robert Lechner, 6. erweiterte, neu bearbeitete und veränderte Auflage, korrigierter Nachdruck 1990, Kohl + Nolte Verlag, Frankfurter Fachverlag, ISBN 3-87234-134-0, ISBN 3-88173-059-1
- [17] Andrew C. Berry: „The accuracy of the Gaussian approximation to the sum of independent variables“, Transaction of the American Mathematical Society 49, 1941, S. 122–136
- [18] Das Bertelsmann Lexikon, 1953, C. Bertelsmann Gütersloh
- [19] Ottmar Beucher: „Wahrscheinlichkeitsrechnung und Statistik mit MATLAB – Anwendungsorientierte Einführung für Ingenieure und Naturwissenschaftler“, Springer Verlag, ISBN 3-540-23416-0
- [20] BIPM, IEC, IFCC, ISO, IUPAC, IUPAP, OIML: „Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement“, 1995, ISBN 92-67-10188-9, corrected and reprint
- [21] Burghart Brinkmann: „Internationales Wörterbuch der Metrologie Grundlegende und allgemeine Begriffe und zugeordnete Benennungen (VIM) – Deutsch-englische Fassung ISO/IEC-Leitfaden 99:2007“, 4., überarbeitete Auflage 2012; DIN Deutsches Institut für Normung e.V., Beuth Verlag GmbH
- [22] G. Burke, A. Poggio: „Numerical electromagnetic code (NEC) – method of moments: A user-oriented computer code for analysis of the electromagnetic response of antennas and other structures“ Lawrence Livermore Laboratory, Jan. 1981
- [23] P. Carbone, L. Buglione, L. Mari, D. Petri: „A Comparison Between Foundations of Metrology and Software Measurement“, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, February 2008, Volume 57, Number 2, Page 235-251
- [24] Darren Carpenter: „A Further Demystification of the U-Shaped Probability Distribution“, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 8-12 August 2005, Volume 1, Chicago, Illinois, USA, ISBN: 0-7803-9380-5
- [25] Chen Z., Foegelle M.D.: „A numerical investigation of ground plane effects on biconical antenna factor“, 1998 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Vol. 2, 24-28 August 1998, p.802-806
- [26] CISPR 16-1-2: „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-2: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Ancillary equipment - Conducted disturbances“, INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, Edition 2.0, 2014-03, ISBN 978-2-8322-1412-1
- [27] CISPR 16-1-4: “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Ancillary equipment - Radiated disturbances”, INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, Edition 3.1, 2012-07, ISBN 978-2-83322-0213-5
- [28] CISPR 16-2-3: “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 2-3: Methods of measurement of disturbances and immunity – Radiated disturbance measurements”, INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, Edition 3.2, 2014-03, ISBN 978-2-8322-1476-3

- [29] CISPR 16-4-2: "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 4-2: Uncertainties, statistics and limit modelling – Uncertainty in EMC measurements", INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, Edition 2.1 , 2014-02, ISBN 978-2-8322-1433-6
- [30] CISPR 16-1-6: „Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – EMC-antenna calibration“, INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, Edition 1.0 , 2014-12, ISBN 978-2-8322-1931-7
- [31] Dakks – Deutsche Akkreditierungsstelle: „Anlage zur Akkreditierungsurkunde D-K-15195-01-00 nach Din EN ISO/IEC 17025:2005“, Ausstellungsdatum 12.04.2016
- [32] A. K. DEWDNEY: „Computer-Kurzweil“, Spektrum-der-Wissenschaft Verlagsgesellschaft, Heidelberg 1988
- [33] DIN Deutsches Institut für Normung e.V.: „Internationales Wörterbuch der Metrologie – International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology“, 1. Auflage 1984, Beuth Verlag GmbH Berlin Köln, ISBN 3-410-11735-0
- [34] DIN Deutsches Institut für Normung e.V.: „Internationales Wörterbuch der Metrologie – International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology“, 2. Auflage 1994, Beuth Verlag GmbH Berlin Köln, ISBN 3-410-13086-1
- [35] Meng Donglin, Hong Li, Liu Xiao: „Uncertainty evaluation of Biconical Antenna Factor Measured in Narrow OATS“, Safety & EMC 2011, www.semc.cesi.cn, ISSN 1005-9776, CN11-3452/TM
- [36] Duden: „Die deutsche Rechtschreibung“, 25., völlig neu bearbeitete und erweiterte Auflage, Herausgegeben von der Dudenredaktion, Dudenverlag, Mannheim 2009, ISBN 978-3-411-04015-5
- [37] Prof. Rudolf Dutter: „Statistik und Wahrscheinlichkeitsrechnung für InformatikerInnen“ Sommersemester 2005, 1. März 2005
- [38] EA-4/02: „Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration“, European co-operation for Accreditation, Dezember 1999, www.european-accreditation.org
- [39] EAL-R2: „Expression of the Uncertainty of Measurement in Calibration“, European co-operation for Accreditation of Laboratories, Edition 1, April 1997
- [40] EMCO EMC Test Systems: „Antenna Catalog – Essential Equipment for EMC Testing“, P.O. Box 80589, Austin, Texas, Copyright 1997
- [41] Carl Gustav Esseen: „Fourier analysis of distribution functions. A mathematical study of the Laplace-Gaussian law“ Dissertation in: Acta mathematica 77, 1944
- [42] ETS EMC Test Systems: „Test Site Hardware, Antenna Tower“ Model 2070-1, 2070-2, 2071, Information leaflet, 1999, www.ets-lindgren.com
- [43] ETS Lindgren: „Antenna Catalog“ BiConiLog Antennas, Model 3142B, Copyright 2004, Seite 4 f.
- [44] ETS Lindgren: „Antenna Catalog“ Double-Ridged Waveguide Horn, Model 3115, Copyright 2004, Seite 26 f.
- [45] ETS Lindgren: „EMC Antennas, Biconical Antenna, Model 3110C“, www.ets-lindgren.com
- [46] ETS Lindgren: „Model 3147 Log Periodic Dipole Antenna“, user manual, copyright 1999-2010
- [47] EURAMET: „Guidelines on the Evaluation of Vector Network Analyser (VNA)“, Calibration Guide, EURAMET/cg-12/v.01, Previously EA-10/12, www.euramet.org, July 2007
- [48] Dipl. Ing. Heinrich Garn: „Störfeldstärkemessung in Absorberhallen“, Dissertation, Technische Universität Wien, 1991

- [49] W. S. Gosset alias „Student“: „On the Probable Error of the Mean“ *Biometrika*, Vol. 6, No. 1, 1908, pp. 1–25.
- [50] K.H. Hoffmann, M. Schreiber: „Computational Physics – Selected Methods, Simple Exercises, Serious Applications“, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York, ISBN 3-540-60689-0, 1996
- [51] J.S. Hollis, T.J. Lyon, L. Clayton: “Microwave Antenna Measurement”, Scientific-Atlanta Inc., Atlanta, Georgia, USA, July 1970
- [52] Huber+Suhner: „Coaxial Cable: SUCOFLEX_106_P“, Datasheet, Rev.: E, Document: DOC-0000177905 U, Issued: 07.01.05
- [53] Innco Systems: „Positioning systems for EMC business“, Product Overview, Innco Systems GmbH, Erlenweg 21, 92521 Schwarzenfeld, Deutschland, www.inncosystems.com
- [54] ISO: „Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM) – Supplement 1: Numerical methods for the propagation of distribution“, DGUIDE 99998, International Organization for Standardization, 2004
- [55] ISO/IEC 17025: „General requirements for the competence of testing and calibration laboratories“, 1999
- [56] ISO/IEC Guide 98-3: „Uncertainty of measurement - Part 3: Guide to the expression of uncertainty in measurement (GUM:1995)“, First Edition 2008
- [57] JCGM 100: „Evaluation of measurement data — Guide to the expression of uncertainty in measurement“, GUM 1995 with minor corrections, First Edition September 2008
- [58] JCGM 200: „International vocabulary of metrology – Basic and associated terms (VIM)“, JCGM 2008
- [59] JCGM 200: „International vocabulary of metrology – Basic and associated terms (VIM)“, 3rd edition, 2008 version with minor corrections, JCGM 2013
- [60] S. J. Julier, J. K. Uhlmann: „Reduced Sigma Point Filters for the Propagation of Means and Covariances Through Nonlinear Transformations“, Proceedings of the American Control Conference, Anchorage, AK May 8-10, 2002
- [61] S. J. Julier, J. K. Uhlmann: „Unscented filtering and nonlinear estimation“, Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 3, pp. 401-422, March 2004
- [62] Malvin H. Kalos, Paula A. Whitlock: „Monte Carlo Methods“, Second Revised and Enlarged Edition, WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2008, ISBN: 978-3-527-40760-6
- [63] Detlef Kamke, Klaus Krämer: „Physikalische Grundlagen der Maßeinheiten“, B. G. Teubner Stuttgart, Studienbücher Physik, 1977
- [64] Wolfgang Kessel: „Meßunsicherheit, ein wichtiges Element der Qualitätssicherung“, Proj. 2.002 "Meßunsicherheit im industriellen und gesetzlichen Meßwesen", Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Bundesallee 100, D-38116 Braunschweig, FAX: +49 531 592 2130, email: wolfgang.kessel@ptb.de
- [65] Knight D. A, Alexander M.J.: „CCEM.RF-S21.F - Supplementary comparison“, Draft B, October 2005
- [66] Alexander Kriz, Wolfgang Müllner: „Calculation of the H-Plane Pattern Influence to the Site VSWR Result using the Monte Carlo Method“, 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 8-13 July 2007, Honolulu, Hawaii, USA, ISBN: 1-4244-1350-8
- [67] Alexander Kriz: „Influence of H-Plane Pattern Performance of the Omnidirectional Transmit Antenna to the Site VSWR Result“ 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 14-18 August 2006, Volume 2, Portland, Oregon, USA, ISBN: 1-4244-0293-X

- [68] Alexander Kriz: „Validating anechoic chambers above 1 GHz using a reciprocal site VSWR technique“, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 8-12 August 2005, Volume 1, Chicago, Illinois, USA, ISBN: 0-7803-9380-5
- [69] Alexander Kriz: „Calculation of Antenna Pattern Influence of Radiated Emission Measurement Uncertainty“ 2008 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 19-22 August 2008, Detroit, Michigan, ISBN: 978-1-4244-1699-8
- [70] Alexander Kriz: „Analyse von Freifeld-Meßgeländen mittels numerischer Methoden“, Diplomarbeit, Technische Universität Wien, Dezember 2000
- [71] Alexander Kriz: „Site Validation Above 1 GHz in Europe: Antenna Applications and Chamber Impact“, Workshop, 9 July 2007, 2007 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Honolulu, Hawaii, USA, ISBN: 1-4244-1350-8
- [72] Alexander Kriz, Wolfgang Müllner: „Validierung von EMV-Emissionsplätzen im Frequenzbereich 1 GHz bis 18 GHz nach dem Site VSWR-Verfahren“, e&i Elektrotechnik und Informationstechnik, Volume 123, Issue 1-2, February 2006, „Zehn Jahre EMV gesetzlich verpflichtet“, ISSN: 0932-383X (Print) 1613-7620 (Online)
- [73] Christiane Lemieux: „Monte Carlo and Quasi-Monte Carlo Sampling“, Springer Series in Statistics, Springer Science+Business Media, 2009, ISBN: 978-0-387-78164-8
- [74] Jarl Waldemar Lindeberg: "Eine neue Herleitung des Exponentialgesetzes in der Wahrscheinlichkeitsrechnung", Mathematische Zeitschriften, Band 15, 1922, S. 211-225
- [75] N. Metropolis: „The Beginning of the Monte Carlo Method“, Los Alamos Science, Special Issue 1987
- [76] Microsoft: „Encarta Enzyklopädie Professional 2004“, 1993-2004 Microsoft Corporation
- [77] Motorola Semiconductor Technical Data: „High Power Silicon NPN Power Transistor 2N3771 2N3772“, Motorola Inc. 1995
- [78] NIST Technical Note 1297: „Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results“, United States Department of Commerce Technology Administration, National Institute of Standards and Technology, Barry N. Taylor, Chris E. Kuyatt, 1994 Edition, September 1994
- [79] Herny W. Ott: „Electromagnetic Compatibility Engineering“, Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey, 2009
- [80] J. Randa, W. Wiatr: „Noise parameter uncertainties from Monte Carlo simulations“, British Electromagnetic Measurement Conference, Harrogate, U.K., November 2001
- [81] J. Randa, W. Wiatr: „Monte Carlo estimation of noise-parameter Uncertainties“, IEE Proceedings in Scientific Measurement Technology, Volume 149, No. 6, November 2002
- [82] Christoph Rauscher, Volker Jansen, Roland Minihold: „Grundlagen der Spektralanalyse“, Rhode & Schwarz GmbH & Co.KG, Mühlendorfstraße 15, 81671 München, www.rhode&schwarz.com, 1. Auflage 2000
- [83] Rhode & Schwarz: „HL223 Log. Periodic Antenna 200 MHz to 1300 MHz“, Handbuch, 4VGA-03/90
- [84] Rhode & Schwarz: „Operation Manual Spectrum Analyzer FSU“, Rhode & Schwarz GmbH & Co KG, Test & Measurement Division, 1166.1725.12-06
- [85] Rhode & Schwarz: „VHF/UHF Antennas R&S®HK116 Biconical Antenna, 20 MHz to 300 MHz, For radiated emission measurements“, HF – VHF/UHF – SHF Antennas | Catalog 2009/2010

- [86] Rhode & Schwarz: „VHF/UHF Antennas R&S®HL562 ULTRALOG; 30 MHz to 3 GHz, Ultra-broadband antenna for EMI and EMS applications“, HF – VHF/UHF – SHF Antennas | Catalog 2009/2010
- [87] SEIBERSDORF LABORATORIES: „ANTENNAS POD 16 | POD 618, PRECISION OMNIDIRECTIONAL DIPOLES – POD“, Seibersdorf Labor GmbH, RF-Engineering, 2444 Seibersdorf, Austria, www.seibersdorf-laboratories.at/rf
- [88] A. A. Smith, R. F. German and J. B. Pate: “Calculation of Site Attenuation From Antenna Factors”, IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-24, No. 3, August 1982
- [89] Werner Scholz: „Die Geschichte der Approximationen der Zahl π - Fachbereichsarbeit aus Mathematik“, Klasse 8.A, Mag. Ingrid Breyer, 1993/94, GRG XIII Wenzgasse 7, 3. verbesserte Version, 03.11.2001
- [90] Schwarzbeck Messelektronik: “Logarithmisch Periodische Breitbandantenne VULP 9118A”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany
- [91] Schwarzbeck Messelektronik: “LOGBICON Breitband-Antenne VULB 9160”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany
- [92] Schwarzbeck Messelektronik: “Log. - Per. Breitband-Antenne VUSLP 9111B ”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany
- [93] Schwarzbeck Messelektronik: “Microwave Biconical Antenna SBA 9112”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany, German-English bilingual
- [94] Schwarzbeck Messelektronik: “Microwave Biconical Antenna SBA 9113”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany, German-English bilingual
- [95] Schwarzbeck Messelektronik: “VHBB 9124 4:1 Balun mit Bikonus-Elementen BBA 9106 ”, An der Klinge 29, D-69250 Schönau, Germany
- [96] SGS-Thomson Microelectronic: „COMPLEMENTARY SILICON POWER TRANSISTORS BD533/5/7 BD534/6/8“, June 1997
- [97] Sunol Sciences: „Broadband EMC Test Antennas 30 MHz – 6 GHz“, Information leaflet, www.sunolsciences.com
- [98] Sunol Sciences: “EMC Bore-Sight Antenna Positioning Tower”, Model TLT2, Information leaflet, www.sunolsciences.com
- [99] Teseq: „CBL 6112D, BILOG ANTENNA 30 MHz to 2 GHz“, Antenna leaflet, July 2009
- [100] UKAS – United Kingdom Accreditation Service: „Schedule of Accreditation NPL Managment LTD“ Issue No. 72, Issue Date 16 March 2016
- [101] Michael J. Windler, Zhong Chen: „Imperfections in the Theoretical NSA Model Can Adversely or Favorably Affect a Site Validation Measurement and A Proposal for Correction Factors for Broadband Biconical Antennas“, Electromagnetic Compatibility, 2000. IEEE International Symposium on, Vol. 2 pp 493-498
- [102] Eric W. Weisstein: "Buffon's Needle Problem." From MathWorld - A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/BufonsNeedleProblem.html>
- [103] Weisstein, Eric W. "Hairy Ball Theorem." From MathWorld--A Wolfram Web Resource. <http://mathworld.wolfram.com/HairyBallTheorem.html>
- [104] Eric W. Weisstein: "Lyapunov Condition" From MathWorld - A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/LyapunovCondition.html>
- [105] Eric W. Weisstein: "Pi Iterations" From MathWorld - A Wolfram Web Resource, <http://mathworld.wolfram.com/PiIterations.html>