



## Lehrstuhl für Kommunikations- technik

**Bachelorarbeit B 14-2015**

### **Kanalmodell für die drahtlose Kommunikation zwischen Gebäuden und Außeninstallationen**

von  
**Felix Over**

Abgabedatum: 20. November 2015

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1	Motivation . . . . .	1
1.2	Zielsetzung . . . . .	1
1.3	Aufbau der Arbeit . . . . .	2
<b>2</b>	<b>Physikalische Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1	Die ebene Welle in isotropen Medien . . . . .	3
2.1.1	Polarisation . . . . .	5
2.2	Phänomene bei der Ausbreitung ebener Wellen . . . . .	5
2.2.1	Absorption . . . . .	6
2.2.2	Reflexion an Materie . . . . .	6
2.2.3	Reflexion an asphaltiertem Boden . . . . .	7
2.3	Antennen . . . . .	9
2.3.1	Impedanzanpassung und Reflexion . . . . .	9
2.3.2	Antennengewinn und Reziprozität . . . . .	10
<b>3</b>	<b>Funkkanalmodelle</b>	<b>11</b>
3.1	Der Funkkanal . . . . .	11
3.2	Komponenten des Funkkanals . . . . .	12
3.2.1	LOS,NLOS Hauptausbreitungspfad . . . . .	12
3.3	Freiraumausbreitung . . . . .	13
3.4	Das Two Ray Ground Modell . . . . .	14
3.4.1	Das Two Ray Ground Modell für große Entfernungen . . . . .	17
3.4.2	Ermittlung des Knickpunkts . . . . .	18
3.5	Eta-Power Law . . . . .	19
3.6	Eta-Power Law mit Clutter-Faktor . . . . .	20
3.7	Statistische Kanalmodelle . . . . .	21
3.7.1	Winner-II Indoor-Outdoor Modell . . . . .	21
3.7.2	COST-231 Modell . . . . .	21
3.8	Eigenes Kanalmodell . . . . .	22
3.9	Fading . . . . .	23
3.9.1	Large Scale Fading . . . . .	23
3.9.2	Small Scale Fading . . . . .	24
3.9.3	Rayleigh Fading . . . . .	24
3.9.4	Rice Fading . . . . .	25
3.10	Nutzung des Medians als Mittelwert . . . . .	26
<b>4</b>	<b>Messaufbau</b>	<b>27</b>
4.1	Signalquelle . . . . .	27
4.2	Empfänger . . . . .	27
4.2.1	Frequenzabweichung . . . . .	28
4.2.2	Einstellungen des Spektrumanalysator . . . . .	28

---

4.3	Koaxialkabel und Steckverbinder . . . . .	29
4.4	Antennen . . . . .	29
4.4.1	Faltdipolantennen für 868 MHz . . . . .	29
4.4.2	PCB-Dipolantenne für 2,4 GHz . . . . .	31
4.5	Benutzerschnittstelle . . . . .	33
<b>5</b>	<b>Messungen und Auswertung</b>	<b>35</b>
5.1	Zur Durchführung der Messungen . . . . .	35
5.2	Zur Auswertung der Messung . . . . .	36
5.3	Outdoor-Kanal Messung . . . . .	38
5.3.1	Darstellung der Messergebnisse . . . . .	39
5.3.2	Fast Fading . . . . .	41
5.3.3	Evaluierung der Kanalmodelle . . . . .	42
5.3.4	Parameterbestimmung des eigenen Kanalmodells . . . . .	46
5.3.5	Kontinuierliche Messungen . . . . .	47
5.4	Indoor-Outdoor Messung . . . . .	48
5.4.1	Wanddämpfung . . . . .	49
5.4.2	Darstellung der Messergebnisse . . . . .	49
5.4.3	Fast Fading . . . . .	50
5.4.4	Evaluierung der Kanalmodelle . . . . .	51
5.4.5	Parameterbestimmung des eigenen Kanalmodells . . . . .	52
5.5	Vergleich der Messszenarios . . . . .	53
<b>6</b>	<b>Fazit</b>	<b>54</b>
<b>A</b>	<b>Anhang</b>	<b>55</b>
A.1	Fresnelzone . . . . .	55
A.2	Parameterbestimmung Knickpunkt . . . . .	56
A.3	Design der Antennen . . . . .	57
A.4	Antennenparameter . . . . .	58
	<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>61</b>
	<b>Symbolverzeichnis</b>	<b>62</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>67</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>68</b>
	<b>Literatur</b>	<b>69</b>

# 1 Einleitung

## 1.1 Motivation

Die Verbreitung von funkbasierten Lösungen für die Kommunikation innerhalb von industriellen Umgebungen nimmt immer weiter zu [1]. Neben Kosteneinsparungen in der Anschaffung und dem verringerten Wartungsaufwand erhalten die Kommunikationsteilnehmer einen Gewinn an Mobilität. Besonders deutlich wird der Vorzug der drahtlosen Kommunikation, wenn die Zahl der Sensoren und Aktoren sehr groß ist. Den Vorteilen kabelloser Kommunikation stehen deren übliche Nachteile gegenüber [2]. Ein Vorteil kabelgebundener Kommunikation ist, dass die Dämpfung der Signalleistung, wenn ein geeignetes Kabel verwendet wird, bei unter  $\frac{10 \text{ dB}}{100 \text{ m}}$  liegen kann [3]. Auch können durch eine gute Abschirmung Störeinflüsse minimiert werden. Demgegenüber hat die kabellose Kommunikation den Nachteil, dass der Anspruch an die Zuverlässigkeit einer ungestörten Kommunikation schwerer zu erfüllen ist, da der Zustand des Signals am Empfänger von zahlreichen Parametern abhängt. Allein durch den Abstand müssen mit Signalleistungsunterschieden von 20 dB pro zusätzlicher Entfernungsdekade gerechnet werden. Außerdem ist es für das industrielle Umfeld nicht unüblich, dass das Signal Wände oder Gegenstände durchqueren muss und Absorption das Signal zusätzlich dämpft. Durch Beugung oder durch Interferenz aufgrund von Mehrwegeausbreitung kann die Empfangsleistung lokal um bis zu 40 dB einbrechen [4]. Die Frequenzbereiche um 868 MHz und 2,4 GHz spielen dabei eine besondere Rolle. Im Frequenzbereich von 2,4 GHz liegen verbreitete Kommunikationsprotokolle, wie WLAN und Bluetooth. Die Frequenz von 868 MHz und die umliegenden Frequenzbereiche nutzen Alarmanlagen und andere "Funkanwendungen geringer Reichweite" und Sensoren aller Art [5]. Aus all den genannten Gründen ist es wichtig, eine gute Kenntnis von den Eigenschaften des Funkkanals zwischen Sendern in Gebäuden und Empfängern in Außeninstallationen zu besitzen.

## 1.2 Zielsetzung

Es existiert eine Vielzahl von Funkkanalmodellen [4], die den Pfadverlust eines elektromagnetischen Signals zwischen einem Sender und einem Empfänger innerhalb eines Gebäudes oder außerhalb in verschiedenen Terrains und Szenarien beschreiben. Kanalmodelle besitzen dabei nur eingeschränkte Aussagekraft, da sie nur für bestimmte Frequenzbereiche, Abstände oder Terrains ausgelegt wurden. In dieser Arbeit wird untersucht mit welchen Pfadverlusten zu rechnen ist, wenn sich der Sender auf einer erhöhten Position gegenüber dem Empfänger befindet und welche Unterschiede zu erkennen sind, wenn sich der Sender innerhalb eines Gebäudes befindet oder im Freien installiert ist. Eines der beiden im Rahmen

dieser Arbeit durchgeführten Messszenarien wird ein Outdoor-Szenario sein. In diesem werden sich Sender und Empfänger im Freien befinden. Demgegenüber wird das zweite Messszenario die Kommunikation zwischen einem Sender in einem Gebäude und einem sich im Freien befindenden Empfänger darstellen. Mit den Ergebnissen wird gezeigt, inwiefern die Aussagen des Freiraummodells und des Two Ray Ground Modells in realen Messungen Bestand haben und welcher Pfadverlustexponent des  $\eta$ -Power Laws die reale Situation am besten beschreibt. Daneben wird durch das Erfassen und die Analyse vieler Messwerte an einem Ort die Form des Small Scale Fadings ermittelt. Aus den Ergebnissen der Messungen wird dann ein eigenes einfaches Kanalmodell entwickelt. Für die Messung wird ein vollständiger Messaufbau entworfen. Die Messungen werden anschließend mit einem Signalgenerator und einem Spektrumanalysator durchgeführt. Für den Spektrumanalysator wird mittels Matlab ein Programm entworfen, das eine automatisierte Messung an jedem Messpunkt ermöglicht. Außerdem werden für die beiden Frequenzen von 868 MHz und 2,4 GHz Antennen gebaut und ihre Abstrahlcharakteristik bestimmt.

### 1.3 Aufbau der Arbeit

Diese Arbeit gliedert sich in sechs Kapitel. An das vorliegende Einleitungskapitel schließt sich ein Kapitel über die Erläuterungen der Grundlagen für die in der Arbeit behandelten physikalischen Phänomene an. Es werden die grundlegenden Eigenschaften der elektromagnetischen Welle (EMW) im Raum erklärt und welche Effekte auf ihrem Ausbreitungsweg zu einem Pfadverlust führen. Daneben wird der Aufbau und die Funktionsweise von Antennen dargestellt. Im dritten Kapitel findet die Beschreibung der Komponenten des zu untersuchenden Funkkanals statt. Neben der Darlegung relevanter Kanalmodelle sind die Ursachen und die Auswirkungen von Fading dargestellt. In Kapitel vier ist der verwendete Messaufbau und dessen Parameter beschrieben. Darauf folgt in Kapitel fünf die Beschreibung der Messdurchführung und die Auswertung der zwei Szenarien. Im letzten Kapitel werden schließlich die Ergebnisse zusammengefasst.

## 2 Physikalische Grundlagen

Dieses Kapitel beschäftigt sich mit den physikalischen Grundlagen der Signalübertragung. Eine Übertragung elektromagnetischer Signale besteht aus der Erzeugung und dem Empfang von elektromagnetischen Wellen (EMW) durch Antennen und die Ausbreitung der Welle im Raum.

### 2.1 Die ebene Welle in isotropen Medien

Die elektromagnetische Welle ist eine Beschreibung der Übertragung elektromagnetischer Energie durch den Raum. Bei der Funkübertragung entsteht die EMW mit der Erzeugung elektromagnetischer Felder durch eine Sendeantenne. Die EMW ist eine Transversalwelle. Die Leistung  $P_S$  und die Frequenz  $f_s$  des Signals hängt bei der Erzeugung durch Dipolantennen von den Strom- und Spannungsverhältnissen, die auf ihrem Strahler herrschen, ab. Mithilfe der Maxwellgleichungen [6] lassen sich die einzelnen Feldkomponenten berechnen. Während im Nahfeld einer Antenne verschiedene elektrische und magnetische Feldkomponenten vorhanden sind, bildet das elektromagnetische Feld ab dem Fraunhoferabstand ( $d_f$ ) im Fernfeld [4] einer Antenne eine ebene Welle aus. Mit  $D$  als größte räumliche Ausdehnung der Antenne gilt:

$$d_f = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} \quad (2.1)$$

Die elektrische und die magnetische Feldkomponente einer ebenen Welle lassen sich durch die elektrische Feldstärke  $\vec{E}$  und die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  beschreiben. Mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega = 2\pi \cdot f_s$ , einer Ausbreitungskonstante  $\beta_w = \frac{\omega}{c_m}$  und der von dem Material abhängigen Dämpfungskonstante  $\alpha_w$  können elektrisches und magnetisches Feld beschrieben werden.  $c_m$  ist die Lichtgeschwindigkeit im Medium.  $\vec{r}$  ist die zurückgelegte Strecke der ebenen Welle in Ausbreitungsrichtung.

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ |\vec{E}(|\vec{r}|)| \cdot e^{-\alpha_w \cdot |\vec{r}|} \cdot e^{j \cdot (\omega t - \beta_w |\vec{r}|)} \right\} = |\vec{E}(|\vec{r}|)| \cdot e^{-\alpha_w |\vec{r}|} \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{|\vec{r}|}{c_m}\right)\right) \quad (2.2)$$

und

$$\vec{H}(\vec{r}, t) = \text{Re} \left\{ |\vec{H}(|\vec{r}|)| \cdot e^{-\alpha_w \cdot |\vec{r}|} \cdot e^{j \cdot (\omega t - \beta_w |\vec{r}|)} \right\} = |\vec{H}(|\vec{r}|)| \cdot e^{-\alpha_w |\vec{r}|} \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{|\vec{r}|}{c_m}\right)\right) \quad (2.3)$$

Dabei sind  $|\vec{E}(|\vec{r}|)|$  und  $|\vec{H}(|\vec{r}|)|$  die Amplitude des elektrischen und magnetischen Feldes. Die Amplituden der Felder nehmen antiproportional mit der Distanz ab [4].

### Isotrope Medien

Viele Medien können in guter Näherung als isotrop angenommen werden [7]. In isotropen Medien ist die Ausbreitungsrichtung der EMW irrelevant, sodass die Permeabilität ( $\mu$ ) und die Permittivität ( $\varepsilon$ ) eines Mediums auf skalare Größen reduziert werden können. In isotropen Medien können für ebene Wellen einige Annahmen getroffen werden:

- Elektrisches und magnetisches Feld liegen orthogonal zueinander und liegen orthogonal zur Ausbreitungsrichtung.
- Die elektrische und die magnetische Feldkomponente sind dabei in Phase.
- Die Amplitude der elektrischen und magnetischen Feldstärke stehen stets im selben Verhältnis, welches Feldwellenwiderstand im Medium ( $\eta_r$ ) genannt wird. Es gilt:

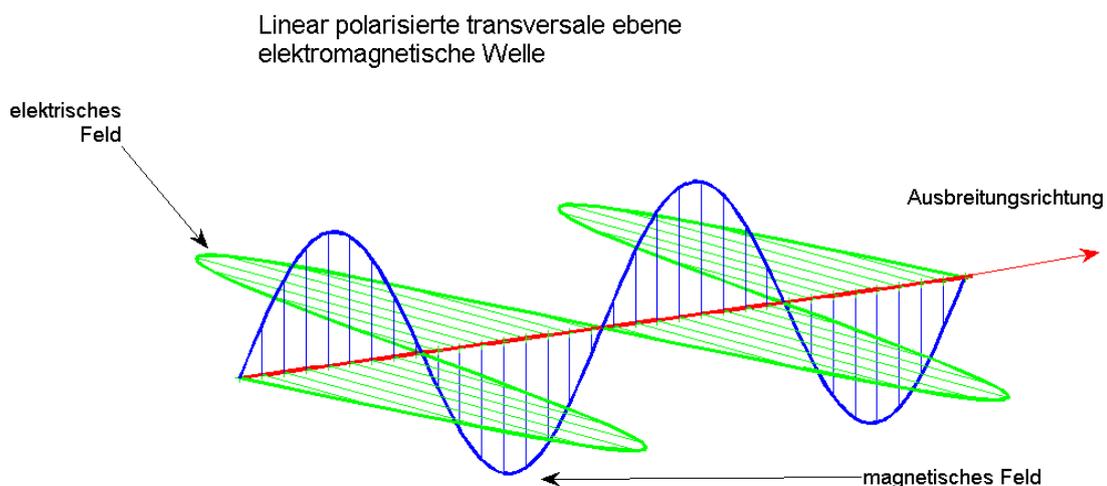
$$|\vec{H}| = \frac{|\vec{E}|}{\eta_r} \text{ mit } \eta_0 \approx 377\Omega \quad (2.4)$$

- Der Leistungsdichtevektor ( $\vec{S}_d$ ) ist definiert als das Kreuzprodukt des elektrischen und des magnetischen Feldvektors. Der Leistungsdichtevektor zeigt in die Ausbreitungsrichtung.

$$\vec{S}_d = \vec{E} \times \vec{H} = \frac{|\vec{E}|^2}{\eta_r} \cdot \vec{e}_r \quad (2.5)$$

- Im Fernfeld einer Sendeantenne, das in Gleichung (2.1) definiert wurde, bildet die ebene Welle eine Wellenfront aus, die sich mit der Lichtgeschwindigkeit  $c_m$  im jeweiligen Medium ausbreitet. Der Leistungsdichtevektor steht im Fernfeld normal auf der Oberfläche der Wellenfront und sein Betrag beschreibt die Leistung pro Flächenelement der Wellenfront.

In Abbildung 2.1 ist eine ebene Welle in einem isotropen Medium dargestellt.



### 2.1.1 Polarisation

Liegen jeweils die elektrische und die magnetische Feldkomponente der ebenen Welle in ihrer Ausbreitung stets in ihrer eigenen Ebene, die der jeweilige Feldvektor mit der Ausbreitungsrichtung aufspannt, wird die Welle linear polarisiert genannt.

Die Welle kann in Relation zu ihrer Umgebung vertikal oder horizontal polarisiert sein. Im Folgenden gelte der elektrische Feldvektor als definierender Vektor für die Polarisation der Welle im Raum. Es existiere nun eine Oberfläche, z.B. der Boden bei einer Reflexion, auf die sich die ebene Welle zubewegt. Die Ausbreitungsrichtung der EMW und der Querschnitt dieser Oberfläche spannen eine Ebene auf, die „Einfallsebene“ genannt wird. Liegt der elektrische Feldvektor in dieser Ebene heißt die Welle vertikal polarisiert. Liegt der elektrische Feldvektor senkrecht zu der Einfallsebene heißt die Welle horizontal polarisiert [8]. Abbildung 2.2 zeigt eine horizontal polarisierte ebene Welle und die Einfallsebene.

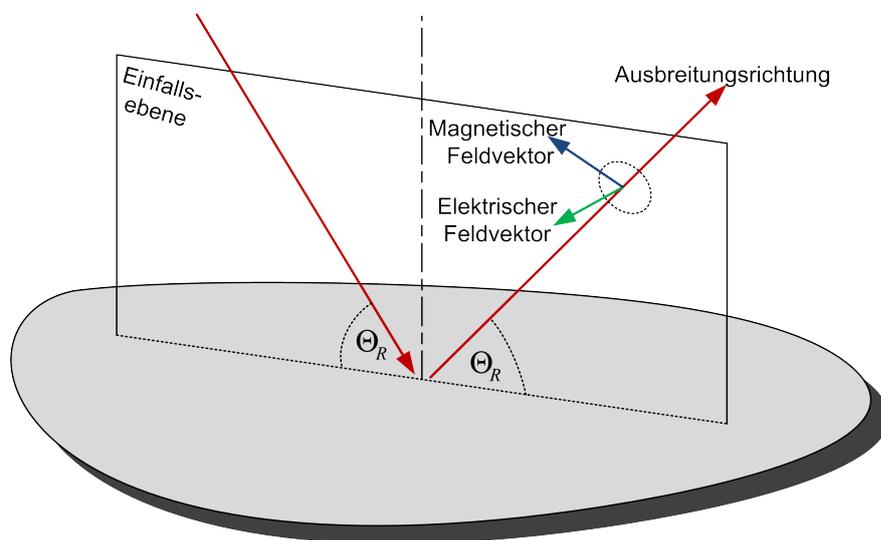


Abbildung 2.2: Einfallsebene bei Reflexion einer horizontal polarisierten Welle an einem Reflektor

## 2.2 Phänomene bei der Ausbreitung ebener Wellen

Bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen in Medien kommt es zu einer Wechselwirkung mit der Materie. Breitet sich die elektromagnetische Welle in einem verlustbehafteten Medium aus, nimmt die Amplitude ihrer Feldkomponenten ab, da ein Teil der Energie absorbiert wird. Trifft eine Welle auf ein großes glattes Objekt, wird ein Teil der Leistung reflektiert und der andere transmittiert. Dies führt zu einer Mehrwegeausbreitung der Welle. An Kanten von Objekten wird eine Welle gebeugt, sodass sie sich auch hinter dem Objekt ausbreitet. Beugung im Ausbreitungspfad führt zu einer Verringerung der Signalleistung. In einfachen Geometrien können diese mit der „knife-edge“- Methode [8] bestimmt werden. In dieser Arbeit wird Beugung nicht analytisch betrachtet. Beim Auftreffen auf nicht glatten Objekten tritt Streuung auf, was zu noch komplexerer Mehrwegeausbreitung führt. Streuung wird in dieser Arbeit ebenfalls nicht analytisch betrachtet.

### 2.2.1 Absorption

Findet die Ausbreitung der EMW in einem verlustbehafteten Medium statt, kommt es zum Phänomen der Absorption. In diesen Medien gilt für den Dämpfungsfaktor  $\alpha_w \neq 0$ . Die Amplituden des elektrischen und des magnetischen Feldes nehmen entsprechend Gleichung (2.2) und (2.3) exponentiell mit der Distanz ab. Dies geschieht aufgrund der Umwandlung elektrischer Energie in andere Energieformen. Die Dämpfungskonstante ist abhängig von der Permeabilitätszahl des Mediums ( $\mu_r$ ), der Dielektrizitätszahl des Mediums ( $\varepsilon_r$ ), der Leitfähigkeit ( $\sigma_L$ ) und der Frequenz der Welle  $f_s$  [8]. Für das Vakuum und annähernd auch für Luft gilt  $\alpha_w = 0$ .

Die gesamte bemerkbare Signaldämpfung beim Durchqueren eines Objektes entsteht einerseits durch Absorption im Medium und andererseits aufgrund von Transmission. Beim Auftreffen auf ein Material mit abweichenden Materialparametern  $\mu_r$ ,  $\varepsilon_r$  und  $\sigma_L$  kommt es zur Reflexion des einen Teils der Signalleistung und der Transmission des anderen Teils.

Die analytische Berechnung von Transmissionskoeffizienten und Dämpfungsfaktoren ist möglich, aufgrund der großen Variation von dämpfenden Objekten, wie z.B. Hauswände, ist es sinnvoll durch Messung, Dämpfungsfaktoren für Objekte allgemein oder speziell für einen Messaufbau zu bestimmen.

### 2.2.2 Reflexion an Materie

Trifft eine linear polarisierte ebene Welle auf ein Objekt, dessen Abmessungen viel größer sind als die Wellenlänge  $\lambda$  der Welle, kommt es zu Reflexion und Transmission. Aufgrund der Transmission von einem Teil der Leistung gilt für die reflektierte Welle der komplexe Reflexionsfaktor  $\Gamma_R$  mit  $|\Gamma_R| \leq 1$ .

Der Reflexionsfaktor  $\Gamma_R$  hängt von der Leitfähigkeit, der Permeabilität und der Permittivität des reflektierenden Materials ab. Zusammen mit dem Einfallswinkel  $\Theta_R$ , der in Abbildung 2.2 dargestellt ist, gilt für die horizontal und die vertikal einfallende ebene Welle [9]:

$$\Gamma_{RH} = \frac{\sin \Theta_R - \sqrt{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) - \cos^2 \Theta_R}}{\sin \Theta_R + \sqrt{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) - \cos^2 \Theta_R}} \quad (2.6)$$

$$\Gamma_{RV} = \frac{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) \cdot \sin \Theta_R - \sqrt{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) - \cos^2 \Theta_R}}{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) \cdot \sin \Theta_R + \sqrt{(\varepsilon_r - \frac{j \cdot \sigma_L}{\omega \cdot \varepsilon_0}) - \cos^2 \Theta_R}} \quad (2.7)$$

Für ein Dielektrikum gilt  $\sigma_L \ll 1 \frac{S}{m}$ , wobei die relative Permeabilität  $\varepsilon_r$  zwischen 1 und 100 liegen kann [4]. Das Ergebnis der Berechnung der Reflexionsfaktoren für horizontal und vertikal polarisierte ebene Wellen, die auf ein Dielektrikum bzw. einen Isolator fallen, sind in den Abbildungen 2.3 und 2.4 dargestellt. Die Auswertung erlaubt eine allgemeine Aussage für horizontal polarisierte einfallende Wellen. Die Phasenverschiebung der reflektierten Welle ist stets nahe  $180^\circ$ . Für kleine Winkel  $\Theta_R$  gilt  $\Gamma_{RH} = -1$ . Bei größer werdenden Einfallswinkeln ändert sich der Betrag des Reflexionsfaktors und

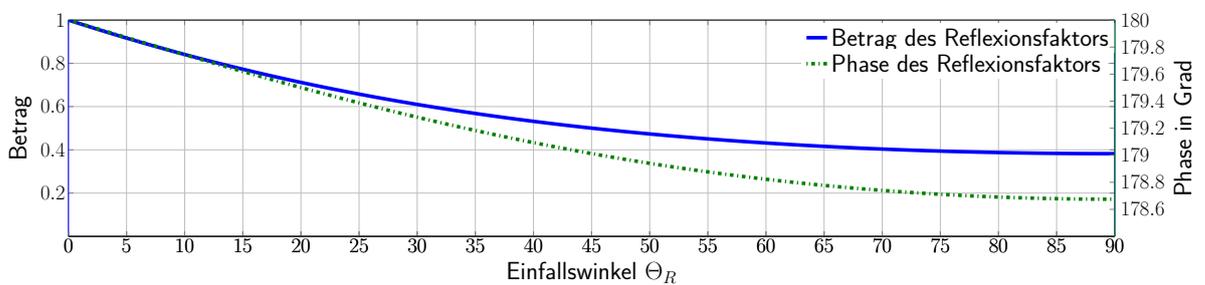
liegt bei Einfallswinkeln nahe  $90^\circ$  bei diesen Parametern bei 0,4. Für vertikal einfallende Wellen kann keine allgemeine Aussage getroffen werden. Unterhalb eines Grenzwinkels (Brewster-Winkel) [8] liegt die Phasenverschiebung bei  $-180^\circ$ . Über dieser Grenzfrequenz ist sie  $0^\circ$ .  $|\Gamma_{RV}|$  schwankt zwischen eins und null und beträgt im Brewster-Winkel null.

Bei der Reflexion an Leitern gilt  $\sigma_L \gg 1 \frac{S}{m}$ . Berechnungen zeigen, übereinstimmend mit der Literatur [4], dass unabhängig vom Einfallswinkel für horizontal polarisierte einfallende ebene Wellen auf gute Leiter  $\Gamma_{RH} = -1$  gilt und entsprechend für vertikal polarisierte einfallende ebene Wellen  $\Gamma_{RV} = 1$  angenommen werden kann.

### 2.2.3 Reflexion an asphaltiertem Boden

Im Vorausblick auf die Anwendung der Reflexion im Two Ray Ground Modell (TRGM) in Abschnitt 3.4 wird im folgenden die Auswirkung von Asphalt als Reflektor untersucht. Es finden sich unterschiedliche Aussagen für die elektrischen und dielektrischen Eigenschaften von Asphalt.[10] Die Leitfähigkeit und die Permittivität hängt von der Zusammensetzung und Dicke der Asphaltdecke ab. Nach Auswertung der Quellen gilt im folgenden für die Permittivität  $\epsilon_r \approx 5$  [11]. Für die Leitfähigkeit von Asphalt als guter Isolator gilt im trockenen Zustand  $\sigma_L \approx 10^{-8} \frac{S}{m}$  [12].

Reflexionsfaktor bei einer horizontal polarisierten einfallenden Welle auf asphaltierten Boden bei 868 MHz



Reflexionsfaktor bei einer horizontal polarisierten einfallenden Welle auf asphaltierten Boden bei 2,4 GHz

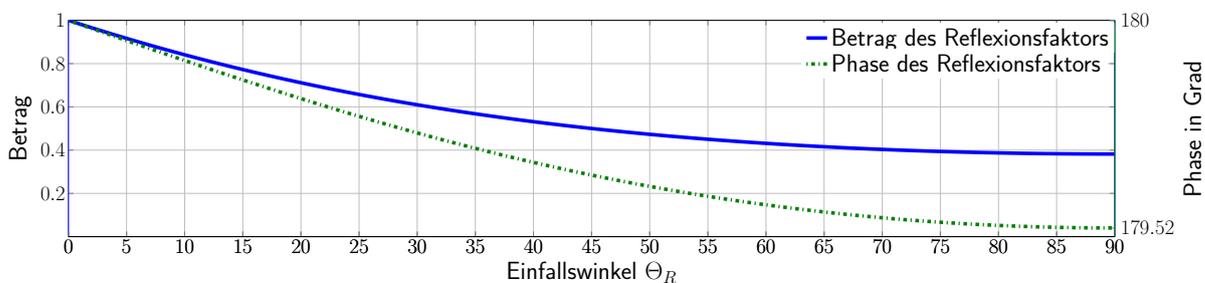
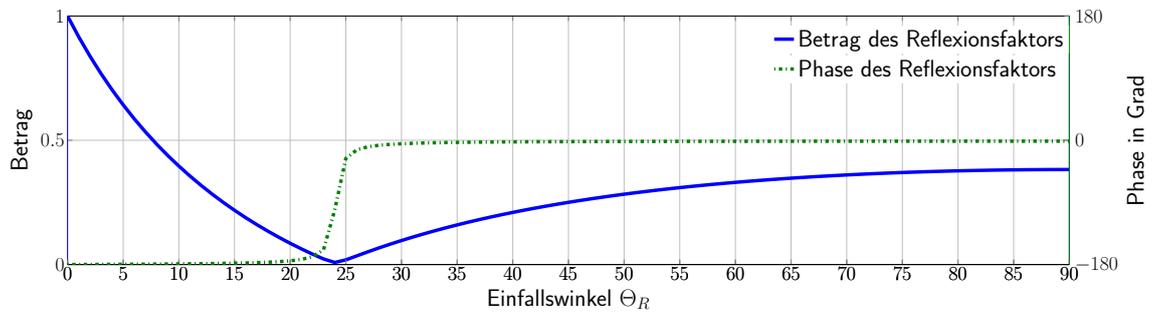


Abbildung 2.3: Reflexionsfaktor  $\Gamma_{RH}$  bei horizontal polarisierten Wellen auf Asphalt bei 868 MHz und 2,4 GHz

Wie in Abbildung 2.3 dargestellt ist, erfährt der reflektierte Anteil einer horizontal einfallenden ebenen Welle eine Phasenänderung von  $-180^\circ$ . Der Betrag des reflektierten Anteils hängt stark vom Einfallswinkel  $\Theta_R$  ab. Abbildung 2.4 zeigt den Reflexionsfaktor  $\Gamma_{RV}$  in Betrag und Phase bei vertikaler Polarisierung.

Reflexionsfaktor bei einer vertikal polarisierten einfallenden Welle auf asphaltierten Boden bei 868 MHz



Reflexionsfaktor bei einer vertikal polarisierten einfallenden Welle auf asphaltierten Boden bei 2,4 GHz

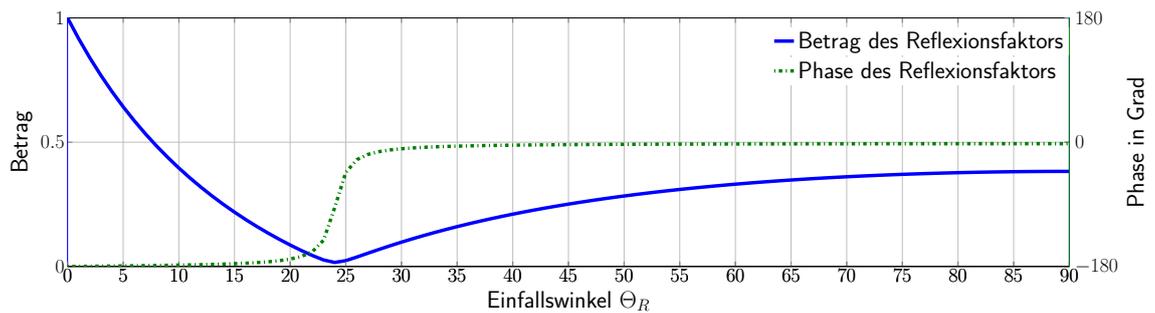


Abbildung 2.4: Reflexionsfaktor  $\Gamma_{RV}$  bei vertikal polarisierten Wellen auf Asphalt bei 868 MHz und 2,4 GHz

Im Brewster-Winkel findet keine Reflexion statt. Für große Winkel  $\Theta_R$  größer dem Brewsterwinkel erfährt die reflektierte Welle keine Phasenverschiebung.

## 2.3 Antennen

Eine Antenne ist ein Wellenformwandler, denn sie setzt die leitungsgebundenen Wechselstromsignale in ihrer Zuleitung in elektromagnetische Wellen um und umgekehrt [6]. Der Frequenzbereich, in dem die Antenne mit einer ausreichenden Güte sendet oder empfängt, wird durch die Form und die Dimension der Antenne bestimmt. Eine Dipolantenne besteht aus einem Strahler und einem Balun-Umsetzer. Auf dem Strahler bilden sich entsprechend der Dimensionierung Strom- und Spannungswellen aus und dies erzeugt elektromagnetische Felder um den Strahler. Der Balun passt die Antennenimpedanz, die auch Fußpunktimpedanz genannt wird, an die Leitungsimpedanz (oft  $50 \Omega$ ) der zuführenden Leitung an. Gleichzeitig wird das zugeführte unsymmetrische Signal für beide Dipolareme symmetrisiert. Wenn der Durchmesser des Strahlers wesentlich kleiner ist als die Wellenlänge der zu erzeugenden oder zu empfangenden Welle und gegenüber der geometrischen Ausdehnung der Antenne, wird diese als Linearantenne bezeichnet. Auf dem Strahler der Antenne entsteht, durch die Symmetrisierung des Signal, bei komplex konjugierter Anpassung ein konstantes Strom- und Spannungswellenverhältnis. Aus der Stromdichte ( $\vec{J}$ ) und elektrischer Ladungsdichte  $\rho_L$  können mithilfe der Maxwellgleichungen die abgestrahlten elektromagnetischen Felder bestimmt werden [6].

### 2.3.1 Impedanzanpassung und Reflexion

Beim Übergang der Leitungswelle zwischen Medien unterschiedlicher Leitungswellenimpedanz ( $Z_L$ ) entsteht Reflexion. Der zurück reflektierte Anteil der Leitungswelle steht damit nicht dem Strahler zur Abstrahlung zur Verfügung. Bei einer ungenügenden Anpassung muss der Reflexionsfaktor  $r_e$  bei der Übertragung im Antennengewinn berücksichtigt werden.

$$r_e = \frac{Z_{L2} - Z_{L1}}{Z_{L2} + Z_{L1}} \quad (2.8)$$

Ein Maß für die Reflexion ist das Stehwellenverhältnis ( $SWR$ ), das das Verhältnis der hin laufenden und zurück laufenden Leitungswelle beschreibt. Ist das  $SWR = 1$  gibt es keine Reflexion, ist das  $SWR \rightarrow \infty$  wird die gesamte zugeführte Leistung reflektiert.

$$SWR = \frac{1 + r_e}{1 - r_e} \quad (2.9)$$

Der gesamte geometrische Aufbau des Strahlers einer Antenne lässt sich im Ersatzschaltbild in drei Komponenten einer komplexen Impedanz aufteilen [8]. Der reelle Verlustwiderstand  $R_v$  bildet die tatsächlichen ohmschen Verluste ab. Der Strahlungswiderstand  $R_s$  gibt den Widerstand an, der die Umwandlung leitungsgebundener Energie in elektromagnetische Wellen darstellt. Für die Reaktanz gilt  $X_r = 0$ , wenn die Antenne mit einem Signal korrekter Frequenz, also in Resonanz, betrieben wird. Diese komplexe Antennenimpedanz wird Fußpunktimpedanz genannt und muss an die zuführende Leitung zur Reflexionsminimierung angepasst werden.

Literaturwerte [13] der Fußpunktwiderstände bei Antennen bei Resonanz sind:

- Dipolantenne:  $73\Omega$
- Faltdipolantenne  $240 - 280\Omega$

### 2.3.2 Antennengewinn und Reziprozität

Der isotrope Kugelstrahler ist eine theoretische Konstruktion, dessen emittierte elektromagnetische Welle als Wellenfront eine ideale Kugelform hat. Die Leistungsdichte  $\vec{S}_d$  ist somit unabhängig von den Raumwinkeln  $\Theta$  und  $\Phi$  und in einem Radius  $\vec{r}$  von Betrag her gleich groß. Die Leistungsdichte des isotropen Kugelstrahlers entspricht daher der Gleichung (2.10)

$$\vec{S}_{d, \text{isotrop}} = \frac{P_S}{4\pi r^2} \cdot \vec{e}_r \quad (2.10)$$

Eine reale Antenne strahlt in Abhängigkeit der Raumwinkel  $\Phi$  und  $\Theta$  unterschiedlich gut ab. Die Richtwirkung einer Antenne ( $D_R$ ) ist die Strahlungsdichte bezogen auf die Strahlungsdichte eines isotropen Kugelstrahlers.

$$D_R(\Theta, \Phi, r) = \frac{\vec{S}_{d, \text{Antenne}}(\Theta, \Phi, r)}{\vec{S}_{d, \text{isotrop}}(r)} \quad (2.11)$$

Der Antennenwirkungsgrad ( $\rho_w$ ) bezeichnet das Verhältnis aus zugeführter Leistung und abgestrahlter Leistung. Die Leistung, die nicht abgestrahlt wird, besteht zum einen aus den ohmschen Verlusten in der Antenne, zum anderen führt eine Fehlanpassung zwischen zuführender Leitung und Antenne zu Reflexionen. Die reflektierte Leistung kann ebenfalls nicht abgestrahlt werden. Der Antennenwirkungsgrad kann im Anpassungsfall bei Linearantennen mit  $\rho_w \approx 1$  gesetzt werden.

Der Antennengewinn  $g$  ist definiert als Produkt aus Antennenwirkungsgrad  $\rho_w$  und Richtfaktors  $D_R$ .

$$g(\Theta, \Phi) = D_R(\Theta, \Phi) \cdot \rho_w \quad (2.12)$$

Bei baugleichen Antennen gilt das sogenannte Reziprozitätsgesetz [6]. Nach dem Gesetz entspricht die Abstrahlcharakteristik der Empfangscharakteristik. Somit ist es unerheblich ob die Sende- oder die Empfangsantenne um einen Winkel gedreht wird. Auch ein Vertauschen der Antennen ist daher möglich.

### 3 Funkkanalmodelle

Der mathematische Zusammenhang, der den Leistungsunterschied zwischen einem elektromagnetischen Signal am Sender und am Empfänger beschreibt, wird Funkkanalmodell genannt. Dieser Leistungsabfall wird auch Pfadverlust genannt [4]. Der Pfadverlust beinhaltet alle Phänomene, die bei der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auftreten. Analytische Funkkanalmodelle basieren auf der physikalischen Betrachtungen der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen im Raum, wie z.B. das Freiraumkanalmodell (FSPL) oder das Two Ray Ground Modell (TRGM). In nicht-einfachen Geometrien, wie bei bewegten Empfängern, mobilen Streuern und Reflektoren muss die deterministische Berechnung computergestützt ablaufen [14]. Statistische Kanalmodelle und deren Parameter sind aus zahlreichen Messungen entstanden und bieten bei verschiedenen topologischen Gegebenheiten eine verschieden gute Beschreibung des Pfadverlustes. Statistische Modelle besitzen nur eine Gültigkeit für bestimmte Frequenzbereiche, Topologien und Distanzen.

#### 3.1 Der Funkkanal

Das Signal, das durch die Leistungsdichte  $\vec{S}_d$  oder über die elektrische Feldamplitude  $\vec{E}$  beschrieben werden kann, erfährt auf seinem Ausbreitungspfad multiplikative und additive Störungen, [8] wie in Abbildung 3.1 dargestellt wird.

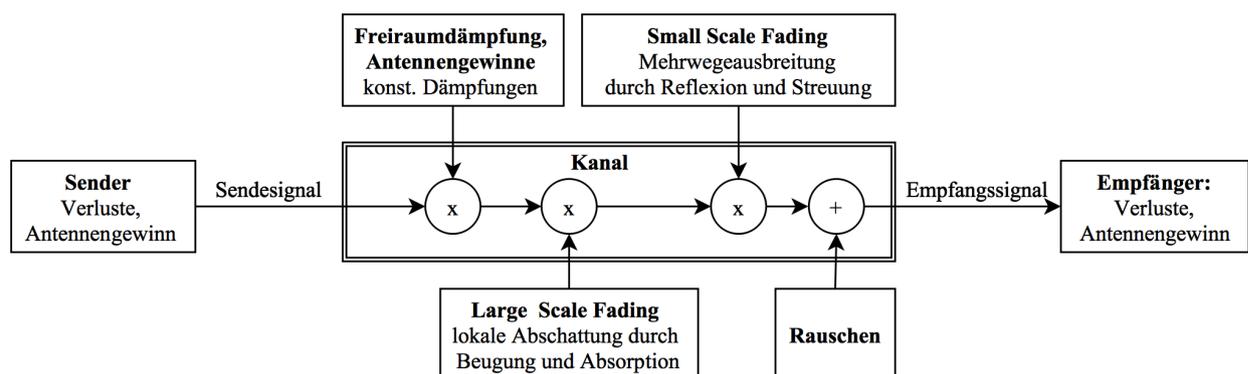


Abbildung 3.1: Funkkanalmodell

## 3.2 Komponenten des Funkkanals

Allein durch die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle im Raum nimmt die Leistungsdichte ab. Der Einfluss der Frequenz entsteht durch die Entnahme von Energie durch die Empfangsantenne. Zusammen mit den Antennengewinnen und konstanten analytisch erfassbaren Dämpfungen entsteht ein konstanter multiplikativer Anteil des Pfadverlustes. Diese Zusammenhänge werden in Abschnitt 3.3 hergeleitet.

Das in Abschnitt 3.9.1 beschriebene Large Scale Fading ist die zufällige Schwankung um den Mittelwert der Signalleistung, deren Auswirkung sich gegenüber dem Small Scale Fading über große Distanzen auswirkt [8]. Grund für das Large Scale Fading ist eine Veränderung des Signalpfades, sodass große Objekte anders durchquert werden oder sich die Beugungswinkel bei der Beugung durch Häuserdächer oder Hügel ändern. Deshalb wird diese Form des Fadings auch Abschattung oder Slow Fading genannt.

Existieren in der direkten Umgebung der Empfangsantenne Objekte, die zu Signalreflexionen oder zu Streuung führen, ist das gemessene elektromagnetische Signal die Interferenz vieler Teilsignale. Die Superposition führt zu Änderungen der gemessenen Signalleistung bei Positionsänderungen von einem Viertel der Wellenlänge des Signals. Diese Form des Fadings wird daher Small Scale Fading oder Fast Fading genannt.

Das Rauschen wird durch ein mittelwertfreies Gaußsches weißes Rauschen beschrieben und kann als AWGN Kanal modelliert werden. Ist die Messbandbreite (RBW) bei der Messung der Signalleistung klein genug, kann die Rauschleistungsdichte ( $N_0$ ) als konstant angenommen werden. Somit kann, da das Rauschen und das Signal unkorreliert sind, eine Rauschleistung ( $P_N$ ) angegeben und auf die Signalleistung addiert werden [8]. Die Rauschleistung kann mit folgendem Zusammenhang ermittelt werden.

$$P_N = \text{RBW} \cdot N_0 \quad (3.1)$$

Einen Einfluss auf das Ergebnis der Messung hat das Rauschen erst, wenn der Signal-Rausch Abstand (SNR) klein wird und die Rauschleistung einen bemerkbaren Anteil der Empfangsleistung ausmacht. Ansonsten gilt die Gleichung:

$$P_E \approx P_E + \underbrace{P_N}_{\text{klein}} \quad (3.2)$$

### 3.2.1 LOS,NLOS Hauptausbreitungspfad

Die Unterscheidung, ob zwischen einem Sender und einem Empfänger eine direkte Sichtverbindung (Line of Sight (LOS)) oder nicht (No Line of Sight (NLOS)) existiert, hängt von der Objektfreiheit der innersten sogenannten Fresnelzone ab. Ein Objekt in der innersten Fresnelzone führt zu einer Abschwächung des Signals [8]. Die Fresnelzone n-ter Ordnung wird definiert durch einen Rotationsellipsoiden. Die Berechnungsformel findet sich im Anhang im Abschnitt A.1.

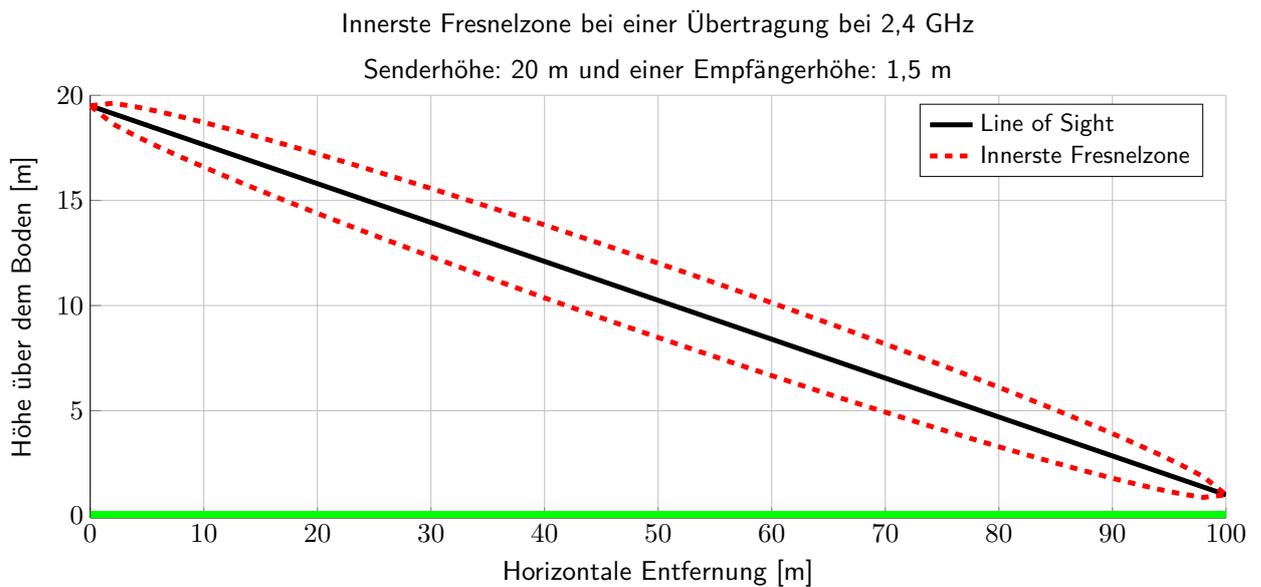


Abbildung 3.2: Die Fresnelzone einer in dieser Arbeit typischen Funkverbindung

Abbildung 3.2 zeigt die Line of Sight und die zugehörige innerste Fresnelzone für eine Sendehöhe von 20 m und einer Empfängerhöhe von 1,5 m. Zu erkennen ist, dass die Fresnelzone in der Mitte zwischen Sender und Empfänger am breitesten ist. Dort können z.B. Bäume die Ausbreitung beeinträchtigen. Im Bereich des Senders und des Empfängers ist die Fresnelzone schmal. In einer Indoor-Outdoor Anordnung behindern Wände und Fenster die innerste Fresnelzone und eine LOS-Strecke ist dadurch nicht mehr gegeben. Diese Art von Kommunikation ist also als NLOS-Strecke zu definieren. Am Empfänger kann es durch Fahrzeuge, Vegetation, Maschinen oder durch Menschen zu einer Unterbrechung der LOS-Strecke kommen. Um im folgenden die direkte Strecke zwischen Sender und Empfänger zu benennen, wird sie „direkter Pfad“ oder „Hauptausbreitungspfad“ genannt.

### 3.3 Freiraumausbreitung

Die grundlegendste Überlegung zur Berechnung des Pfadverlustes liegt in der Betrachtung der Ausbreitung der Leistungsdichte im freien Raum. Die Freiraumdämpfung oder „Free-Space Path-Loss (FSPL)“ beschreibt den Verlust zwischen zwei isotropen Kugelstrahlern im freien Raum, ausgedrückt als Verhältnis zwischen Sende- und Empfangsleistung [15].

Mit der Definition des isotropen Kugelstrahlers aus Abschnitt 2.3.2 und des Leistungsdichtevektor  $\vec{S}_d$  in Formel (2.5) verteilt sich die Sendeleistung  $P_S$  der ebenen Welle auf der Oberfläche einer Kugel. Im Fernfeld einer Antenne steht der Leistungsdichtevektor senkrecht auf der Oberfläche der Wellenfront. Damit nimmt die Strahlungsdichte mit dem Abstand  $d$  von der Sendeantenne mit der wachsenden Kugeloberfläche quadratisch ab.

$$\vec{S}_d(d) = \frac{P_S}{4 \cdot \pi \cdot d^2} \quad (3.3)$$

Eine Empfangsantenne entnimmt gemäß ihrer Antennenwirkfläche  $A_w$  [8] die Leistung  $P_E$  aus der Leistungsdichte. Die Abnahme ist quadratisch abhängig zur Wellenlänge des Signals.

$$A_w = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \quad (3.4)$$

Es wird hierbei angenommen, dass die Antennen ideale Kugelstrahler sind und die Sendeantenne in alle Richtungen gleich stark abstrahlt. Für die Empfangsleistung ergibt sich:

$$P_E(d, \lambda) = \frac{\lambda^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot d^2} \cdot P_S \quad (3.5)$$

Der Vollständigkeit halber sind noch die Antennengewinne  $g_S$  der Sendeantenne und  $g_E$  des Empfängers aus der Gleichung 2.3.2 zu berücksichtigen [16].

$$P_E(d, f_s) = \frac{g_S \cdot g_E \cdot c_m^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot d^2 \cdot f_s^2} \cdot P_S \quad (3.6)$$

In logarithmierter Form gilt dann folgender Zusammenhang:

$$\frac{A_{FSPL}}{[dB]} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{P_S}{P_E}\right) = -\frac{G_E}{[dB]} - \frac{G_E}{[dB]} + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{[m]}\right) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{f_s}{[MHz]}\right) - 27,55 \quad (3.7)$$

Bis auf den distanzabhängigen Summanden sind alle Summanden für eine Messung konstant, falls sich die winkelabhängigen Antennengewinne nicht ändern. Damit fällt die Signalleistung bei der Nutzung des Freiraummodells um  $-20 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  ab.

Das Freiraumkanalmodell gilt eindeutig bei der Objektfreiheit der innersten Fresnelzone unter Ausschluss des Einflusses von Small- und Large Scale Fading.

### 3.4 Das Two Ray Ground Modell

Das Two Ray Ground Modell beschreibt die Empfangsleistung eines Sendesignals mittels der Interferenz von dem Signal, das über den direkten Pfad empfangen wird, mit dem bodenreflektierten Signal [4]. Somit kombiniert das Two Ray Ground Modell die Beschreibung des Pfadverlustes und die rein zum Small Scale fading zugehörige Mehrwegeausbreitung. Eine Bedingung des Two Ray Ground Modell ist die LOS des direkten Pfades und die LOS der Teilpfade vor und nach der Reflexion. Das Modell beschreibt so die erwartbare Empfangsleistung bei der Anwesenheit eines reflektierenden Bodens ohne Einfluss von anderen Streuern und Reflektoren.

Die Welle auf dem direkten und dem bodenreflektierten Pfad legt unterschiedliche Strecken ( $d_{los}$  und  $d_r$ ) zurück, die aus der horizontalen Entfernung  $d_h$  und den Höhen der Antennen ( $h_e$  und  $h_s$ ) über

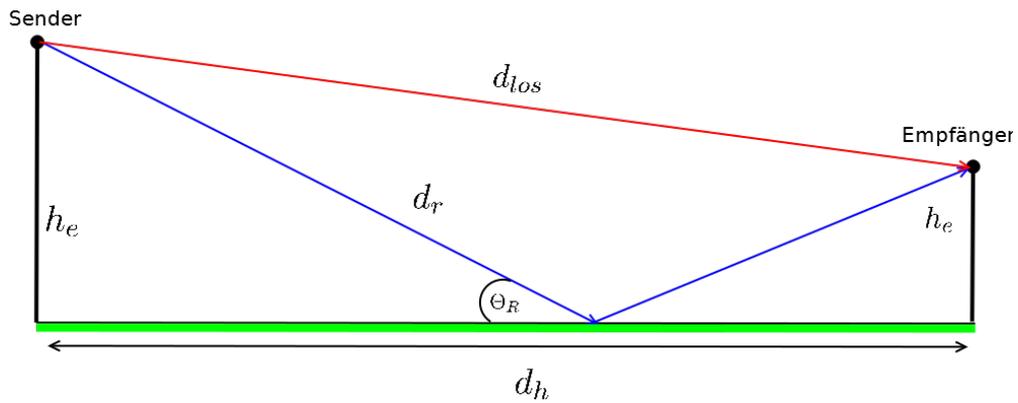


Abbildung 3.3: Die Geometrie beim Two Ray Ground Modell

dem Boden aus der Geometrie herleitbar sind. Daraus ist auch der Reflexionswinkel  $\Theta_R$  am Boden bestimmbar.

$$d_{los} = \sqrt{d_h^2 + (h_s + h_e)^2} \quad (3.8)$$

$$d_r = \sqrt{d_h^2 + (h_s - h_e)^2} \quad (3.9)$$

$$\Theta_R = \arctan \frac{h_s + h_e}{d_h} \quad (3.10)$$

Es existiere eine elektrische Feldstärke  $\vec{E}_0$  im Abstand  $d_0$  bei der die Feldstärken der beiden Einzelpfade noch identisch sind. Mit der Information, dass die Amplitude der elektrischen Feldkomponente einer ebenen Welle antiproportional mit dem Abstand abnimmt, können die beiden elektrischen Einzelfeldstärken am Empfangsort folgendermaßen dargestellt werden [17].

$$\vec{E}_{total} = \vec{E}_{los}(d_{los}, t) + \vec{E}_r(d_r, t) = \vec{E}_0 \cdot d_0 \cdot \left[ \frac{1}{d_{los}} \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right)\right) + \frac{\Gamma_R}{d_r} \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right) \right] \quad (3.11)$$

Wobei  $\Gamma_R$  der Reflexionsfaktor des Bodens ist, der in Abschnitt 2.2.2 beschrieben wurde. Über den Zusammenhang von elektrischer Feldstärke mit der Leistungsdichte in der Gleichung 2.5, sowie der Antennenwirkfläche in der Gleichung 3.4 kann der Ausdruck in die Darstellung mit Sende und Empfangsleistung überführt werden. Nimmt man nun noch eine zeitliche Mittlung über eine Periode ( $t \in [0, \frac{1}{f_s}]$ ) vor, entsteht der folgende Ausdruck.

$$P_E(d_h) = P_S \cdot \frac{c_m^2 g_s g_e}{16 \cdot \pi^2 f_s^2} \cdot \overline{\left[ \frac{\cos\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right)\right)}{d_{los}} + \Gamma_R \cdot \frac{\cos\left(\omega\left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right)}{d_r} \right]^2}^t \quad (3.12)$$

Mit der Sendeleistung  $P_S$  und dem Faktor  $k = \frac{c_m^2 g_s g_e}{16 \cdot \pi^2 f_s^2}$  gilt nach dem ausmultiplizieren [18]:

$$P_E(d_h) = P_S \cdot k \cdot \left[ \frac{\cos^2\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right)\right)}{d_{los}^2} + \frac{\Gamma_R^2 \cdot \cos^2\left(\omega\left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right)}{d_r^2} + \frac{2 \cdot \Gamma_R \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right)\right) \cdot \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right)}{d_{los} d_r} \right] \quad (3.13)$$

Nach der Mittlung über eine Periode der ersten zwei Summanden und der Anwendung eines Additionstheorems [18] erhält man:

$$P_E(d_h) = P_S \cdot k \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot d_{los}^2} + \frac{\Gamma_R^2}{2 \cdot d_r^2} + \frac{\Gamma_R}{d_{los} d_r} \cdot \left( \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right) - \left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right) + \cos\left(\omega\left(t - \frac{d_{los}}{c_m}\right) + \left(t - \frac{d_r}{c_m}\right)\right) \right) \right] \quad (3.14)$$

Der erste Cosinusterm besitzt keine Zeitabhängigkeit und der zweite ist im zeitlichen Mittel Null. Es ergibt sich für das Two Ray Ground Modell folgende Berechnungsvorschrift:

$$P_E(d_h) = P_S \cdot k \cdot \left[ \frac{1}{2 \cdot d_{los}^2} + \frac{\Gamma_R^2}{2 \cdot d_r^2} + \frac{\Gamma_R}{d_{los} d_r} \cdot \cos\left(\omega\left(\frac{d_r}{c_m} - \frac{d_{los}}{c_m}\right)\right) \right] \quad (3.15)$$

#### Pfadverlust bei horizontaler Polarisation:

Eine Berechnung der Funkfelddämpfung mittels Gleichung 3.15 mit der Senderhöhe von 4,3 m und der Empfängerhöhe von 1,8 m zeigt das typische Interferenzmuster [17] des TRGM in Abbildung 3.4. Diese Abbildung zeigt den Pfadverlust nach dem Modell für eine horizontal polarisierte Antenne. Der Reflexionsfaktor  $\Gamma_{RH}$  entspricht dabei dem, der in Abschnitt 2.2.3 für den asphaltierten Boden, also einem guten Isolator, hergeleitet wurde.

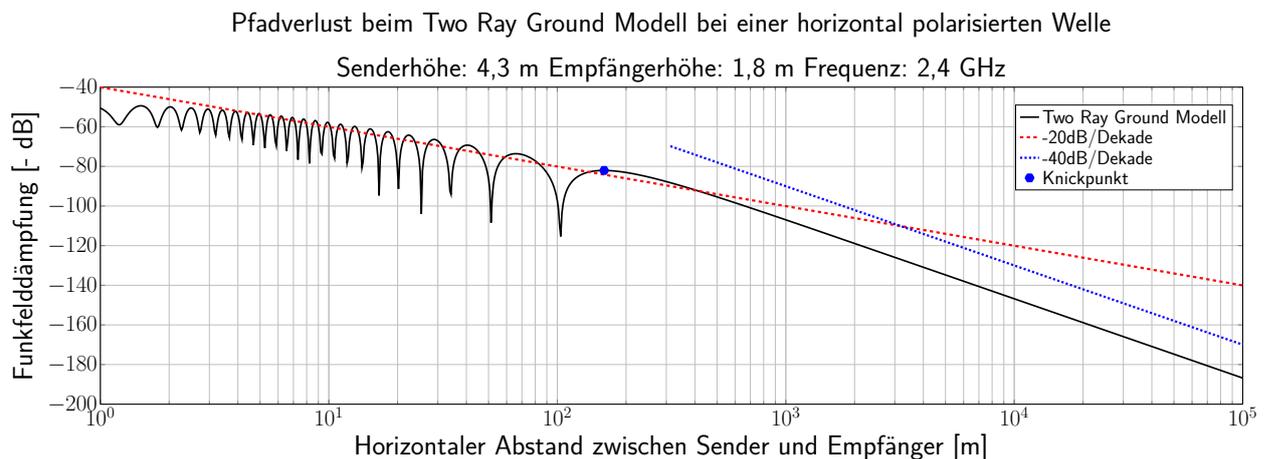


Abbildung 3.4: Pfadverlust beim Two Ray Ground Modell bei horizontaler Polarisation

Der Verlauf des TRGM ist in zwei Bereiche aufteilbar. Bis zu einem „Knickpunkt“, der in Abbildung 3.4 bei ca. 160m liegt, sind die durch Superposition zweier Wellen hervorgerufene periodischen Leistungsminima zu erkennen. Eine Ausgleichsgerade lässt in diesem Bereich einen mittleren Dämpfungszuwachs von  $20 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  erkennen. Nach dem Knickpunkt wird der Dämpfungszuwachs durch den Einfluss

des Gangunterschiedes im Cosinusterm um weitere  $20 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  auf insgesamt  $40 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  erhöht.

#### Pfadverlust bei vertikaler Polarisation:

Bei vertikaler Polarisation der Antennen zeigt sich für den Pfadverlust des TRGM ein leicht anderer Verlauf als bei der horizontalen Polarisation der Antenne. Da kleine horizontale Abstände bei einer hoch angebrachten Sendeantenne mit großen Einfallswinkeln  $\Gamma_{RV}$  einhergehen, liegt dort die Phase des Reflexionsfaktors nahe  $0^\circ$  während sein Betrag stetig abnimmt und im Brewster-Winkel zu null wird (vgl. Abbildung 2.4). Das TRGM zeigt daher im Nahbereich der Antenne weniger stark ausgeprägte Leistungsminima als bei horizontaler Polarisation. Bei großen Entfernungen und kleinen Reflexionswinkeln lässt sich das TRGM beider Polarisationsarten mit einem Pfadverlustzuwachs von  $40 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  beschreiben. Der Verlauf des Pfadverlustes bei vertikal polarisierten Antennen ist in Abbildung 3.5 dargestellt.

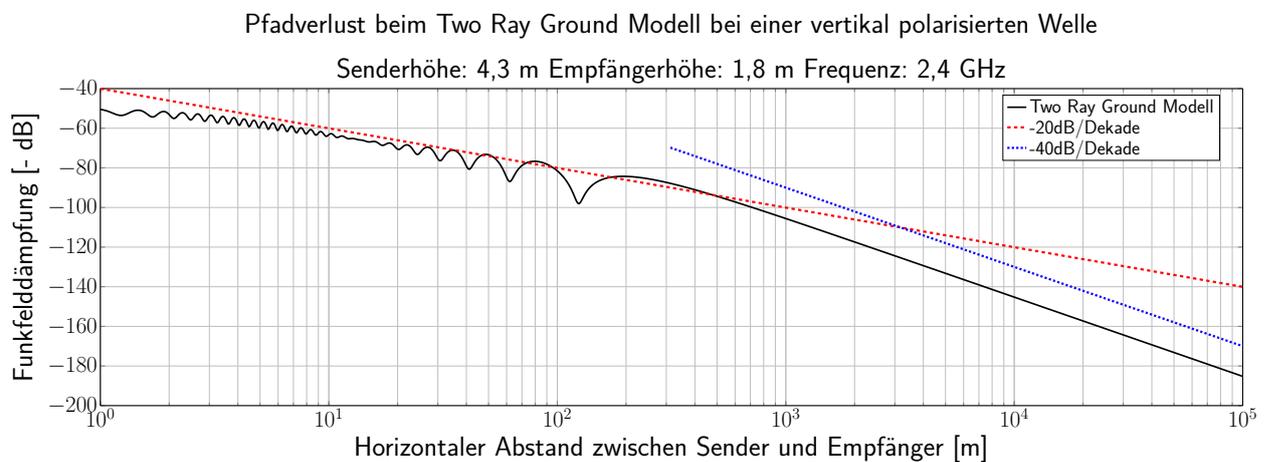


Abbildung 3.5: Pfadverlust beim Two Ray Ground Modell bei vertikaler Polarisation

#### 3.4.1 Das Two Ray Ground Modell für große Entfernungen

In der Literatur wird das Two Ray Ground Modell mit einigen Annahmen vereinfacht [4]. Das Ergebnis ist ein Kanalmodell, das den Pfadverlust nach dem Knickpunkt durch Sender- und Empfängerhöhe, horizontalem Abstand und Frequenz bestimmen kann. Für einen Antennenabstand von  $d_h \gg h_s + h_e$  kann angenommen werden, dass  $d_{los} \approx d_r \approx d_h$  und  $\Gamma_R = -1$  gilt.

Unter diesen Voraussetzung kann über eine Taylorreihenentwicklung und zeitlicher Mittlung eine Formel für das gesamte elektrische Feld aufgestellt werden. Mit der Angabe der elektrischen Feldstärke kann die Empfangsleistung einer Empfangsantenne bestimmt werden [4]. Für die Empfangsleistung gilt dann:

$$P_E(d_h) = P_{Sg} g_s \cdot \frac{h_s^2 \cdot h_e^2}{d_h^4} \quad (3.16)$$

Im logarithmischer Schreibweise gilt dann:

$$P_E(d_h) = P_S + G_e + G_s + 20 \log_{10}(h_s) + 20 \log_{10}(h_e) - 40 \log_{10}(d_h) \quad (3.17)$$

Die Formel zeigt den Abfall der Signalleistung um  $-40 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$ , sowie eine Abhängigkeit von der Sender und der Empfängerhöhe.

### 3.4.2 Ermittlung des Knickpunkts

Die Bedingung für große Entfernungen, bei dem die Dämpfung von  $40 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  einsetzt lautet  $d_h \gg h_s + h_e$ . Es gilt im Folgenden, eine bessere Beschreibung des Abstands zu finden, ab dem der höhere Dämpfungszuwachs beginnt. Ausgangspunkt ist die Formel (3.15). Der „Knickpunkt“ des Two Ray Ground Modells wird folgendermaßen definiert:

„Der Knickpunkt, an dem der Dämpfungszuwachs von  $40 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  beginnt, ist das letzte lokale Maximum in dem Bereich an dem der Dämpfungszuwachs im Mittel  $20 \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  beträgt.“

Dieser Punkt ist in Abbildung 3.4 eingetragen.

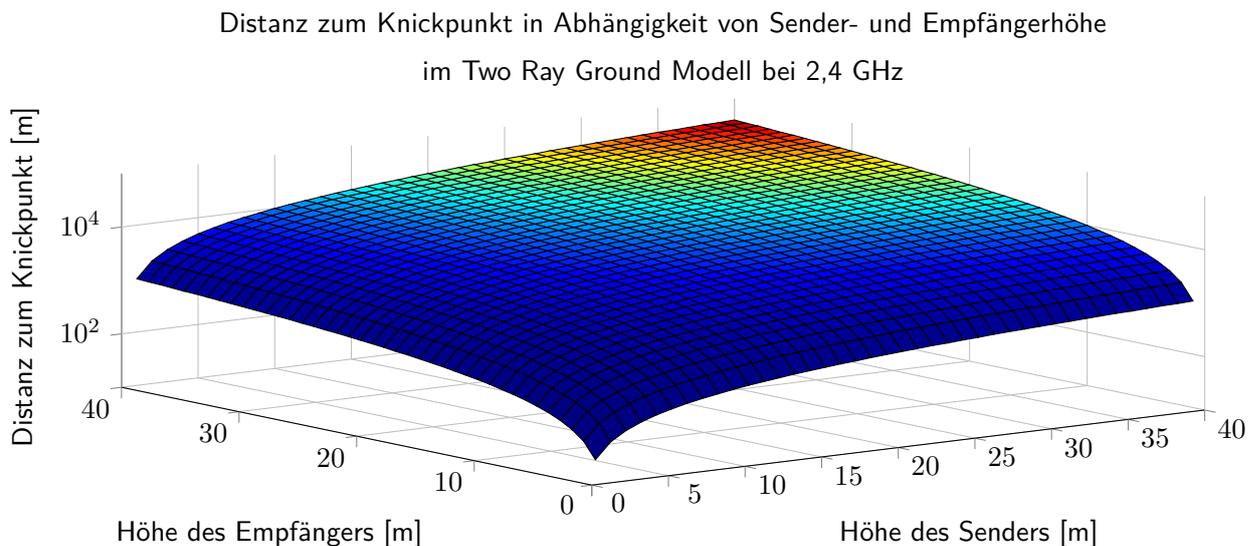


Abbildung 3.6: Abstand zum Knickpunkt in Abhängigkeit der Sender- und Empfängerhöhe bei 2,4 GHz

Die Abbildung 3.6 zeigt die horizontale Distanz zum Knickpunkt  $d_{h,knick}$  bei einer Frequenz von 2,4 GHz und variablen Sender- und Empfängerhöhen. Die Grafik macht deutlich, dass diese Distanz mit einer Berechnungsvorschrift angenähert werden kann. Die Abbildung 3.7 zeigt die Berechnungen der Distanzen zu den jeweiligen Knickpunkten bei  $h_e = 1$  m und  $h_e = 2$  m sowie den beiden Testfrequenzen  $f_s = 868$  MHz und  $f_s = 2,4$  GHz. Es zeigt sich ein linearer Zusammenhang zwischen  $h_e$ ,  $h_s$  und  $f_s$ .

Aufgrund der linearen Abhängigkeiten zwischen  $h_e, h_s$  und  $f_s$  werden die Steigung  $V$  und der Ordinatenabschnitt  $n$  einer linearen Funktion für die folgende Gleichung ermittelt:

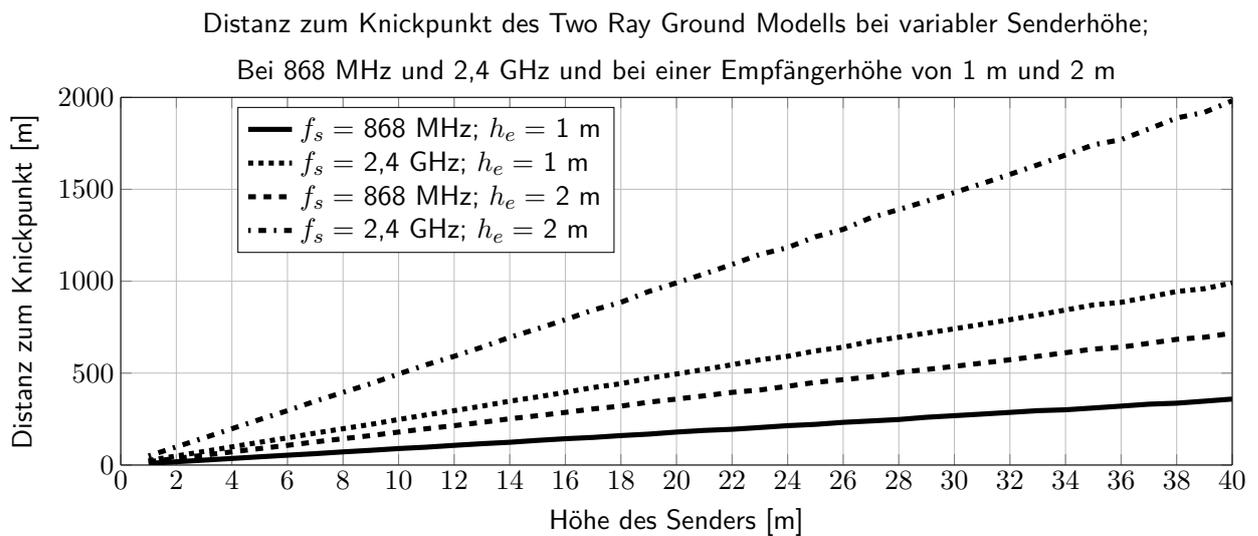


Abbildung 3.7: Lineare Abhängigkeiten in der Berechnung der Distanz zum Knickpunkt im Two Ray Ground Modell

$$d_{h,knick}(h_s, h_e, f_s) = V \cdot \frac{f_s}{[GHz]} \cdot \frac{h_e}{[m]} \cdot \frac{h_s}{[m]} + n \quad (3.18)$$

Die Ermittlung der linearen Funktion findet mit einer Frequenzvariation zwischen 500 MHz und 5 GHz in 1 MHz Schritten statt, sowie mit der Variation der Senderhöhe zwischen 1 m bis 40 m in 1 m Schritten. Für diese Kombinationen werden die Knickpunkte berechnet. Die Berechnung der Steigung  $V$  und des Ordinatenabschnittes  $n$  findet mit der Matlabfunktion „Polyfit“ statt. Die Verteilung der absoluten Häufigkeiten der Ergebnisse ist im Anhang in Abbildung A.2 dargestellt. Sowohl Median als auch arithmetischer Mittelwert für die Steigung ergeben für  $V$  auf zwei Kommastellen gerundet den Wert  $V = 10,31$ . „ $n$ “ kann in guter Näherung auf  $n = 0$  gesetzt werden.

Frequenz [GHz]	Höhe des Senders [m]	Knickpunktdistanz [m]
0,868	8,3	≈ 110
2,4	8,3	≈ 308
0,868	4,15	≈ 56
2,4	4,15	≈ 154
0,868	22,85	≈ 307
2,4	22,85	≈ 848

Abbildung 3.8: Distanzen zum Knickpunkt des Two Ray Ground Modell bei einer Empfängerhöhe von 1,5 m

### 3.5 Eta-Power Law

Das Freiraummodell zeigt, dass die Signalleistung quadratisch mit der Distanz abnimmt. In der Lösung des Two Ray Ground Modells für große Entfernungen geht der Signalleistungsabfall mit einem Pfadverlustexponenten von 4 einher. Als ein empirisches Modell für den Pfadverlust bietet sich das auch

unter dem Namen „Log-Distance Path Loss Model“ bekannte Modell an. Das Modell propagiert einen Pfadverlust, der mit folgender Formel beschrieben werden kann:

$$A_\eta = A_{PL0}(d_0) + 10 \cdot \eta \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (3.19)$$

$A_{PL0}(d_0)$  ist die Dämpfung des Signals in einem Abstand  $d_0$ .  $d_0$  ist der Punkt ab dem der kontinuierliche Abfall der Signalleistung mit  $-10 \cdot \eta \frac{dB}{\text{Abstandsdekade}}$  erwartet wird.

Tabelle 3.1 zeigt verschiedene  $\eta$ -Werte in verschiedenen Anwendungsfällen [4]

Szenario	Ermittelter Wert für $\eta$
Freiraummodell	2
Innenraum mit LOS	1,6 -1,8
Innenräume NLOS	4-6
Urbanes Gebiet	2,7 - 3,5
Urbanes Gebiet mit starker Abschattung	3-5
Two Ray Ground Modell (großer Abstand)	4

Tabelle 3.1: Verschiedene Pfadverlustexponenten des  $\eta$ -Power Laws

### 3.6 Eta-Power Law mit Clutter-Faktor

Messungen zeigen, dass die Leistungsdämpfung mit einem  $\eta$ -Power Law beschrieben werden kann. Ein zusätzlicher Faktor  $C_l$ , der z.B. frequenzabhängig ist, passt das Modell teilweise besser an reale Gegebenheit an. Dieser Faktor zeigt sich besonders im logarithmischen als konstanter Abstand zwischen Messung und Modell [8]. Dieser Faktor wird Clutter-Faktor genannt.

$$A_{\eta-C} = A_{PL0}(d_0) + 10 \cdot \eta \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + C_l \quad (3.20)$$

Ein  $\eta$ -Power Law mit Clutterfaktor ist das Egli-Modell [19]. Das Egli-Modell beschreibt eine Outdoor-LOS Kommunikation. Es besitzt Gültigkeit bis zu einer Maximalfrequenz von 1 GHz. Das Modell basiert auf dem Two Ray Ground Modell für die Ausbreitung bei großen Distanzen. Für die Sender- und Empfängerhöhe  $h_s$  und  $h_e$  gilt bei einer Frequenz  $f_s$  in MHz in einer Distanz  $d$  folgendes Verhältnis zwischen Sende- und Empfangsleistung:

$$\frac{1}{A_{Egli}(d)} = G_s \cdot G_e \cdot \left[ \frac{h_e h_s}{d^2} \right]^2 \left[ \frac{40}{f_s} \right]^2 \quad (3.21)$$

### 3.7 Statistische Kanalmodelle

Ein großer Teil der statistischen Kanalmodelle ist für die Beschreibung der reinen Indoor- oder der reinen Outdoorkommunikation entwickelt worden. Outdoormodelle beschreiben dabei oft den Pfadverlust für große Distanzen die größer einem Kilometer sind, wie z.B. das Okumura-Hata Modell[8]. Die Literaturrecherche über Kanalmodelle, die speziell den Fall einer Indoor-Outdoorkommunikation beschreiben, kommt zu dem Ergebnis, dass die in den folgenden zwei Unterkapiteln beschriebenen Kanalmodelle die vielversprechendsten für diese Art Kommunikation darstellen.

#### 3.7.1 Winner-II Indoor-Outdoor Modell

Das Ergebnis des „Winner-II Projektes“ [20] ist eine Sammlung an statistischen Kanalmodelle. Die Kategorien reichen von Indoormodelle, Modelle für kleine und große Entfernungen und für gemischte Indoor-Outdoor Kommunikation. Der gültige Frequenzbereich beginnt ab 2,0 GHz. Das Indoor-Outdoor Modell der Winner-II Modellsammlung beschreibt den Pfadverlust zwischen einem Sender in einem Gebäude und einem mobilen Empfänger im Freien. Die Verbindung zwischen Hauswand und Empfänger muss für die unten genannte Formel eine LOS-Strecke sein. Die Empfangsantenne muss bei Anwendung dieser Formel eine Höhe zwischen  $h_e = 1$  m bis  $h_e = 2$  m haben. Die Sendeantenne muss ca. 2 Meter über dem Bodenniveau des entsprechenden Stockwerks installiert sein. Die Stockwerkshöhe ist dabei irrelevant. Das unten gezeigte Modell gilt für horizontale Entfernungen zwischen 3 m und 560 m wenn die Sendeantenne im fünften Stockwerk eines Gebäudes installiert ist. Die Formel setzt sich aus drei Teilen zusammen: Die ersten drei Summanden beschreiben den Pfadverlust, wie im Freiraumkanalmodell definiert, wenn man für den Pfadverlustexponent einen Wert von 2,7 nutzt. Die beiden folgenden Summanden beschreiben den Einfluss der Außenwand. Der letzte Summand bringt der Einfluss der Innenpositionierung der Antenne zum Ausdruck.  $d_{in}$  ist hierbei der Innenabstand zur Außenwand während  $d_{out}$  die Distanz zum Punkt der Wand, dem der Sender am nächsten ist, darstellt.  $\Theta_w$  ist der Einfallswinkel des Signals durch die Wand, gemessen zur Senkrechten auf der Hauswand.

$$A_{win} = 22,7 \cdot \log_{10}(d_{in} + d_{out}) + 41 + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{f[\text{GHz}]}{5}\right) + 14 + 15 \cdot (1 - \cos(\Theta_w))^2 + 0,5 \cdot d_{in} \quad (3.22)$$

#### 3.7.2 COST-231 Modell

Das COST (dt. „Europäische Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Wissenschaft und Technologie“) Projekt Nummer 231 ist ein stochastisches Kanalmodell [8]. Es gilt für einen Kommunikationsteilnehmer in einem Gebäude und einer LOS-Verbindung zwischen der Hauswand und einer Antenne. Das Modell hat einen gültigen Frequenzbereich von  $900 \text{ MHz} < f_s < 1800 \text{ MHz}$ . Es gilt für Entfernungen von einem bis 500 Metern. Die Gesamtformel des Modells lautet:

$$A_{cost} = A_{FSPL}(d_{in} + d_{out}) + A_e + A_g(1 - \cos(\Theta_w))^2 + \max(n_w \cdot A_i ; \alpha_i \cdot (d_{in} - 2)(1 - \cos(\Theta_w))^2) \quad (3.23)$$

$d_{in}$  und  $d_{out}$  sind dabei Abstände im Gebäude und außerhalb des Gebäudes.  $d_{out}$  beschreibt dabei die Distanz zwischen externer Antenne und dem Referenzpunkt der Hauswand, dem die interne Antenne am nächsten ist. Dementsprechend ist  $d_{in}$  die Entfernung zwischen diesem Punkt und der internen Antenne. Der erste Summand entspricht dem Pfadverlust nach dem Freiraummodell für die summierte Distanz. Die folgenden Terme sind winkelabhängig.  $\Theta_w$  ist Winkel mit der das Signal die Hauswand durchdringt. Dieser wird an der Senkrechten zur Hauswandfläche gemessen.  $A_e$  ist die Dämpfung durch die Hauswand bei  $\Theta_w = 0^\circ$ .  $A_g$  ist eine Dämpfung, die die Dämpfung der Hauswand bei  $\Theta_w = 90^\circ$  beschreibt, dieser Wert ist laut Quelle 20 dB. Der letzte Summand beschreibt den Einfluss der Innenplatzierung der Antenne. Für den Pfadverlust relevant ist jeweils der Wert der den größeren Wert ergibt. Zum einen ist dies der Einfluss der Anzahl  $n_w$  an Innenwänden mit einer Wanddämpfung von  $A_i$ . Zum anderen ist dies der Einfluss der Innenausbreitung die mit dem Faktor Dämpfung durch die Ausbreitung im Innenraum;  $\alpha_i = 0,6$  ( $\alpha_i$ ) beschrieben werden kann.

### 3.8 Eigenes Kanalmodell

Im Hinblick auf das  $\eta$ -Power Law in Abschnitt 3.5 spricht das Freiraummodell von einem Pfadverlust-exponenten von  $\eta = 2$ . Im TRGM gilt entsprechend ein  $\eta = 4$  für eine Sender-Empfänger Entfernung größer dem theoretischen Knickpunkt  $d_{h,knick}$  des Modells, der mit Gleichung (3.18) bestimmt werden kann. Der für die Aufgabenstellung interessante horizontale Distanzbereich liegt zwischen einem und fünfhundert Metern. Bei der Annahme einer Empfängerhöhe von  $h_e = 1,5$  m und Sendehöhen zwischen einem und 20 Metern, liegen die Knickpunkte bei den genutzten Frequenzen in einem relevanten Abstand. Jedoch benötigt das Two Ray Ground Modell eine LOS-Strecke für den direkten und den reflektierten Pfad, was bei einer Senderplatzierung in einem Gebäude laut Definition einer LOS-Strecke nicht gegeben ist. Ob das Two Ray Ground Modell einen Einfluss auf den Pfadverlust hat, wird mit folgendem Kanalmodell überprüft.

Zuerst wird über die gesamte Messdistanz mittels des  $\eta$ -Power Laws nach folgender Formel der Parameter  $\eta_k$  bestimmt. Für  $d$  gilt der tatsächliche Abstand mit  $d = \sqrt{(h_s - h_e)^2 + d_h^2}$ . Der Faktor  $A_{wall}$  ist die Dämpfung durch eine Wand oder ein Fenster, der messtechnisch ermittelt werden muss.

$$A_{PLk}(d) = 10 \cdot \eta_k \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{f_s}{[MHz]}\right) - 27,55 + A_{wall} \quad (3.24)$$

Dann werden für die Abschnitte vor und nach dem Knickpunkt  $\eta_{t1}$  und  $\eta_{t2}$  bestimmt. Für Distanzen  $d < d_{h,knick}(h_s, h_e, f)$  gilt folglich:

$$A_{PLt1} = 10 \cdot \eta_{t1} \cdot \log_{10}(d) + 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{f}{[MHz]}\right) - 27,55 + A_{wall} \quad (3.25)$$

Für Distanzen  $d > d_{h,knick}(h_s, h_e, f)$  gilt nach dem  $\eta$ -Power Law:

$$A_{PLt2} = A_{PLt1}(d_{knick}) + 10 \cdot \eta_{t2} \cdot \log_{10}(d/d_{knick}) \quad (3.26)$$

Der Unterschied zwischen  $\eta_{t1}$ ,  $\eta_{t2}$  und  $\eta_k$  zeigt, inwiefern diese Aufteilung eine verbesserte Kanalbeschreibung ermöglicht.

### 3.9 Fading

Berechenbare Dämpfungen, wie die durch Hauswände oder die Beugung in einfachen Geometrien, können im konkreten Fall direkt berücksichtigt werden. Da Pfadverluste in komplexen Topologien mit vielen Objekten nur noch computergestützt [14] berechnet werden können, ist es möglich die Auswirkung von Beugung, Absorption, Streuung und Reflexion in einem Kanal stochastisch zu beschreiben.

Unter Fading sind Phänomene zusammengefasst, die die Signalleistung zufällig um eine mittlere Empfangsleistung schwanken lassen. Fading wird danach kategorisiert, auf welchen Distanzskalen die Schwankung stattfindet. Das Large Scale Fading [4] und das Small Scale Fading [4] können durch unterschiedliche Verteilungsdichten beschrieben werden. Wenn ein  $A_{mittel}(d, f_s)$  die mittlere Signaldämpfung ist, die z.B. das Freiraum- oder das Winner-II Modell liefert, sind repräsentieren die Zufallsvariablen  $X_{large}$  und  $X_{small}$  das Fading.

$$A_{PL}(d, f) = A_{mittel} + X_{large} + X_{small} \quad (3.27)$$

#### 3.9.1 Large Scale Fading

Large Scale Fading entsteht durch topologische Änderungen im Ausbreitungspfad der elektromagnetischen Welle. Objekte wie Häuser, dichte Vegetation oder Hügel, die sich aufgrund der Positionsänderung des Empfängers zwischen die Antennen bewegen oder den Bereich verlassen, erzeugen völlig neue Ausbreitungspfade der elektromagnetischen Welle. Bei der Durchquerung von Materie kommt es aufgrund von Transmission und Absorption zu Signaldämpfungen. In abgeschatteten Gebieten, die von gebeugten Wellen durchsetzt sind, werden geringere Leistungen empfangen. Aus diesem Grund ändert sich die Signalleistung bei Large Scale Fading in der Größenordnung von 5 bis  $40 \cdot \lambda$  [4]. Large Scale Fading wird auch Slow Fading oder Abschattung genannt.

Untersuchungen [4] haben gezeigt, dass der Einfluss einer sehr großen Zahl an Beugern und Dämpfern nach dem zentralen Grenzwertsatz [8] durch eine Normal-verteilte mittelenswerte Zufallsvariable  $X_{large}$  in dB beschrieben werden kann. Die Standardabweichung  $\sigma_{log}$  ist dementsprechend ebenfalls in dB angegeben. Es gilt somit  $X_{large} \sim \mathcal{N}(\mu_{log} = 0, \sigma_{log}^2)$ . Daher gilt  $X_{large} = 10 \cdot \log_{10}(x_{large})$  und  $\sigma_{log} = 10 \cdot \log_{10}(\sigma_{lin})$ .

In linearer Umrechnung ist dies dann eine sogenannte Log-Normal Verteilung:

$$pdf_{lognormal} = \frac{1}{\sigma_{log} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-\log_{10}(x_{large})}{2 \cdot \sigma_{log}^2}} \quad (3.28)$$

Eine Messung der linearen Empfangsleistung in zunehmendem Abstand zur Sendeantenne zeigt somit oft eine Lognormal-Verteilung.

### 3.9.2 Small Scale Fading

Eine schnelle Änderung der Empfangsleistung bei Änderung der Position des Empfängers im Bereich der viertel Wellenlänge wird Small Scale Fading oder Fast Fading genannt. Die relative Bedeutung des Wortes „schnell“ ist daher im Bezug auf die langsamere Änderung der Empfangsfeldstärke des Slow Fadings zu sehen. Das Fast Fading ist in der Tendenz beliebig groß, zeigt sich in der Praxis in Leistungseinbrüchen bis zu 40 dB [8].

Das Small Scale Fading entsteht, wenn viele elektromagnetische Wellen EMW am Empfänger interferieren. Die Mehrwegeausbreitung entsteht durch die Reflexion und Streuung elektromagnetischer Wellen. Deshalb tritt Small Scale Fading verstärkt auf, wenn sich viele verschiedene Objekte, die im folgenden Streuer genannt werden, im nahen Umfeld des Empfängers befinden.

Computergestützt kann die Mehrwegeausbreitung auch analytisch beschrieben werden z.B. durch die Raytracing-Methode. Das Small Scale Fading zeigt jedoch statistische Eigenschaften, die es über ein stochastisches Modell beschreibbar machen. Der Hintergrund zur stochastischen Beschreibung basiert auf der vektoriellen Addition vieler elektrischer Feldvektoren.

### 3.9.3 Rayleigh Fading

Die Amplitudenverteilung der Messwerte beim Small Scale Fading entsprechen einer Rayleighverteilung, wenn eine große Anzahl an Streuern und Reflektoren in der Umgebung des Empfängers existieren kein dominanter Pfad existiert. Auf jedem der  $n$  Einzelpfade erreicht eine elektromagnetische Welle die Empfangsantenne. Es können alle ankommenden Einzelwellen als komplex Zahl in der Form von Real- und Imaginärteil betrachtet werden. Diese Komponenten sind bei Rayleigh Fading Normal-verteilt [8]. Die Signalamplitude  $x$  ist der Betrag von Real- und Imaginärteil. Die Verteilung von  $x$  folgen dann der Rayleighverteilung, deren stark asymmetrische Verteilungsdichte mit dem Streufaktor  $\sigma_{ray}$  (in Matlab Faktor „B“) definiert werden kann. Abbildung 3.9 zeigt eine zufallserzeugte Verteilungsdichte und die Parameterschätzung durch Matlab.

$$pdf_{rayleigh}(x; \sigma_{ray}) = \frac{x}{\sigma_{ray}^2} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{x}{\sigma_{ray}}\right)^2} \quad (3.29)$$

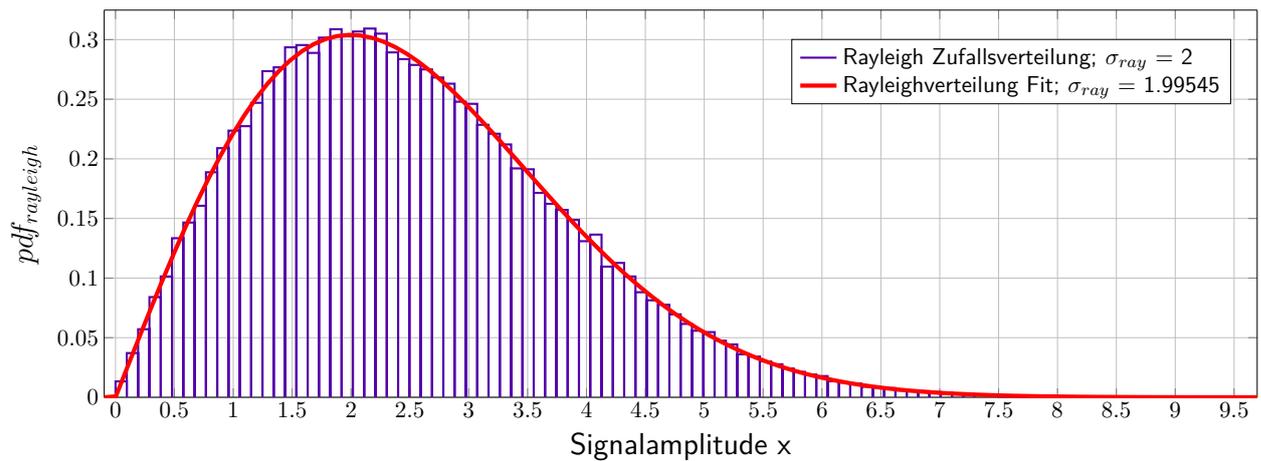


Abbildung 3.9: Zufallsgenerierte Rayleighverteilung und die Parameterbestimmung durch Matlab

### 3.9.4 Rice Fading

Existieren neben der großen Anzahl an Rayleigh-verteilten NLOS-Pfaden ein dominanter Ausbreitungspfad oder eine Line of Sight-Strecke, entspricht die Verteilungsdichte der Amplitudenwerte  $x$  der einer Riceverteilung. Die Riceverteilung wird beschrieben mit einer Standardabweichung  $\sigma_{rice}$  und einem Parameter  $s_{rice}$ , der den Einfluss des dominanten Pfades darstellt:

$$pdf_{rice}(x; \sigma_{rice}, s_{rice}) = \frac{x}{\sigma_{rice}^2} \cdot e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{x^2 - s_{rice}^2}{\sigma_{rice}^2} \right)} \cdot I_0 \left( \frac{x \cdot s_{rice}}{\sigma_{rice}^2} \right) \quad (3.30)$$

$I_0$  ist die modifizierte Besselfunktion erster Art und nullter Ordnung [18]. Die Rice-Verteilungsdichtefunktion ist ähnlich der Rayleighverteilung, da letztere den Spezialfall für  $s_{rice} = 0$  darstellt. Ein Faktor  $k = \frac{s_{rice}^2}{2\sigma_{rice}^2}$  beschreibt das Verhältnis zwischen dem konstanten dominanten Pfad und den zufälligen Pfaden. Abbildung 3.10 zeigt eine zufallserzeugte Verteilungsdichte und die anschließende Parameterschätzung durch Matlab.

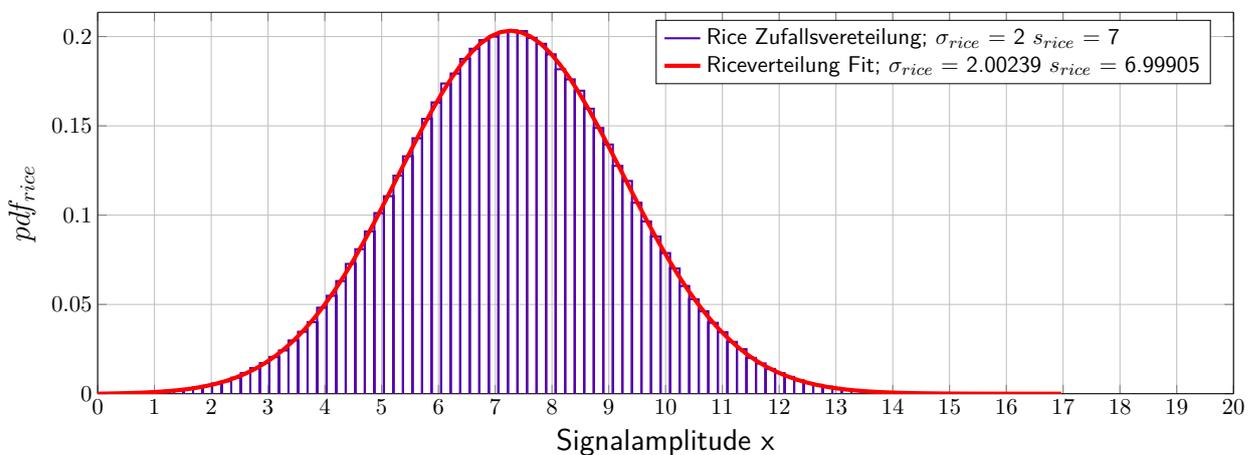


Abbildung 3.10: Zufallsgenerierte Riceverteilung und die Parameterschätzung durch Matlab

### 3.10 Nutzung des Medians als Mittelwert

Für die Interpretation der Messwerte und der Herleitung der Kanalmodelle muss aus der lokalen Leistungsverteilung des Small Scale Fadings ein repräsentativer Wert ermittelt werden. Unter der Annahme von Rice- oder Rayleighverteilungen braucht es einen zuverlässigen Schätzer, der aus den gemessenen Empfangsleistungen die Parameter der Rice- bzw. Rayleighverteilung ermittelt. Da allerdings nur eine begrenzte Anzahl an Messwerten vorliegen führt die Parameterschätzung zu instabilen Ergebnissen. Offenbar ist die Aufteilung der Empfangsleistung auf Riceparameter und Streubreite sehr unzuverlässig. Da jedoch kein spezielles Interesse an den Rayleigh- oder Riceparametern besteht, sondern an dem Erwartungswert der Empfangsleistung, muss ein robuster Schätzer für die Empfangsleistung gefunden werden. Es bieten sich das Maximum der Empfangsleistung mit eventueller Korrektur, der arithmetische Mittelwert der linearen Empfangsleistung, der arithmetische Mittelwert der Empfangsleistung in dB und der Median der Empfangsleistung in dB an:

1. Das Maximum zu nutzen nicht sinnvoll, weil weder bei Rice- noch bei Rayleighverteilungen ein echtes Maximum existiert. Trotzdem könnte in der Praxis mit Hilfe eines Max-Hold-Messung, dieser Wert bestimmt werden und eine empirische Konstante davon abgezogen werden, um den korrekten Erwartungswert zu erhalten. Allerdings weisen die beiden Verteilungsdichten eine unterschiedliche Form auf, die zu unterschiedlichen empirischen Korrekturfaktoren führen würden. Demzufolge müsste man sich bei jeder Messung entscheiden, ob man sie als „eher Rice“ oder „eher Rayleigh“ klassifizieren würde.
2. Bei Nutzung des arithmetischen Mittelwerts in dB oder der linearen Empfangsleistung, kommt es aufgrund der begrenzten Anzahl von Messpunkten durch wenige statistische Ausreißer zu starken Verfälschungen des Ergebnisses. Man benötigt daher einen Algorithmus, der diese Ausreißer erst entfernt, und daraus mittelt. Ein solcher Algorithmus nimmt jedoch auch Einfluss auf das Ergebnis und ist daher mit Vorsicht zu handhaben.
3. In der Literatur wird der Median [4] verwendet, um aus einer gemessenen Leistungsverteilung eine lokale mittlere Leistung zu bestimmen. Dieser Schätzer hat den großen Vorteil, dass Ausreißer automatisch eliminiert werden. Es stellt sich aber die Frage, inwieweit dieser mehr oder weniger willkürlich eingeführte Schätzer erwartungstreu ist. Dabei stellt sich experimentell heraus, dass bei Riceverteilungen die Verteilungsdichte mit zunehmendem Rice-Faktor symmetrischer um den Erwartungswert liegt. Die Breite der Verteilung engt sich zunehmend auf den Erwartungswert ein. In diesem Fall ist der Median automatisch erwartungstreu. Bei Rayleighverteilungen jedoch ist der Schätzer nicht mehr erwartungstreu. Experimentell wurde durch Erzeugen von Zufallszahlen festgestellt, dass der Median die Empfangsleistung um 1,6 dB zu gering schätzt.

Weil beim TRGM eine LOS-Situation mit vermutlich häufiger Riceverteilung vorliegt und der Median als Schätzer automatisch eine Unterdrückung von Ausreißern liefert, wurde entschieden den gelegentlich Auftretenden geringen Offset des Median in Kauf zu nehmen. Der Fehler ist mit 1,6 dB für die in der Praxis auftretenden sonstigen nicht identifizierbaren Einflüsse als vernachlässigbar anzunehmen.

## 4 Messaufbau

### 4.1 Signalquelle

Als Signalquelle für die „Single Carrier“-Signale in den Frequenzen 868 MHz und 2,4 GHz wird der SMIQ06B von Rhode & Schwarz [21] verwendet. Der Signalgenerator besitzt folgende für die Messung relevante Eigenschaften [22]:

- Die einstellbare Sendeleistung kann zwischen -80 dBm bis zu 16 dBm liegen.
- Die Differenz zwischen eingestellter und tatsächlich ausgesendeter Sendeleistung liegt unter 0.5 dB.
- Die Ausgangsimpedanz beträgt 50  $\Omega$ .
- Der Fehler zwischen eingestellter und ausgesendeter Frequenz kann bis zu  $10^{-6}$  betragen.



Rhode und Schwarz - SMIQ06B Anritsu Spektrum Analyzer MS2721A

Abbildung 4.1: Abbildungen von Sender und Empfänger

### 4.2 Empfänger

Als Empfänger wird der Anritsu MS2721A Spektrum Master [23] verwendet. Der Spektrumanalysator besitzt folgende für die Messung relevante Eigenschaften und Parameter:

- Der messbare Frequenzbereich liegt zwischen 100 kHz und 7,1 GHz.
- Das Gewicht des MS2721A liegt bei 3,1 kg und ist somit tragbar.
- Über eine Ethernet-Schnittstelle können mittels dem SCPI-Protokoll [24] Steuerbefehle gesendet und Messdaten auf einen Computer übertragen werden.

### 4.2.1 Frequenzabweichung

Bei der Nutzung der in den Abschnitten 4.1 und 4.2 beschriebenen Signalgenerators und Spektrumanalysators zeigen sich Unterschiede zwischen eingestellter Sende- und Empfangsfrequenz. Die Differenzen sind bis zu 1 kHz groß. Auch ist zu beobachten, dass sich bei nicht konstanter Temperatur die Empfangsfrequenz um bis zu  $50 \frac{\text{Hz}}{\text{min}}$  verschiebt.

### 4.2.2 Einstellungen des Spektrumanalysator

#### **Frequenz und Frequenzspanne:**

Die Mittenfrequenz des Spektrumanalysators muss auf die Frequenz eingestellt werden, auf der das Leistungsdichtemaximum des Testsignals liegt. Aufgrund der Differenz zwischen eingestellter Sende- und Empfangsfrequenz muss zunächst eine Suche des entsprechenden Maximums der eigentlichen Messung vorausgehen.

Der Frequenzspann muss bei der Suche so groß sein, dass bei einer maximalen Verschiebung das Signal noch detektiert werden kann. Der Spann wird auf 10 kHz festgelegt. Nach der Ermittlung der Frequenz des Signals beginnt die eigentliche Messung der Empfangsleistung. Dies wird im Zero-Span Modus ausgeführt. Im Zero-Span Modus wird die Leistungsdichte über die Resolution Bandwidth (RBW) integriert und die Leistung im zeitlichen Verlauf angezeigt.

#### **RBW:**

Die RBW ist die 3 dB Grenzfrequenz des Eingangsfilters des Spektrumanalysators. Mit der Bandbreite wird definiert, wie groß der Ausschnitt der Leistungsdichte ist, die am Detektor anliegt. Je kleiner die RBW eingestellt wird, desto größer ist das Auflösungsvermögen. Nahe beieinanderliegende Leistungsmaxima werden nur so getrennt angezeigt. Der wichtige weitere Effekt ist, dass der Rauschpegel niedriger ist, da die (konstante) Rauschleistungsdichte über die RBW integriert wird. Im Zero-Span Modus, in dem kein Frequenz-Sweeping mehr stattfindet, sondern ein Time-Sweeping, wird die Leistung durch Integration aus der gemessenen Leistungsdichte über die eingestellte RBW ermittelt.

Es gilt mit der Wahl der RBW sicherzustellen, dass die übertragende Leistung vollständig innerhalb dieser Bandbreite liegt, damit die gemessene Leistung nicht zu gering ausfällt und somit falsch gemessen wird. Auf der anderen Seite darf die RBW nicht zu groß eingestellt werden, da dann die existierende Rauschleistungsdichte in einem immer größer werdenden Anteil den Wert der Empfangsleistung bei geringem SNR nach oben verfälscht. Es wurde bereits festgestellt, dass sich die Frequenz des Leistungsdichtemaximums kontinuierlich (bis zu  $50 \frac{\text{Hz}}{\text{min}}$ ) verschiebt. Um im Zero-Span Modus genügend Messwerte zu erhalten muss jedoch über einen längeren Zeitraum gemessen werden. Daher wird die RBW auf 100 Hz gestellt.

#### **Vorverstärker:**

Der Vorverstärker ermöglicht es, durch eine gute Rauschzahl, die Rauschleistung  $N_0$  bei einer Messung bei  $\text{RBW} = 100 \text{ Hz}$  von ca. -130 dBm auf -150 dBm zu reduzieren.

**Sweeptime:**

Die Sweeptime im Zero-Span Modus gibt an, wie lange bzw. wie viele Messungen pro Displaybreite durchgeführt werden. Bei der Übertragung, der durch den Spektrumanalysators gemessenen Daten auf den Computer mittels des SCPI-Protokolls, kommt es zu der Einschränkung, dass nur 551 Werte des aktuell auf dem Display angezeigtem Traces übertragen werden können. Ein Sweep im Zero-Span Modus dauert bei einer Bandbreitenauflösung von 100 Hz ungefähr 10 ms. Die Sweepdauer wird daher mindestens auf  $t_{sweep} = 551 \cdot 10 \text{ ms} = 5,51 \text{ s}$  gesetzt.

### 4.3 Koaxialkabel und Steckverbinder

Zwischen Sender und Sendeantenne und zwischen Empfänger und Empfangsantenne befindet sich jeweils ein 3 m Koaxialkabel mit einem kurzen Adapterstück. Die Dämpfung durch beide Kabel und die Steckverbinder wurden direkt, das heißt ohne Antennen, mit einem Adapter zwischen Sender und Empfänger ausgemessen.

Die Messung ergibt, dass die Dämpfung durch beide Kabel und Steckverbinder folgendermaßen in die Rechnung eingehen muss:

- Dämpfung durch Kabel und Steckverbinder bei 868 MHz: 1,7 dB
- Dämpfung durch Kabel und Steckverbinder bei 2,4 GHz: 3,4 dB

### 4.4 Antennen

Zur Übertragung der Signale auf den jeweiligen Testfrequenzen werden Antennen gebaut. Im folgenden wird der Produktionsprozess erläutert und die Antennengewinne dargestellt, die für die Auswertung der Messungen benötigt werden.

#### 4.4.1 Faltdipolantennen für 868 MHz

Für die Messung im Bereich von 868 MHz werden zwei baugleiche Faltdipolantennen gebaut. Die Berechnungen der Dimensionen der Antennen wurde mittels der Software „Yagi Calculator“ [25] ausgeführt. Der Bauplan sieht eine Faltdipolantenne aus Kupferdraht und einen Balun aus Koaxialkabel vor. Die Anleitung ist im Anhang in Abbildung A.3 dargestellt.

Der Balun aus RG-174 Koaxialkabel hat laut Anleitung eine genau definierte Länge, um die Impedanztransformation des Fußpunktwiderstandes zu gewährleisten. Die Bestimmung der Reflexionsfaktoren zeigt, dass dieser Balun keine ausreichende Anpassung an ein Koaxialkabel mit  $Z_L = 50 \Omega$  Leitungswellenwiderstand ergibt. Die Messungen sind in Abbildung A.7 im Anhang dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die Eingänge der Antennen ca. 25% und ca. 40% der Leistung reflektieren. Weder die Variation der Balunlänge noch die Neukonstruktion der Faltdipol-Strahler ergeben eine signifikant geringere

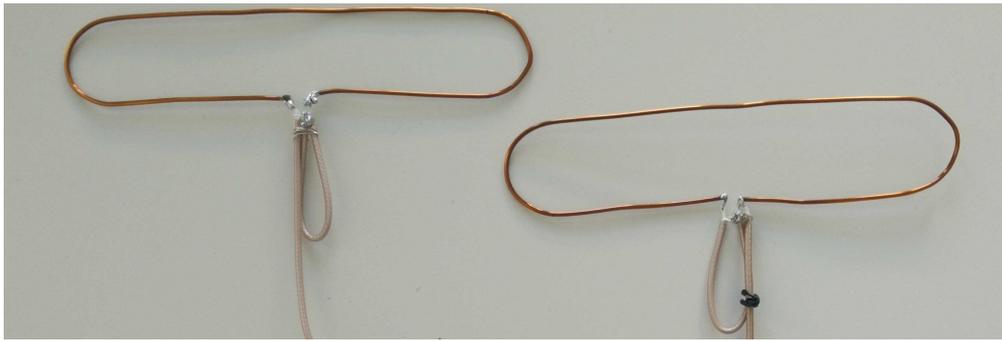


Abbildung 4.2: Erste Version der Faltdipolantenne für 868 MHz

Reflexion. Es wurde ein bestmöglicher Reflexionsfaktor von ungefähr -10 dB erreicht. Um die Anpassung zu verbessern, wird der Balun durch einen RF-Transformator ( TCM4-15 ) realisiert. Der Transformator erlaubt eine Impedanztransformation von  $240 \Omega$  Fußpunktwidestand der Faltdipolantenne auf  $50 \Omega$  Leitungswellenwiderstand. Dazu wurde eine Platine mit Lötunkten für den Transformator und für die Dipolareme entworfen. Die Gesamtschaltung wurde dann per Ätzverfahren hergestellt. Das Layout befindet sich im Anhang in Abbildung A.5.

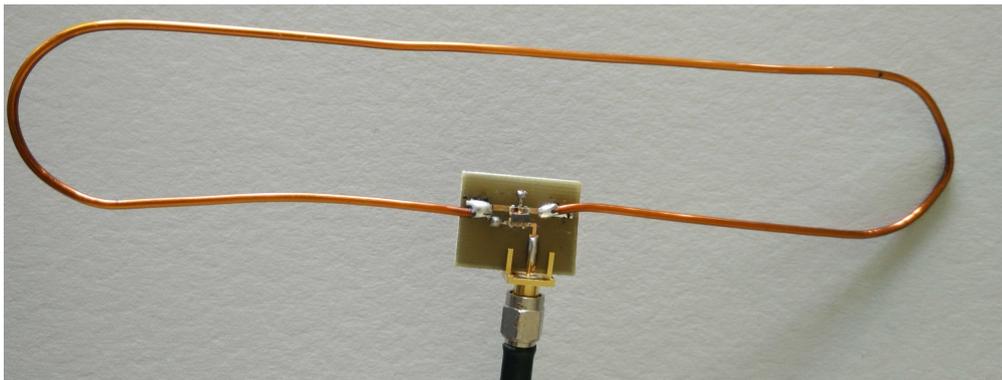


Abbildung 4.3: Zweite Version der Faltdipolantenne für 868 MHz

Mit dem „Agilent E5071C Network Analyzer“ werden die Reflexionsfaktoren bestimmt.

Parameter	Wert
Reflexionsfaktor der Faltdipolantenne Nr. 1	-14 dB
Reflexionsfaktor der Faltdipolantenne Nr. 2	-17 dB

Tabelle 4.1: Reflexionsfaktoren der Faltdipolantennen für 868 MHz

### Antennengewinn

In einer nahezu reflexionsfreien Kammer wurden die Gewinne bzw. die Verluste der Gesamtschaltung bei unterschiedlichen Winkeln gemessen. Zwischen Sende- und Empfangsantenne liegt ein Abstand von einem Meter. Die Sendeantenne wird fest installiert, sodass die Dipolarebene parallel zum Boden liegt. Damit erzeugt die Antenne horizontal polarisierte Wellen. Es wurden dann in Abhängigkeit vom Längswinkel  $\Phi$  und Höhenwinkel  $\Theta$  die für die Auswertung der Messungen benötigten Werte ermittelt.

Die Antennen zeigen eine nahezu konstante Abstrahlung im Höhenwinkel.

Winkel $\Theta$	Gesamtgewinn
+45°	-2 dB
0°	0 dB
-45°	-2dB
-90°	-3dB

Tabelle 4.2: Gesamtgewinn der Messanordnung mit Faltdipolantennen bei  $\Phi = 0^\circ$

Die Messung des Gewinns bei  $\Theta = 0^\circ$  bei unterschiedlichen Längswinkeln zeigt die folgenden Gewinne.

Winkel $\Phi$	Gesamtgewinn
0°	0 dB
-15°	-4 dB
-30°	-8 dB
-45°	-9dB
-60°	-13dB

Tabelle 4.3: Gesamtgewinn der Messanordnung mit Faltdipolantennen bei  $\Theta = 0^\circ$

Längs und Höhenwinkel haben Einfluss auf die Messergebnisse und müssen berücksichtigt werden.

#### 4.4.2 PCB-Dipolantenne für 2,4 GHz

Für die Messungen auf der Frequenz von 2,4 GHz werden Printed Circuit Board (PCB) - Dipolantennen gebaut. Das Layout für die per Ätzverfahren hergestellte Platine basiert auf den Ergebnissen zweier Forscher der National Cheng Kung Universität in Taiwan [26].

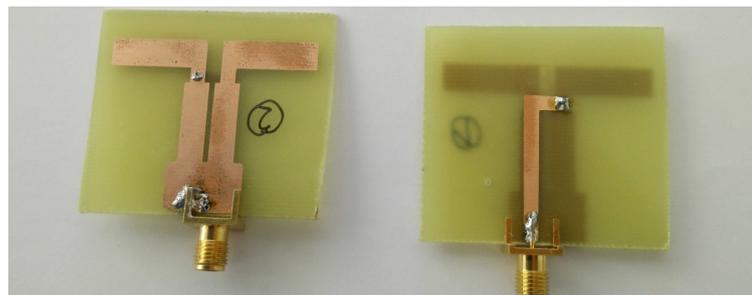


Abbildung 4.4: 2,4 GHz PCB Antennen

Auf der Oberseite der Platine befinden sich die Dipolareme sowie die Groundplane. Über den Balun auf der Unterseite der Platine wird das Signal eingespeist. Nach der Herstellung der Ätzvorlage und Durchführung des Ätzvorgangs folgt das Anlöten der SMA-Buchse und die Verbindung der Ober- und Unterseite durch das „Via-Hole“. Das Ätzlayout ist im Anhang in Abbildung A.6 dargestellt.

Mit dem „Agilent E5071C Network Analyzer“ wurden die Reflexionsfaktoren der Antennen bestimmt, die Ergebnisse sind in Tabelle 4.4 gezeigt. Die Messungen sind im Anhang in den Abbildungen A.11 und A.12 zu finden.

Parameter	Wert
Reflexionsfaktor Dipolantenne Nr. 1	-16 dB
Reflexionsfaktor Dipolantenne Nr. 2	-13 dB

Tabelle 4.4: Reflexionsfaktoren der Printed-Dipole Antennen für 2,4 GHz

### Antennengewinn

Die Messanordnung für die Ermittlung des Gesamtgewinns aller Komponenten entspricht der Messung für die 868 MHz Antennen in Abschnitt 4.4.1. Die PCB-Antennen zeigen, wie die Faltdipolantennen, eine nahezu konstante Abstrahlung bei Variation des Höhenwinkels, wie in Tabelle 4.5 zu sehen ist.

Winkel $\Theta$	Gewinn
+45°	1 dB
0°	1 dB
-45°	1 dB
-90°	0 dB

Tabelle 4.5: Gesamtgewinn der Anordnung mit PCB-Dipolantenne bei  $\Phi = 0$ 

Die Messung des Gewinns bei  $\Theta = 0^\circ$  bei unterschiedlichen Längswinkeln, dargestellt in Tabelle 4.6, zeigt eine größere Winkelabhängigkeit.

Winkel $\Phi$	Gewinn
0°	1 dB
-15°	3 dB
-30°	0 dB
-45°	-2 dB
-60°	-16 dB

Tabelle 4.6: Gesamtgewinn der Anordnung mit PCB-Dipolantenne bei  $\Theta = 0^\circ$ 

Wie bei der Faltdipolantenne gibt es kaum bemerkbare Unterschiede in den Antennengewinnen bei Variation des Höhenwinkels. Bei steigendem Längswinkel kommt es ab einer Ablenkung von 60° zu bemerkbaren Antennenverlusten.

## 4.5 Benutzerschnittstelle

Der Spektrumanalysator kann mittels Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI)-Befehlen [24] über Ethernet angesteuert werden. Die Messung der Empfangsleistung an den definierten Messorten in den Messszenarien soll unkompliziert und damit fehlerunanfällig durchgeführt werden können. Deshalb ist mit dem Programm Matlab (Version: „R2014a“) ein Benutzerinterface mit Funktionen programmiert worden, dessen Ausführung sicher stellt, dass die Einstellungen des Spektrumanalysator bei jeder Messung vollständig und identisch sind und keine Grundeinstellung vergessen werden kann. Außerdem hat Matlab den Vorteil, dass die Messdaten zusammen mit den jeweiligen Messparametern, den Kommentaren und einem Zeitstempel in einem gemeinsamen Format abgespeichert werden können, welches für ein Auswertungsskript direkt verwendbar ist.

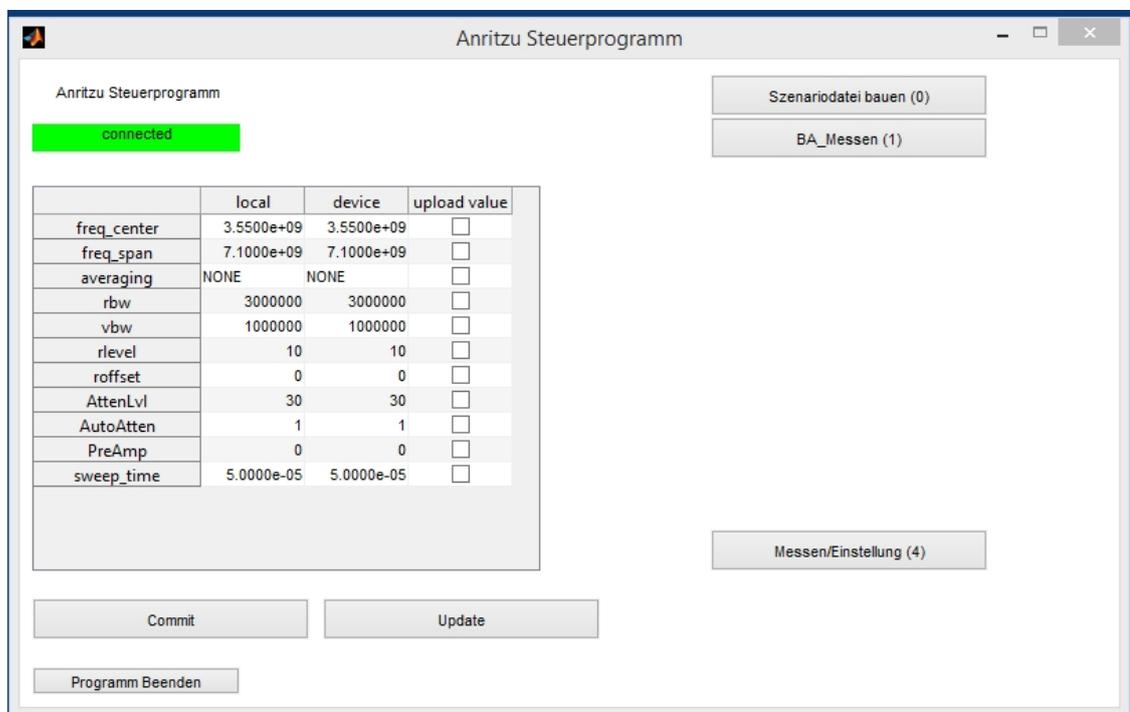


Abbildung 4.5: Anritsu Steuerprogramm: Hauptinterface

Die erste Oberfläche des Steuerungsprogramms ist in Abbildung 4.5 dargestellt und zeigt oben links den Verbindungsstatus mit dem Spektrumanalysator. Beim Programmstart wird die Verbindung zum Messgerät automatisch hergestellt. Ein automatisches Zurücksetzen des MS2721A verhindert unbekannte Zustände und Einstellungen des Messgeräts. Mit dem Button „Update“ können über eine Tabelle die aktuell eingestellten Parameter ausgelesen werden. Mit „Commit“ werden die Einstellungen, die im Benutzerprogramm eingestellt wurden, auf den Analysator übertragen. Mit dem Button „Messen Einstellung“ wird eine Messung nach aktuellen Einstellungen durchgeführt und das Ergebnis abgespeichert. Der Button „BA Messen“ ruft das Messskript auf, für das eine eigene graphische Oberfläche programmiert wurde.

Mittels Tastatureingaben können Frequenz, Szenarioname und Distanz zum Sender eingestellt werden. Die Eingaben werden nach der Messung in der Struktur, die auch die Messdaten enthält, abgespeichert. Sind diese Parameter eingegeben, führt der Spektrumanalysator eine Messung gemäß der eingestellten Frequenz über einen bestimmten Spann aus. Dies ist notwendig, da festgestellt wurde, dass das Signal nicht genau auf der einstellten Sendefrequenz liegt. Das Programm erlaubt es nun den zu untersuchenden Messbereich auszuwählen. Ist das Sendesignal aufgrund des zu geringen SNR nicht detektierbar kann die Messung mit dem Vorverstärker wiederholt werden. Die Einstellungen, ob z.B. die Eingangsverstärkung des Spektrumanalysators (PreAmp) aktiviert war, wird ebenso in der abzuspeichernden Struktur festgehalten wie das Spektrum, mit dessen Hilfe die korrekte Messfrequenz gewählt wurde.

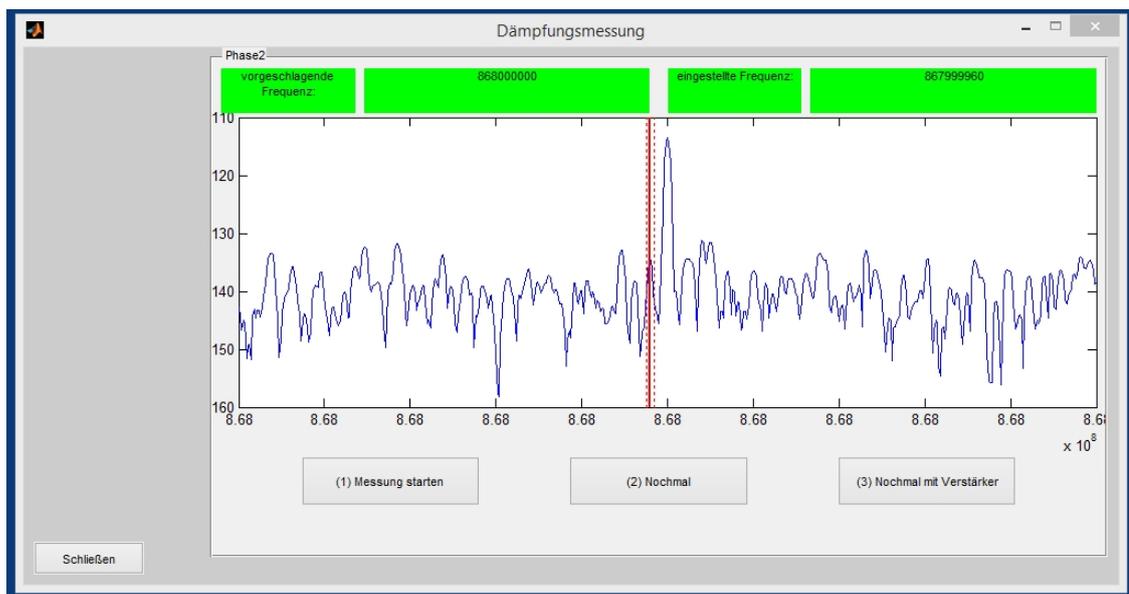


Abbildung 4.6: Anritsu Steuerprogramm: Messinterface

Es erfolgt nun die Messung des Signals im Zero-Span Modus. Die Leistungsdichte bei der ermittelten Frequenz wird über die RBW integriert. Ist die eingestellte minimale Sweeptime dabei größer die für die Berechnung eines Messwertes benötigte Zeit, werden mehrere Messungen durchgeführt und als Amplitude über die Zeit als Trace im Display dargestellt. Nach der Messung werden die Daten übertragen und alle relevanten Daten des aktuellen Workspaces abgespeichert.

## 5 Messungen und Auswertung

In diesem Kapitel werden die Messszenarien „M1-OttoHahnStraße“ und „M2-Scherbeck“ vorgestellt und die Auswertungen von den Messungen der Funkfelddämpfung zwischen Sender und Empfänger dargestellt. Es wird gezeigt, welche Form von Fading in den Szenarien vorherrschen. Danach wird analysiert, welche für das Szenario relevanten Kanalmodelle den Pfadverlust am besten beschreiben. Darauf werden die Pfadverlustexponenten, die mit dem  $\eta$ -Power Law berechnet wurden und den Kanal charakterisieren, dargestellt. Zuletzt wird überprüft, inwiefern sich die Pfadverlustexponenten ändern, wenn die Messstrecke in zwei Bereiche aufgeteilt wird. Die Aufteilung findet bei der Distanz des Knickpunktes  $d_{h,knick}$  des TRGM statt, der in Abschnitt 3.4.2 definiert wurde. Im Verlauf der Messung „M2-Scherbeck“ wurde versucht in einer kontinuierlichen Messung das Interferenzmuster des TRGM zu erfassen. Das Ergebnis dieser Messung wird ebenfalls dargestellt.

### 5.1 Zur Durchführung der Messungen

Sender, Empfänger und die restliche genutzte Hardware wie beispielsweise die Antennen entsprechen der Hardware, die in Kapitel 4 beschrieben wurde. Die Messungen fanden dann nach folgendem Ablauf statt:

- Der Sender und die Sendeantennen werden aufgebaut. Danach findet die Einstellung der Sendeleistung und der Frequenz statt. Die Sendeantenne wird dabei horizontal polarisiert positioniert, da die horizontale Polarisierung empfindlich für das zu identifizierende Fading ist.
- Es folgen dann in den vorher bestimmten Abständen die Messungen der Empfangsleistung. Dazu wird das in Abschnitt 4.5 beschriebene Matlab-Skript zur automatischen Messung mit dem Spektrumanalysator aufgerufen.
- Die Empfangsantenne wird in der Hand getragen und für die Aufnahme des Fast Fadings, das in Abschnitt 3.9.2 beschrieben wird, immer auf die korrekte Polarisierung achtend, in Richtung Sendeantenne gehalten und zufällig in einem ca.  $1 \text{ m}^2$  großen Bereich bewegt. Die Höhe der Antenne liegt damit im Mittel bei  $h_e = 1,5 \text{ m}$ .

## 5.2 Zur Auswertung der Messung

Die Messauswertung findet mit folgenden Mitteln statt:

- Die Übersicht über die Messergebnisse wird mit Boxplots realisiert [27]. Diese haben den Vorteil, dass sowohl der lokale Median als auch die durch Fading verursachte Leistungsverteilung und die Leistungsminima in einer zusammenhängenden Darstellungsform visualisiert werden können. Der Median des Boxplots wird als Quadrat dargestellt. Die Box umfasst die mittleren 50% der Messwerte. Der Abstand vom unterem Ende der Box (Unteres Quartil) bis zum oberen Ende (Oberes Quartil) wird Interquartilabstand genannt. Die Striche oberhalb und unterhalb der Box sind die sogenannten „Whisker“ und haben eine Länge des 1,5-fachen Interquartilabstands. Der Whisker kann durch einen maximalen oder minimalen Wert begrenzt sein. Werte, die nicht innerhalb dieser sogenannten „Whiskergrenzen“ liegen, werden als Ausreißer bezeichnet. Von der Form des Boxplots können qualitative Rückschlüsse auf die zugrundeliegende Verteilungsdichte getroffen werden. Stark asymmetrische Boxplots deuten darauf hin, dass keine Normalverteilung vorliegt.

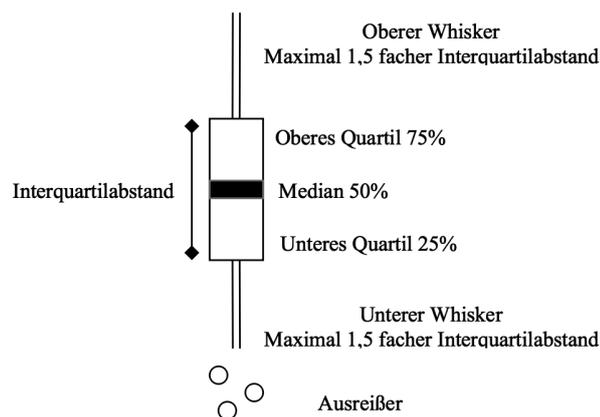


Abbildung 5.1: Allgemeiner Aufbau eines Boxplots

- In Abhängigkeit von Längswinkel  $\Phi$  und Höhenwinkel  $\Theta$  des Messpunkts zur Antenne werden die Gesamtverluste durch die Messanordnung vor der Analyse und der Darstellung aus den Verteilungsdichten herausgerechnet. In Abschnitt 4.4 sind die gemessenen Gesamtverluste der Messanordnung beschrieben.
- Die Analyse des Fadings findet einerseits auf einer qualitativen Ebene statt. Wie in Abschnitt 3.9.2 gezeigt wurde, weisen die Verteilungsdichten bei Rayleigh- und Rice Fading Unterschiede in der Form auf. Andererseits können mit dem Matlabbefehl „distfit“ Rayleigh- und Riceparameter von einer gegebenen Amplitudenverteilung geschätzt werden. Diese Parameter werden als zweites Entscheidungskriterium genutzt.
- Ist das Fast Fading bestimmt, folgt die Analyse des gemessenen Pfadverlusts und der Vergleich mit den für jeweilige Anordnung relevanten Kanalmodelle.

- Über die Summe der quadrierten Residuen SSE können die Kanalmodelle quantifiziert bewertet werden. Die Fehlerberechnungsformel ist in Gleichung (5.1) beschrieben. Dabei ist  $y_i$  der Pfadverlust, der mit dem entsprechenden Kanalmodell berechnet wird.  $\bar{y}_i$  ist der Median der Messung. Daneben wird auch die Differenz zwischen diesen beiden Werten, das auch Residuum genannt wird, als Bewertungskriterium genutzt.

$$SSE = \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y}_i)^2 \quad (5.1)$$

- Abschließend werden die Pfadverlustexponenten des  $\eta$ -Power Laws, sowie die beiden Pfadverlustexponenten des in Abschnitt 3.8 eingeführten Kanalmodells über die „Maximum Likelihood Methode“, mit dem „Matlab fitting tool“ ermittelt.

### 5.3 Outdoor-Kanal Messung

Das Szenario „M2-Schermbek“, im Folgenden mit „M2“ abgekürzt, ist ein Outdoor-LOS-Szenario. Sowohl Sender als auch Empfänger sind im Freien installiert. Die Installation des Senders mit den Sendeantennen auf einem Hubsteiger erlaubt es, nicht nur die Messfrequenzen  $f_{s1} = 868 \text{ MHz}$  und  $f_{s2} = 2,4 \text{ GHz}$  zu variieren, sondern auch bei zwei unterschiedlichen Sendehöhen „H1“ =  $h_{e1} = 4,15 \text{ m}$  und „H2“ =  $h_{e2} = 8,3 \text{ m}$  zu messen. Die horizontalen Messdistanzen  $d_h$  liegen zwischen einem Meter und einem Kilometer. Der Messweg ist in Abbildung 5.2 dargestellt.

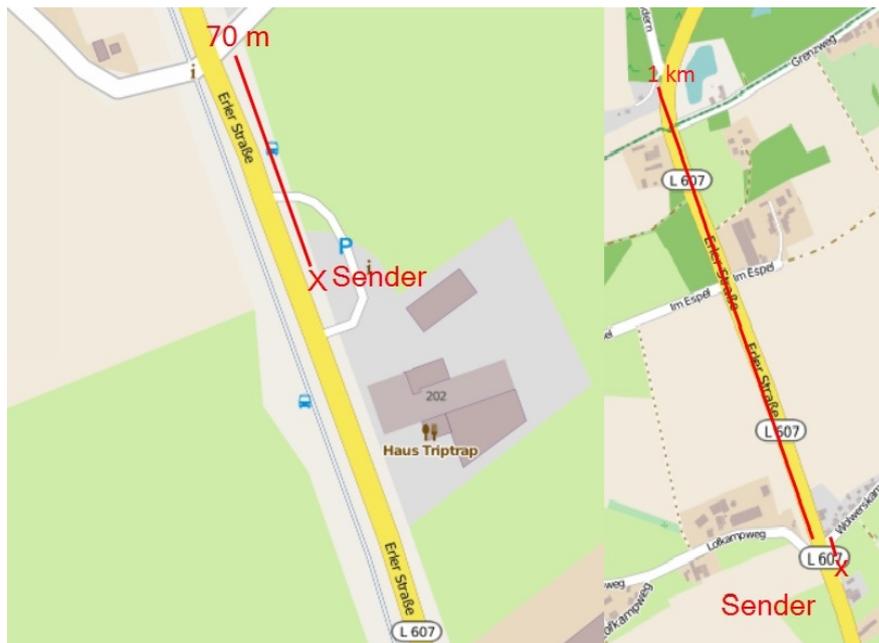


Abbildung 5.2: M2: Messweg ©OpenStreetMap and Contrib, CC-BY-SA [28]

Die Messpunkte zwischen 1 m und 70 m befinden sich in gerader Linie vor dem Hubsteiger. Es gibt dort keine Objekte in der LOS zwischen Sender und Empfänger. Die Messpunkte ab 100 m befinden sich auf der gegenüberliegenden Straßenseite. Es befinden sich auch dort keine großen Objekten zwischen dem Sender und den Messpunkten. Dies ist auch in Abbildung 5.2 zu sehen. Bei den Abständen 700 m und 1000 m kann es zu Abschattung durch Bäume kommen. Die Umgebung ist als ländlich und als dünn besiedelt einzustufen. Der Längswinkel  $\Phi$ , der für die Bestimmung des Gesamtverlustes des Messaufbaus benötigt wird, wird aus der Karte ermittelt und zeigt bei  $d_h = 70 \text{ m}$  einen maximalen Längswinkel von  $5^\circ$ . Die Rauschleistung beträgt  $N_0 \approx -135 \text{ dBm}$  für die Messung bei 2,4 GHz. Da bei der Messung bei 868 MHz mit einer größeren RBW gemessen wurde, ist hier  $N_0 \approx -125 \text{ dBm}$ .

Es wird aufgrund der Topologie ein Pfadverlustexponent von ungefähr 2 erwartet. Nach dem theoretischen Knickpunkt  $d_{h,knick}$  des Two Ray Ground Modells, der in Abschnitt 3.4.2 definiert wird, gilt es zu überprüfen, ob ein Pfadverlust von 4 vorherrscht. Der Knickpunkt  $d_{h,knick}$  liegt im Falle der Messung bei 868 MHz und der Höhe H1 bei 56 m. In der Messung bei 2,4 GHz ist mit  $d_{h,knick}$  bei 308 m und 154 m zu rechnen, wobei die größere Distanz zu Höhe H2 gehört.

### 5.3.1 Darstellung der Messergebnisse

In den Abbildungen 5.3, 5.4 und 5.5 werden die Ergebnisse der Funkfeldmessung gezeigt. In allen drei Messungen wird deutlich, dass der Pfadverlust, zumindest bis zu einer bestimmten Distanz, stets nahe an dem Verlauf des Freiraumkanalmodells liegen.

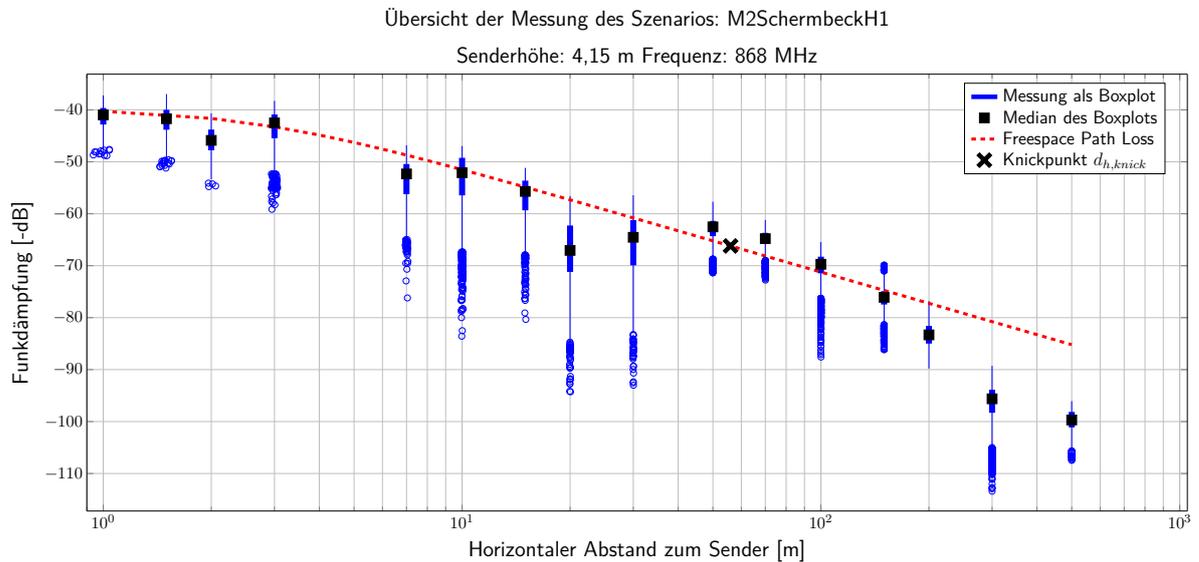


Abbildung 5.3: M2: Übersicht der Messung bei 868 MHz auf Senderhöhe 4,15 m

In Abbildung 5.3 ist die Messung bei 868 MHz auf der Höhe  $H_1 = 4,15$  m zu sehen. Die Mittelwerte der einzelnen Messpunkte verlaufen bis zur horizontalen Distanz von 150 m mit einem Pfadverlustexponenten nahe 2. Die Mittelwerte bei 2 m und bei 20 m liegen, abweichend von den anderen Messpunkten, tiefer und bilden Ausreißer. Ab 200 m Entfernung ändert sich der Pfadverlustexponent auf einen höheren Wert. Bis auf die Messung bei 200 m zeigen die Boxplots asymmetrische Leistungsverteilungen. Der maximale Signaleinbruch, also die größte Differenz zwischen einem Median und dem von ihm am weitesten abweichenden Ausreißer im Boxplot, kann in dieser mit ca. 35 dB angegeben werden. Der Abstand zur Rauschleistung liegt im Minimum bei ca. 25 dB, somit werden die Messwerte nicht vom Rauschen beeinträchtigt.

In Abbildung 5.4 wird sichtbar, dass gegenüber der Messung bei 868 MHz das Freiraummodell den Pfadverlust der Messung bei 2,4 GHz auf der Höhe  $H_1 = 4,15$  m bis zu einer größeren Distanz von 200 m beschreibt. Ab dem theoretischen Knickpunkt  $d_{h,knick} = 154$  m ist ein größerer Pfadverlustexponent als 2 erkennbar. Die Mediane zeigen auffällige Ausreißer vom Freiraumkanalmodell bei horizontalen Abständen von 2 m, 20 m, und 200 m. Die Messung bei 1000 m hat nur noch einen Signal-Rausch-Abstand von ca. 15 dB.

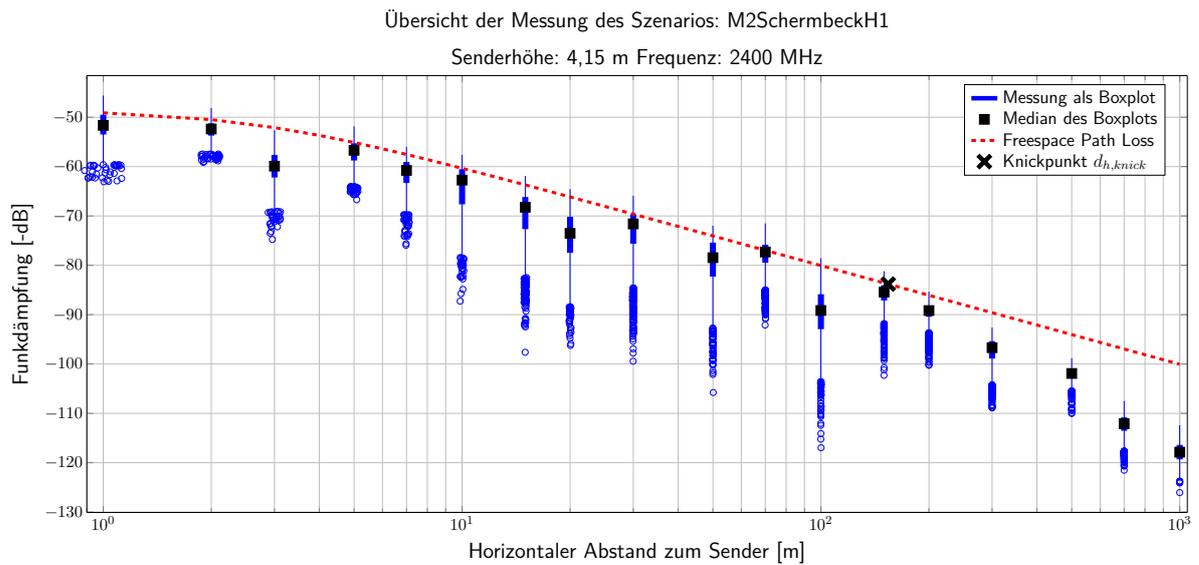


Abbildung 5.4: M2: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz auf Senderhöhe 4,15 m

Die Messung, die in Abbildung 5.5 dargestellt wird und bei der Sendehöhe  $H_2 = 8,3$  m durchgeführt wurde, zeigt, dass das Freiraumkanalmodell bzw. ein einhergehender Pfadverlustexponent von ungefähr 2 den Kanal bis 300 m beschreibt. Der Knickpunkt  $d_{h,knick}$  liegt in der Konstellation nahe dem viertletzten Messwert. Erst der Messwert bei der maximalen Messdistanz weicht stark vom Freiraummodell ab. Die Leistungseinbrüche durch das Fast Fading liegen im Maximum bei 30 dB. Auch in dieser Messung ist das Signalausverhältnis des letzten Messpunktes ungefähr 15 dB.

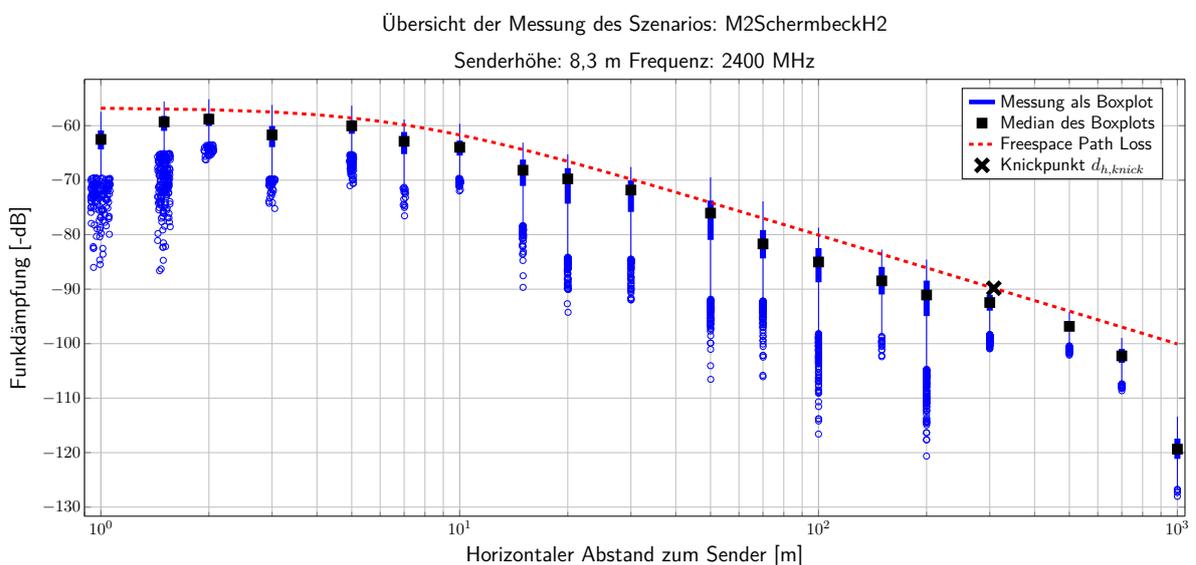


Abbildung 5.5: M2: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz auf Senderhöhe 8,3 m

Die erste Sichtung der Ergebnisse zeigt, dass das Freiraummodell eine gute Näherung für die Berechnung des Pfadverlustes darstellt. Je höher die Frequenz und je höher der Sender aufgebaut ist, desto länger ist dieser Zustand gegeben. Einige Messwerte weichen von der Freiraumausbreitung ab, es muss daher herausgefunden werden, wodurch sich dies begründen lässt.

### 5.3.2 Fast Fading

Die Untersuchung, welche Form des Fast Fadings in diesem Szenario mehrheitlich vorliegt, ergibt, dass nahezu bei allen Messpunkten eine Riceverteilung festzustellen ist. Eine als Riceverteilung identifizierte Amplitudenverteilungsdichte wird in Abbildung 5.7 dargestellt. Daneben berechnet auch Matlab quantitativ die wahrscheinlichsten Rayleigh- und Riceparameter und stellt ebenfalls fest, dass an fast allen Messpunkten eine Riceverteilung vorliegt. Die Riceverteilung geht mit einem dominanten Signalpfad einher, auf dem eine nahezu konstante Leistung empfangen wird. Dies deckt sich mit der Erwartung bei einem LOS-Outdoorszenario. Daneben sind aber auch an einigen Messpunkten Rayleighverteilungen festzustellen. Dazu gehören unter anderem jeweils die beiden Messpunkte bei 2,4 GHz, die in der Entfernung von 1000 m gemessen wurden. Die Messungen mit Rayleighverteilung sind in Tabelle 5.6 aufgelistet. Ein Vergleich der Lage der Mittelwerte in den Abbildungen 5.3, 5.4 und 5.5 mit den als Rayleighverteilung identifizierten Messpunkten in Tabelle 5.6 zeigt, dass genau diese Mittelwerte besonders von dem mittels des Freiraumkanalmodells berechneten Verlauf abweichen.

Frequenz	Höhe des Senders	Abstände
868 MHz	4,15 m	20 m, 30 m
2,4 GHz	4,15 m	3 m, 20 m, 100 m, 1000 m
2,4 GHz	8,3 m	100 m, 200 m, 1000 m

Abbildung 5.6: M2: Messpunkte mit Rayleighverteilung.

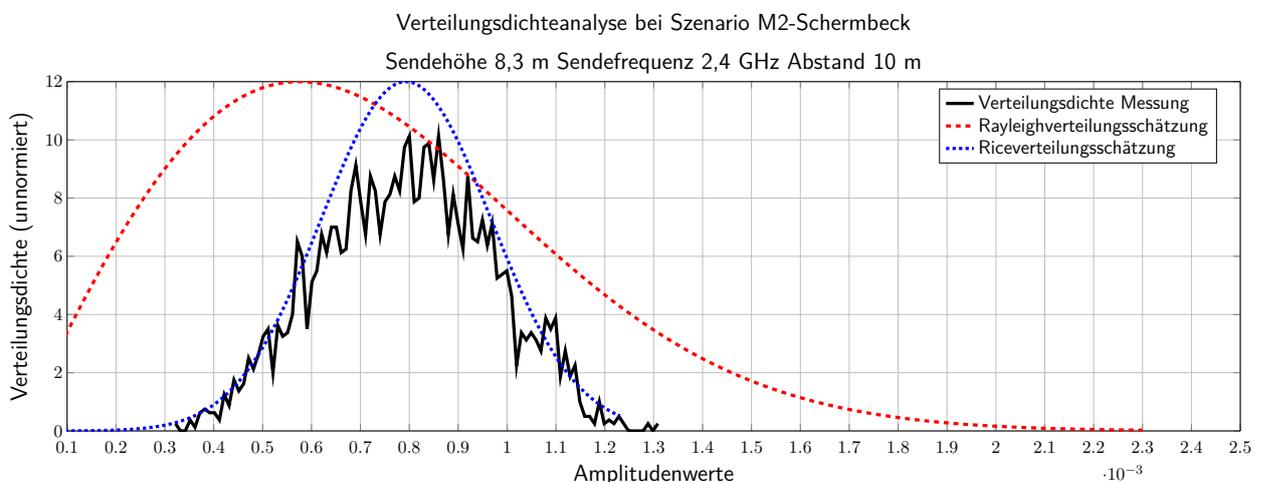


Abbildung 5.7: Gemessene Verteilungsdichte, die als Riceverteilung klassifiziert wurde.

Bei den Rayleigh-verteilten Messpunkten mit einem Abstand kleiner als 70 m liegen jedoch in jedem Fall direkte LOS-Strecken vor. Dennoch zeigt die Abbildung 5.8 die Rayleigh-verteilte Amplitude der Messung bei einer Entfernung von 20 m vom Sender entfernt. Das Fehlen eines dominanten Signalpfades bei Distanzen unter 70 m muss daher die Konsequenz aus der Überlagerung des LOS-Pfades mit einem oder mehreren ähnlich starker Signale sein, sodass destruktive Interferenz auftritt. So ein Nebenpfad wäre z.B. der bodenreflektierte Pfad des Two Ray Ground Modells. Es darf jedoch nicht außer Acht gelassen werden, dass z.B. die messende Person ebenfalls Reflexionen erzeugt. Folglich kann aus diesen Gründen nicht unterschieden werden, wodurch der Verlust des Rice-Kanals ausgelöst wird.

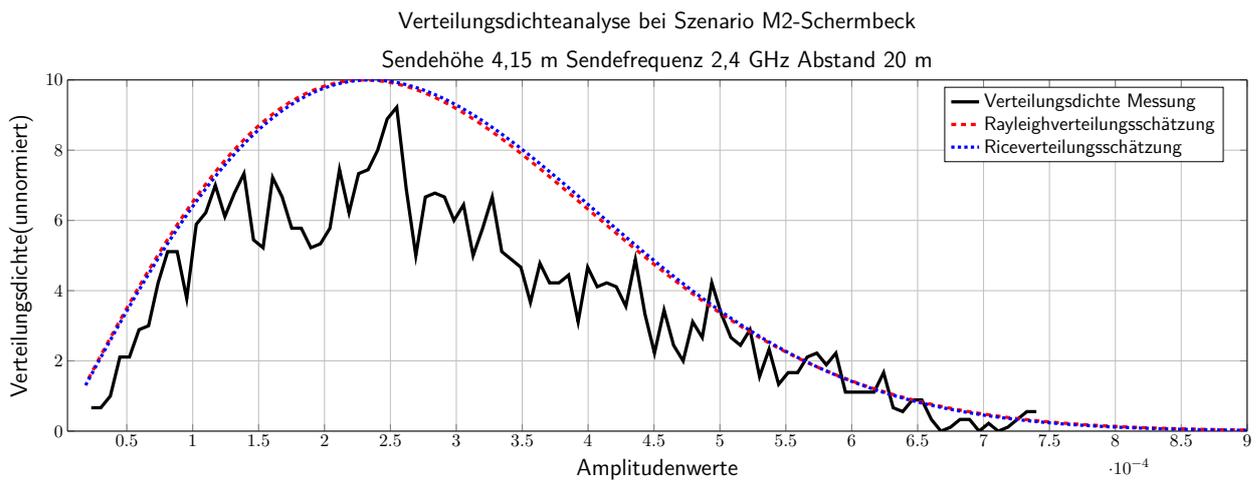


Abbildung 5.8: Gemessene Verteilungsdichte, die als Rayleighverteilung klassifiziert wurde.

### 5.3.3 Evaluierung der Kanalmodelle

Aufgrund der Platzierung des Senders im Freien werden die Indoor-Outdoorkanalmodelle aus Kapitel 3 nicht betrachtet. Viel mehr müssen in diesem LOS-Szenario das Freiraumkanalmodell und das TRGM mit den Messdaten verglichen werden. Ebenfalls wird das für eine LOS-Strecke konzipierte Egli-Modell mit der Messung bei 868 MHz verglichen (siehe Abschnitt 3.6).

Modell	M2-868-H1	M2-24-H1	M2-24-H2
Freiraummodell	633	943	620
Two Ray Ground Modell	258	1047	1324
Egli-Modell	3167	-	-

Tabelle 5.1: M2: Gerundete SSE der Modelle zur Messung.

Tabelle 5.1 zeigt den SSE zwischen den Modellen und den Messungen. Zunächst ist zu erkennen, dass das Egli-Modell den Verlauf nicht widerzuspiegeln scheint. Die Messung, bei der die kleinste Distanz zum Knickpunkt  $d_{h,knick}$  vorliegt, wird nach dem SSE von dem Two Ray Ground Modell am besten beschrieben. Je weiter entfernt der Knickpunkt liegt, desto besser wird der Pfadverlust durch das Freiraummodell modelliert. Um eine genauere Aussage treffen zu können, wann das Freiraumkanalmodell oder das Two Ray Ground Modell besser geeignet ist den Pfadverlust zu beschreiben, werden die absoluten Fehler zwischen Modell und Mittelwert (auch Residuen genannt) untersucht. Die Residuen des Egli-Modell werden für die Messung bei 868 MHz nicht untersucht, weil es, wie in Abbildung 5.9 zu erkennen ist, den Kanal nicht repräsentiert.

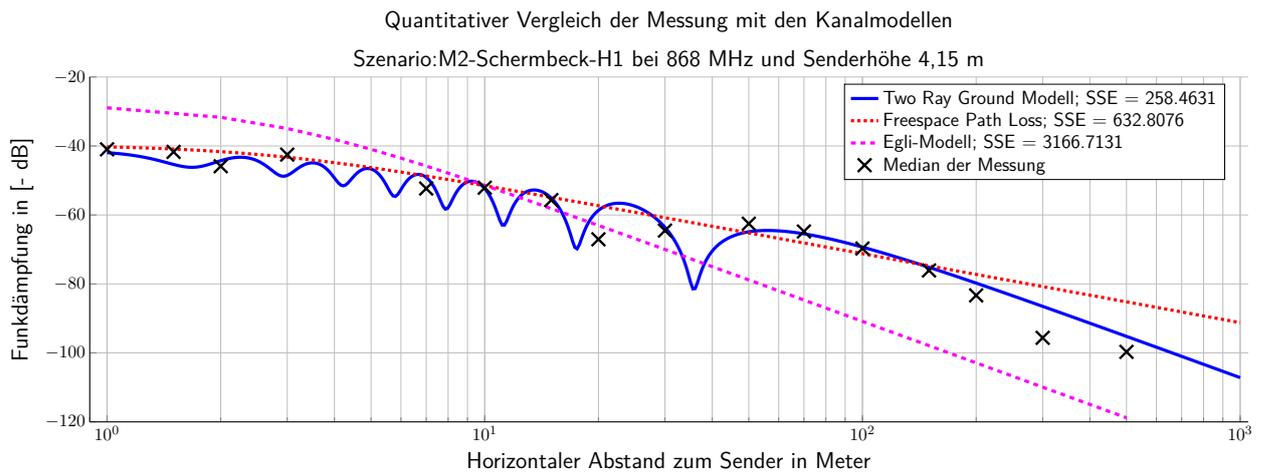


Abbildung 5.9: M2: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 4,15 m Kanalmodellvergleich

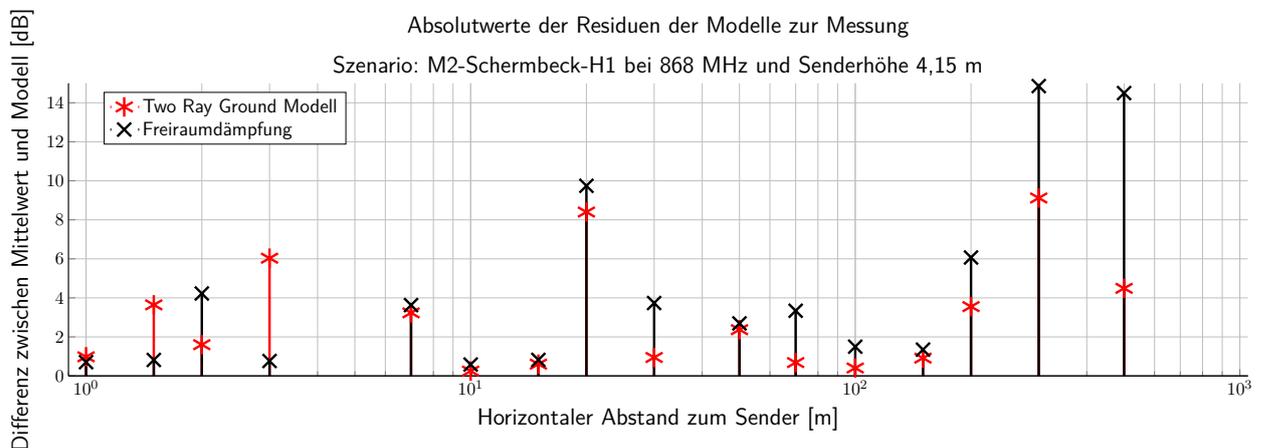


Abbildung 5.10: M2: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 4,15 m - Differenz zwischen Modell und Messung

Das Two Ray Ground Modell zeigt in der Messung bei 868 MHz einen besseren SSE als das Freiraummodell. Dies hat zwei Gründe, welche in Abbildung 5.9 zu sehen sind. Zum einen zeigt sich ein deutliches Abweichen der Messwerte bei großen Distanzen vom Freiraummodell. Obwohl die Amplituden Rice-verteilt bleiben folgt der Pfadverlust dort offensichtlich einem größeren Pfadverlustexponenten als 2. Der zweite Grund ist, dass das TRGM teilweise mit den Mittelwerten bei kleinen Distanzen übereinstimmt, wie z.B. bei 30 m. Ein ebenso großer Anteil an Messpunkten werden jedoch auch nicht durch das Interferenzmuster des TRGM erklärt wie z.B. der Messwert bei 20 m. Bei den größeren Distanzen liegt das TRGM kontinuierlich näher an der realen Messung (siehe Abbildung 5.10).

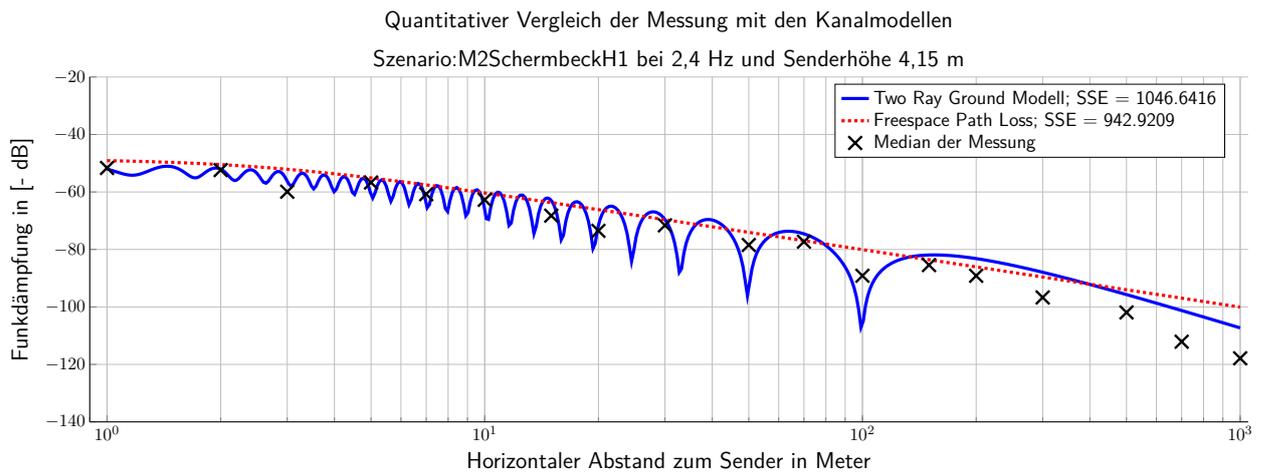


Abbildung 5.11: M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 4,15 m Kanalmodellvergleich

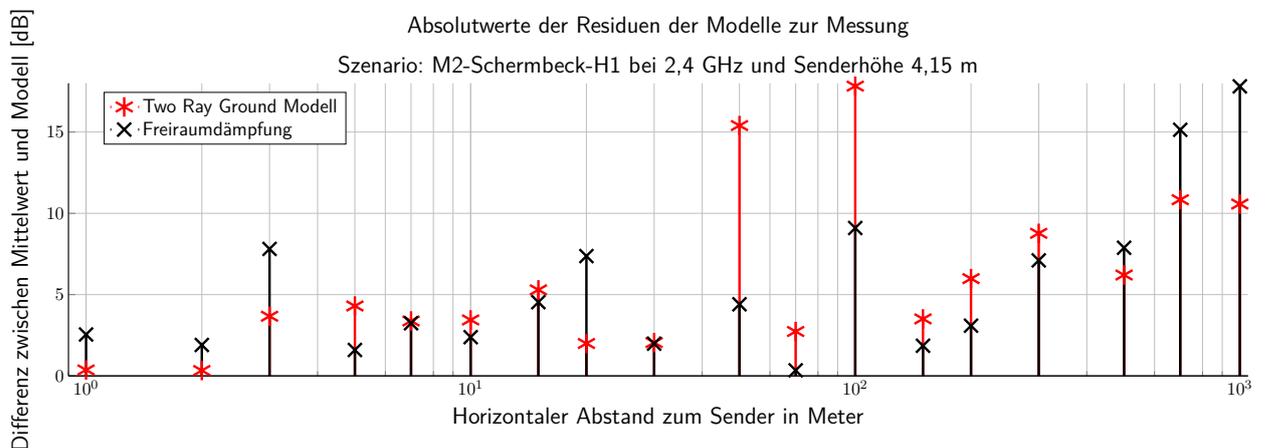


Abbildung 5.12: M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 4,15 m - Differenz zwischen Modell und Messung

Entspricht die Messfrequenz 2,4 GHz und die Sendehöhe 4,15 m, wie bei der in Abbildung 5.11 dargestellten Messung, zeigt sich mit der theoretisch weiter hinten liegenden Knickdistanz des TRGM tatsächlich eine längere Übereinstimmung der Mittelwerte mit dem Freiraumkanalmodell. Die Ausreißer bei 50 m und bei 100 m liegen in einem Interferenzminimum des TRGM, jedoch nicht auf der Höhe wie es das Modell vorhersagt. Die Betrachtung der Residuen zeigt (siehe Abbildung 5.12), dass sich die Modelle in ihrer Realitätsbeschreibung die Waage halten. Im hohen Distanzbereich und nach der Knickdistanz bei 156 m, nimmt der Pfadverlust pro Abstandsdekade sichtbar zu, weshalb die letzten drei Messpunkte besser durch das TRGM beschrieben werden.

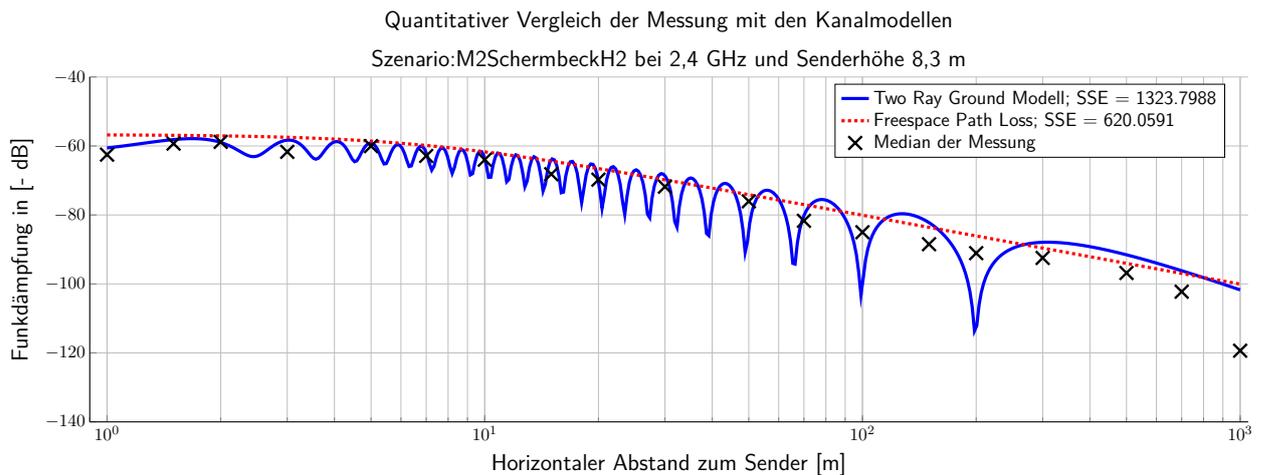


Abbildung 5.13: M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 8,3 m Kanalmodellvergleich

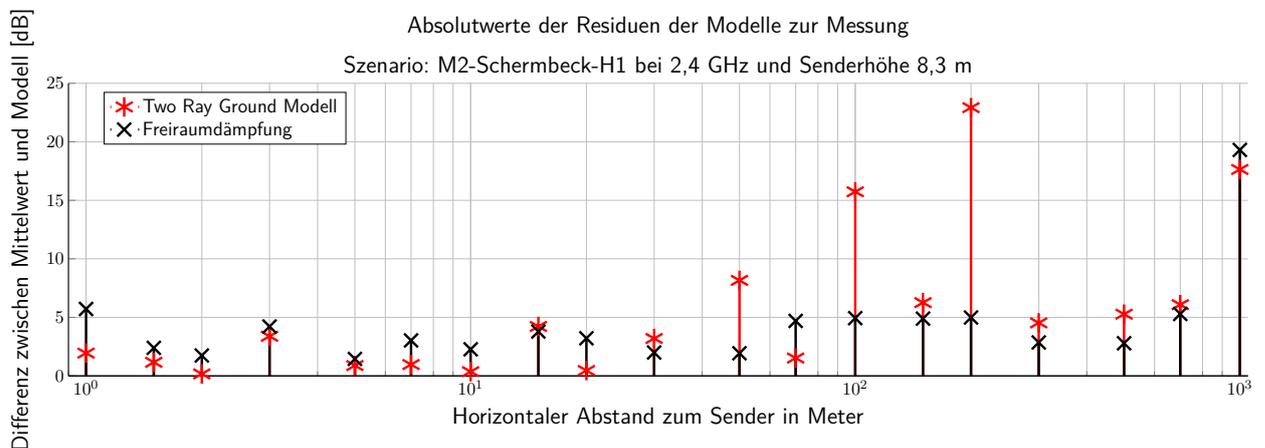


Abbildung 5.14: M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 8,3 m - Differenz zwischen Modell und Messung

Die dritte Messung zeigt nun mit der höheren der beiden Sendehöhen und der Frequenz von 2,4 GHz eindeutig die bessere beschreibende Eigenschaft des Freiraummodells gegenüber dem TRGM. Der theoretische Knickpunkt, der in dieser Anordnung erst bei 308 m liegt, beeinflusst die Messpunkte bei 500 m und 700 m nicht merklich. Am Messpunkt bei 1000 m ist eine abweichend niedrige Empfangsleistung gemessen worden. Dies lässt sich jedoch ebenfalls nicht durch das TRGM erklären. Wie die Auswertung des Fadings gezeigt hat, sind dort die Amplituden Rayleigh-verteilt und somit liegt vermutlich keine LOS mehr vor.

Zusammenfassend lassen sich aus der vorliegenden Untersuchung der Kanalmodelle einige Aussagen treffen: In einem LOS-Szenario kann in guter Näherung bis zu einer bestimmten Distanz das Freiraummodell angewendet werden, wenn dabei bedacht wird, dass die Empfangsleistung zum Teil etwas darunter liegt, aber nie mehr als 5 bis maximal 10 dB abweicht. Je niedriger die Frequenz und die Sendehöhe ist, desto früher muss explizit ein spezieller Pfadverlustexponent ermittelt werden. Dieser kann, wie bei der Messung bei 868 MHz, in der Größenordnung von 4 liegen. Die Messung lässt aber keine Aussage zu, dass dies durch das TRGM verursacht wird.

### 5.3.4 Parameterbestimmung des eigenen Kanalmodells

Mit der Anwendung des  $\eta$ -Power Laws mit  $d_0 = 1$  m auf die gegebenen Mittelwerte, die in diesem LOS-Szenario gemessen wurden, ergibt sich für die drei Messungen ein  $\eta_k \approx 2,3$ . Der vorliegende Wert wurde unter der Annahme ermittelt, dass die Abhängigkeit von der Distanz die einzige variable Größe ist. Dadurch entspricht der konstante Faktor dem des Freiraummodells. Dieser Zusammenhang wurde bereits in Abschnitt 3.8 definiert. Daneben wurde ermittelt, inwiefern sich die Pfadverlustexponenten ändern, wenn man die Messstrecke in zwei Teile aufteilt. Die Ergebnisse sind in Tabelle 5.2 eingetragen.

**Parameterbestimmung des Kanalmodells aus Abschnitt 3.8**

Messung	$\eta_k$ nach dem Eta-Power Law	$\eta_1$ vor dem Knickpunkt	$d_{h,knick}$	$\eta_2$ nach dem Knickpunkt
M2-868-H1	2,249	2,189	56 m	2,897
M2-24-H1	2,344	2,262	154 m	3,192
M2-24-H2	2,261	2,216	308 m	3,514

Tabelle 5.2: M2: Vergleich der Kanalmodelle

Es zeigt sich, dass tatsächlich von zwei verschiedenen Kanälen gesprochen werden muss, wenn man die Strecke aufteilt. Der Pfadverlustexponent der sendernahen Messpunkte bewegt sich weiterhin im Bereich der Freiraumdämpfung bei  $\eta_{t1} \approx 2,2$ . Werden dagegen die Pfadverlustexponenten der senderfernen Messpunkte betrachtet, zeigt sich, dass sie mit steigender Frequenz und Sendehöhe zwischen 2,9 und 3,5 liegen. Abbildung 5.15 zeigt die Verbesserung der Kanalbeschreibung bei einer der Messungen.

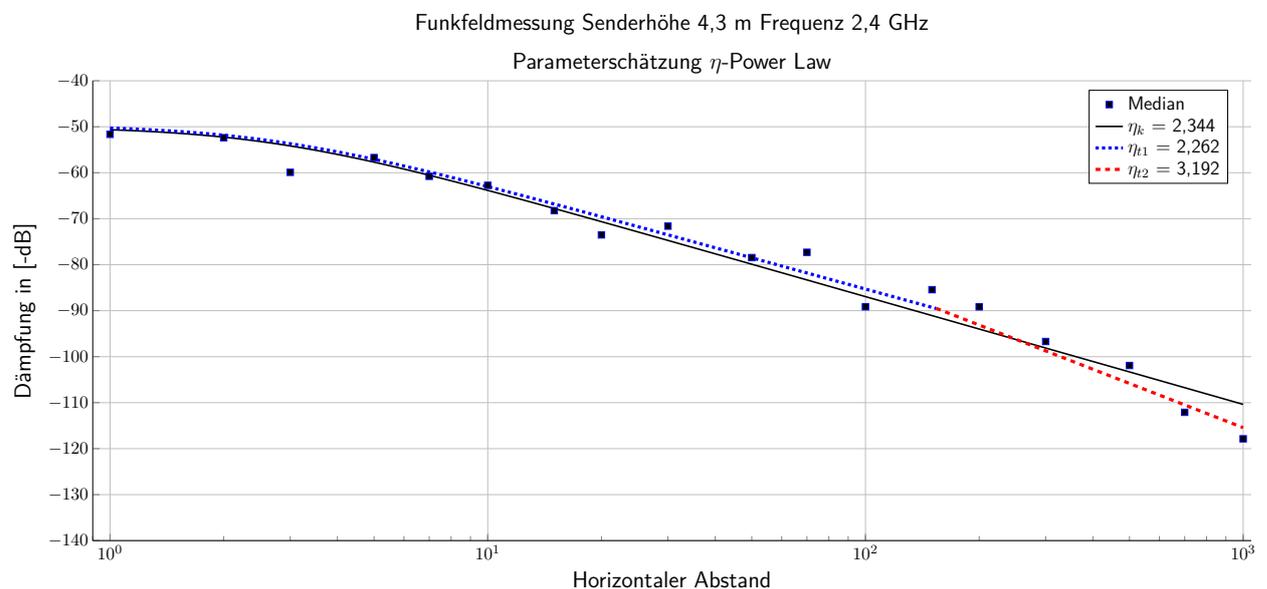


Abbildung 5.15: Kanalmodell zur Beschreibung des Outdoorkanals

Im Mittel ergeben sich somit für die Beschreibung eines LOS-Outdoorkanals folgende Parameter.

- $\eta_{t1,outdoor} = 2,2$
- $\eta_{t2,outdoor} = 3,2$

### 5.3.5 Kontinuierliche Messungen

Im Verlauf der Messung M2 wurde eine kontinuierliche Messung der Funkfelddämpfung durchgeführt. Die Sendeantennen befanden sich jeweils auf der Höhe  $H_1 = 4,15$  m. Für beide Testfrequenzen ist jeweils eine Messung mit horizontal polarisierten und mit vertikal polarisierten Antennen durchgeführt worden. Während der Messung ist die Strecke zwischen einem Meter und 63 m in gleichförmiger Bewegung abgeschritten worden. Die beiden oberen Kurven in Abbildung 5.16 sind die Ergebnisse der Messung

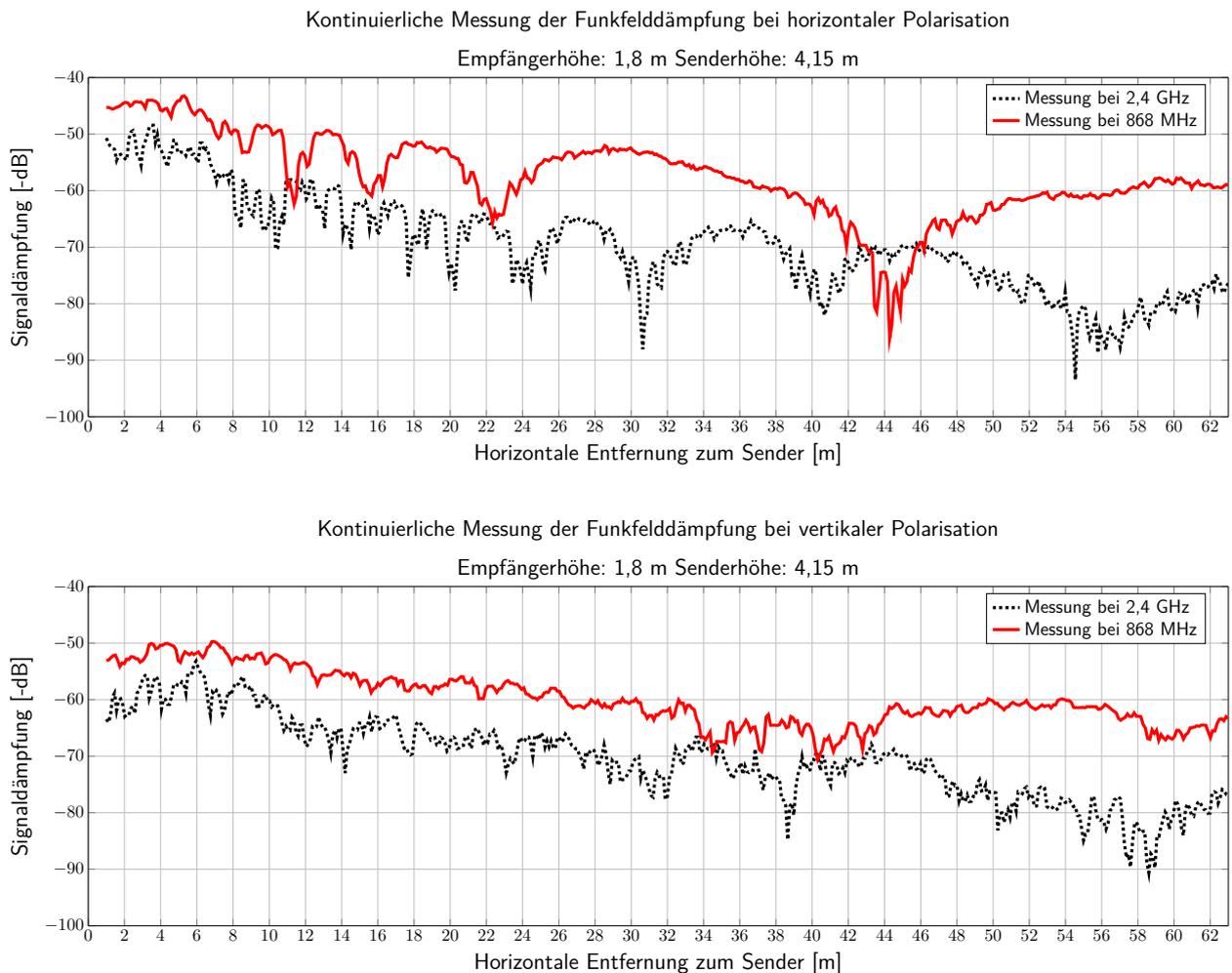


Abbildung 5.16: Kontinuierliche Messung des Pfadverlustes

bei horizontaler Polarisation der Antennen. Beide Verläufe zeigen immer wieder auftretende Minimas, deren Abstände mit der ansteigenden Distanz zum Sender immer weiter zunehmen. Ein Vergleich der Kurve, die bei der Frequenz von 2,4 GHz gemessen wurde, mit dem theoretischen Verlauf in Abbildung 3.4, zeigt ähnliche Leistungsminima, wie sie im Nahbereich des TRGM auftreten. Die Abstände der Minima in der Kurve, die bei 868 MHz gemessen wurden, liegen weiter auseinander. Da die Frequenz geringer ist als in der Messung bei 2,4 GHz, liegt der Knickpunkt des TRGM näher an der Sendeantenne. Betrachtet man mit dieser Überlegung die Abbildung 3.4 erneut, zeigt sich, dass die Minima, die sich näher am Knickpunkt befinden, ebenfalls weiter auseinander liegen. Daraus kann geschlossen werden,

dass diese beiden Kurven das Two Ray Ground Modell messtechnisch nachvollziehen. Eine vergleichbare Aussage zu der Beziehung zwischen Modell und Messung kann bei der vertikal polarisierten Welle nicht getroffen werden, da das Modell eben im Vergleich mit der anderen Polarisation nur von kleinen Leistungseinbrüchen geprägt ist (siehe Abbildung 3.5).

## 5.4 Indoor-Outdoor Messung

In diesem Kapitel wird im Sinne der Aufgabenstellung die Funkfelddämpfung in einem Indoor-Outdoor Kanal gemessen und analysiert. Das Messszenario „M1-OttoHahnStraße“ wird im folgenden mit „M1“ bezeichnet. Die Hardware des Messaufbaus mitsamt Antennengewinnen entspricht den Beschreibungen in Kapitel 4. Der Sender ist im vierten Stockwerk des Südflügels im Physikgebäudes der TU-Dortmund positioniert. Nach Gebäudeplan sind die Antennen genau auf einer Höhe von  $h_s = 22,85$  m über dem als konstant angenommenen Bodenniveau der Messstrecke installiert. Die Antennen erzeugen horizontal polarisierte Wellen. Gemessen wird bei unterschiedlichen Distanzen zum Gebäude entlang eines Fußweges und dann entlang der Otto-Hahn Straße. Der Messweg ist in Abbildung 5.17 dargestellt.



Abbildung 5.17: M1: Messweg ©OpenStreetMap and Contrib, CC-BY-SA [28]

Die Sendeantenne ist mit dem Abstand  $d_{in} = 1$  m im Innenraum vor einem Fenster positioniert. Auf dem direkten Pfad zwischen Sender und Empfangsantenne liegt im Falle von  $d_h = 30$  m und  $d_h = 35$  m die Gebäudewand aus Holz. Die Dämpfung durch das Holz und das Fenster ist in Tabelle 5.3 eingetragen. Für die anderen Entfernungen durchläuft der direkte Pfad das Fensterglas. Ein Balkon aus Beton, der auf der Bodenhöhe des Innenraums außen am Gebäude installiert ist, liegt nicht im direkten Ausbreitungspfad. Es ist möglich, dass Reflexion und Beugungseffekte durch ihn erzeugt werden, die die Empfangsleistung beeinträchtigen. Durch das Indoor-Outdoor Szenario existiert per Definition keine LOS-Strecke, wie in Abschnitt 3.2.1 festgestellt wurde. Aus diesem Grund muss untersucht werden, inwiefern das Freiraumkanalmodell und das Two Ray Ground Modell in dieser Messung Bestand haben. Die theoretischen Knickpunkte des Two Ray Ground Modells liegen in dieser Anordnung bei  $d_{h,knick} =$

306 m in der Messung bei 868 MHz und bei  $d_{h,knick} = 848$  m in der Messung bei 2,4 GHz. Sie liegen daher nicht im messtechnisch erfassten Bereich. Die absolute Rauschleistung in dieser Messung liegt sowohl bei der Messung im 2,4 GHz Bereich als auch bei der Messung bei 868 MHz bei -135 dBm. Die Signalleistung bei einer Distanz von 220 m zeigte sich in der Messung bei 2,4 GHz aufgrund eines sehr geringen SNR nicht mehr als detektierbar.

#### 5.4.1 Wanddämpfung

Um den Indoor-Outdoor Pfadverlust bestimmen zu können, wurde die Dämpfung durch die Holzwand und das Fenster gemessen. Dazu wurden die Sendeantennen einen Meter vor der Innenwand positioniert. Außerhalb des Gebäudes wird dann einmal auf der Höhe der Wand und zum anderen auf der Höhe des Fensters bei beiden Messfrequenzen der Pfadverlust bestimmt. Die Ergebnisse der Messung sind in Tabelle 5.3 dargestellt.

Frequenz	Wandtyp	Dämpfung
868 MHz	Fenster	1 dB
868 MHz	Holzwand	3 dB
2,4 GHz	Fenster	3 dB
2,4 GHz	Holzwand	5 dB

Tabelle 5.3: Messung der Signaldämpfung bei verschiedenen Frequenzen

#### 5.4.2 Darstellung der Messergebnisse

In den Abbildungen 5.18 und 5.19 sind die Ergebnisse der Funkfeldmessung zusammen mit der Freiraumdämpfung dargestellt.

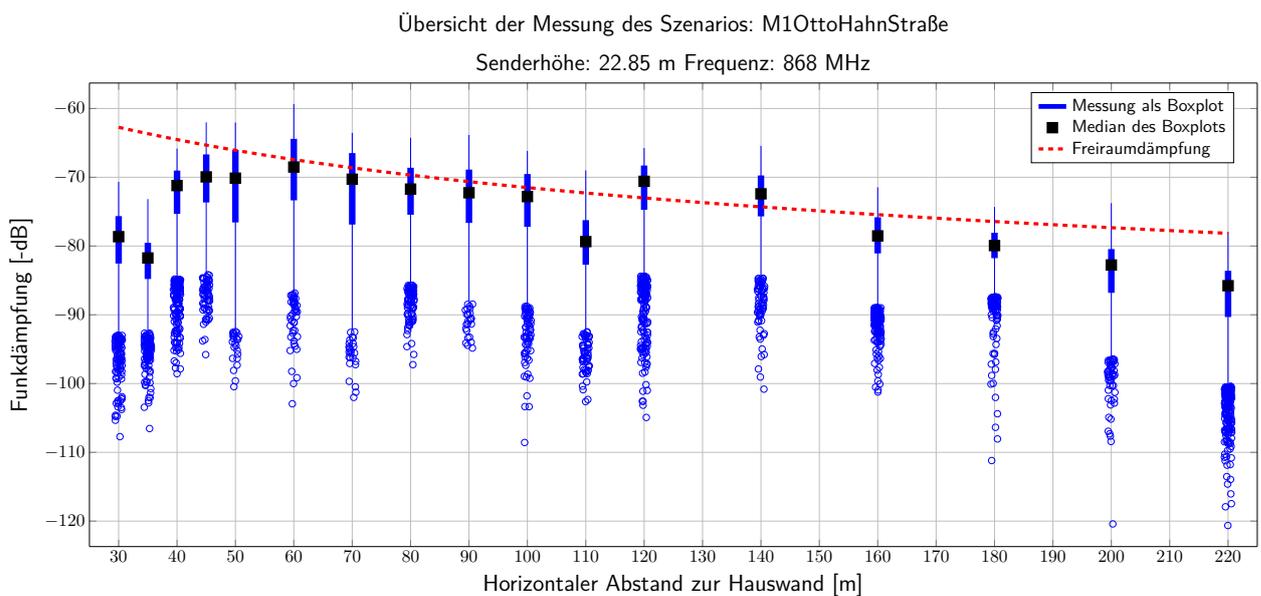


Abbildung 5.18: M1: Übersicht der Messung bei 868 MHz

Abbildung 5.18 zeigt die Funkfelddämpfung des Indoor-Outdoor NLOS-Kanals bei der Frequenz von 868 MHz. Es zeigt sich, dass die mittleren Signalleistungen vom Freiraumkanalmodell sehr gut beschrieben werden. Die Ausreißer der Boxplots zeigen bei allen Messpunkten starke Fading-Einbrüche. Im Maximum zeigen diese Einbrüche Differenzen zwischen Median und niedrigster empfangener Empfangsleistung von 35 dB und 40 dB. Die Messpunkte bei 30 m und bei 35 m weisen eine bemerkbar niedrigere mittlere Dämpfung auf. In der Tendenz ist der Kanal jedoch mit einem Pfadverlustexponenten im Bereich von 2 beschreibbar.

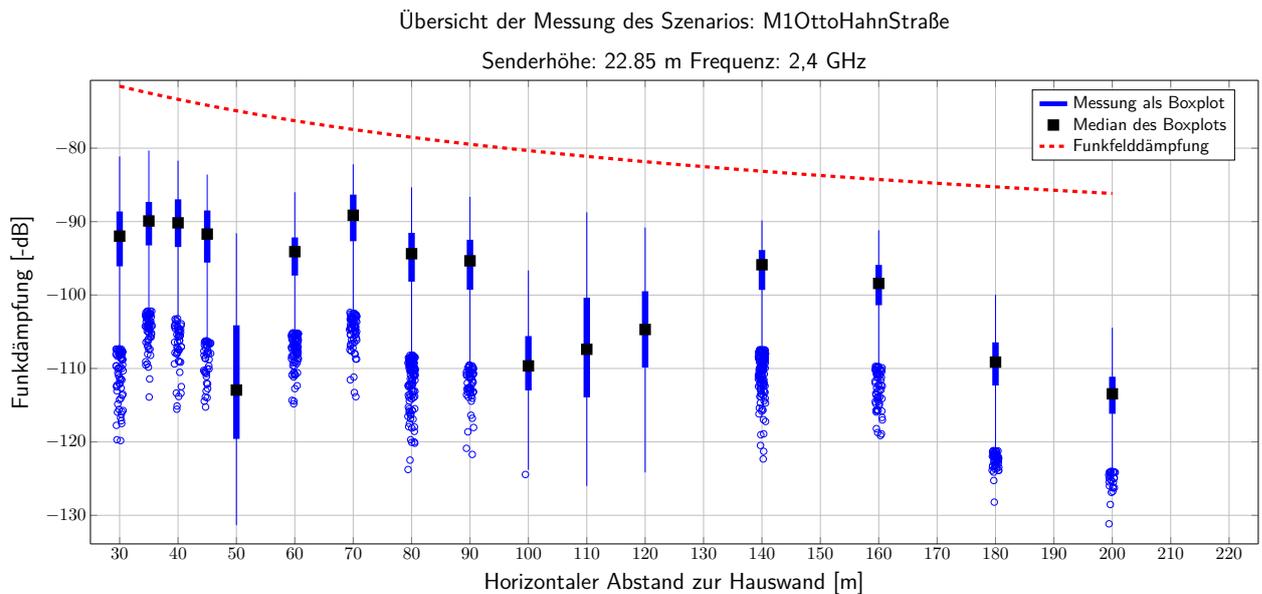


Abbildung 5.19: M1: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz

Die Messung bei 2,4 GHz dagegen zeigt ein anderes Bild. Wie in Abbildung 5.19 zu sehen ist, liegen alle Mittelwerte deutlich unterhalb der Freiraumausbreitung. Da Sendeleistung und die Ausrichtung der Sendeantenne während der Messung korrekt waren, muss folglich eine unbekannte Zusatzdämpfung zu der des Fensterglases hinzugekommen sein. Diese Dämpfung konnte im Rahmen der vorliegenden Arbeit nicht weiter identifiziert werden.

### 5.4.3 Fast Fading

Die Amplitudenverteilungen im Szenario M1 weisen bis auf vier Ausnahmen grundsätzlich eine Rayleighverteilung auf. Sie zeigen vergleichbare Verteilungen, wie in Abbildung 5.8 gezeigt wird. Die Ausnahmen sind die Messpunkte, die bei 2,4 GHz in einer Entfernung von 50 m, 100 m, 110 m und 120 m von der Hauswand entfernt gemessen wurden. Diese Messpunkte bilden, wie in Abbildung 5.19 zu erkennen ist, auffällige Ausreißer von dem sonstigem Verlauf. Ihr Boxplot deutet die Form ihrer Verteilungsdichte an, die eher die Form einer Gleichverteilung entsprechen. Als verbindende Eigenschaft aller Messpunkte stellt sich heraus, dass es keinen dominanten Pfad gibt, über den die elektromagnetischen Wellen die Antennen erreichen. Vielmehr deutet die Rayleighverteilung auf eine Vielzahl an eintreffenden Echopfad hin, die durch die Ausbreitung im Innenraum, durch die Hauswand und das Fenster entstehen. Mit

diesem Ergebnis zeigt sich auch, dass das Two Ray Ground Modell, das jeweils einen direkten und einen bodenreflektierten Pfad voraussetzt, in diesem Szenario keine Aussagekraft besitzt.

#### 5.4.4 Evaluierung der Kanalmodelle

Um ein geeignetes Kanalmodell zu finden, das die Indoor-Outdoor Kommunikation beschreibt, werden die in Kapitel 3 eingeführten Modelle mit den Messwerten verglichen. Zur Anwendung kommen dabei das Freiraummodell, das Two Ray Ground Modell, das statistische Indoor-Outdoor Modell Cost-231, das für Frequenzen ab 900 MHz entwickelt worden ist, sowie das Indoor-Outdoor Modell des WINNER2-Projektes, das in Abschnitt 3.7.1 beschrieben wurde und für Messungen ab 2 GHz gilt.

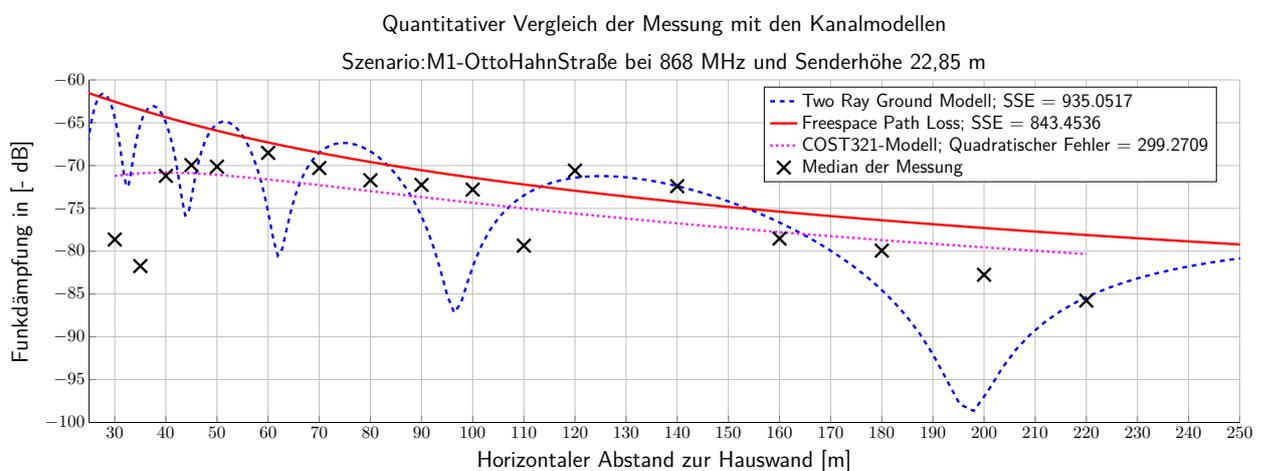


Abbildung 5.20: M1: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 22,85 m Kanalmodellvergleich

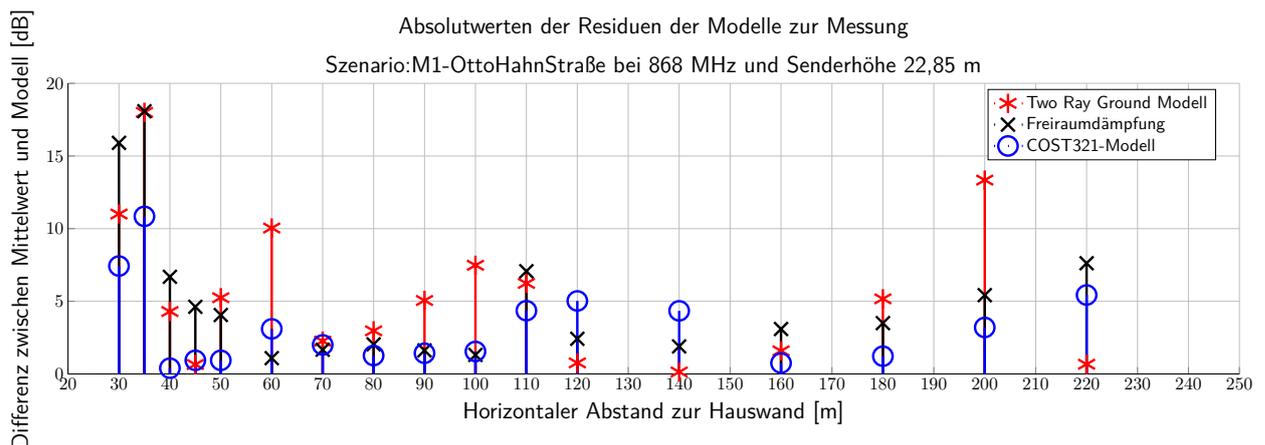


Abbildung 5.21: M1: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 22,85 m - Differenz zwischen Modell und Messung

Der Vergleich der Mittelwerte bei 868 MHz mit den Kanalmodellen zeigt, dass sowohl das Freiraumkanalmodell als auch das COST-231 Modell den Verlauf der Funkfelddämpfung zu beschreiben scheinen. Das COST-231 Modell passt die konstanten Faktoren des Freiraummodells an die unterschiedlichen

Eindringwinkel in die Hauswand bei jedem Messpunkt an. Das führt in dieser Messung dazu, dass der Kanal -bis auf Ausnahme der ersten beiden Messwerte- besonders bei den großen Distanzen besser durch das COST-231 Modell beschrieben wird, als es das reine Freiraumkanalmodell vermag. Es ist dabei zu beachten, dass das COST-231 Modell den Pfadverlust zu klein einschätzt, während das Freiraummodell einen zu hohen Wert berechnet. Das Two Ray Ground Modell beschreibt den Pfadverlust nicht.

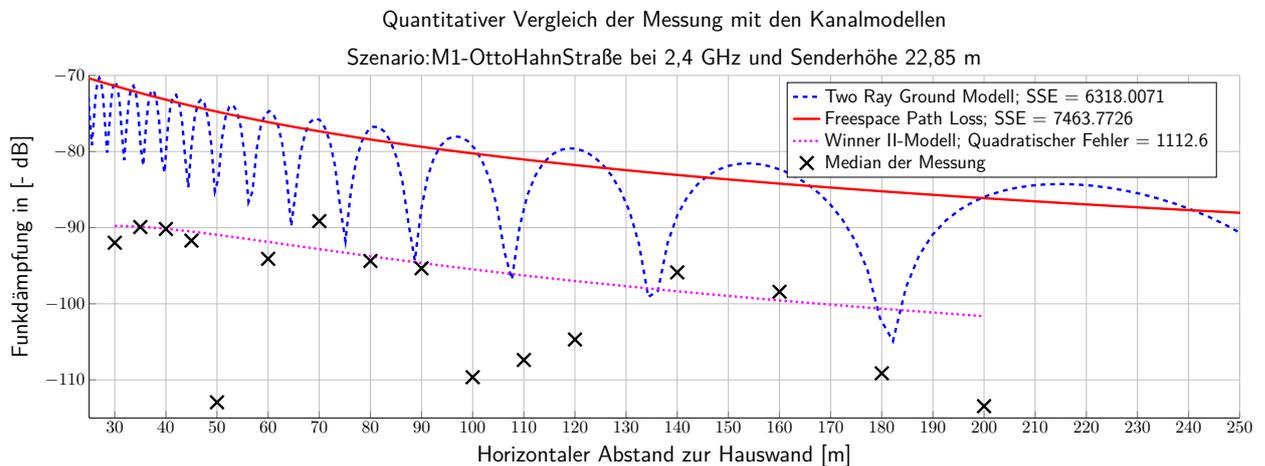


Abbildung 5.22: M1: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 22,85 m Kanalmodellvergleich

Die Messung bei 2,4 GHz weist eine unbekannte Zusatzdämpfung auf, die dafür sorgt, dass das klassische Freiraummodell zwar den Verlauf des Pfadverlustes mit einem Pfadverlustexponent von ungefähr 2 erklärt, jedoch eine um ca. 10 dB zu geringe Dämpfung aufzeigt. Auch das Two Ray Ground Modell kann die Dämpfung nicht erklären. Das WinnerII-Kanalmodell für die gemischte Indoor-Outdoor Kommunikation unter Bedingung einer LOS-Strecke außerhalb des Gebäudes zeigt eine überraschend gute Beschreibung des Kanals. Es scheint, dass der Korrekturterm, der die Wanddämpfung in dem Modell beschreibt, die unbekannte Zusatzdämpfung ausgleicht. Eine Fehlerbetrachtung wird aufgrund der Eindeutigkeit der Ergebnisse nicht durchgeführt.

#### 5.4.5 Parameterbestimmung des eigenen Kanalmodells

Wie schon in Abschnitt 5.4 gezeigt liegen die Knickpunkte des Two Ray Ground Modells bei dieser Sendehöhe in einem Distanzbereich, der nicht mehr gemessen wurde. Es wird daher der Pfadverlustexponent für das  $\eta$ -Power Law bestimmt. Es wird in der Messung bei 868 MHz eine Referenzdämpfung mit  $d_0 = 1$  m mit dem Freiraummodell angenommen. Als Zusatzdämpfung fließt die Dämpfung durch das Fenster von 1 dB (siehe Tabelle 5.3) in die Rechnung mit ein.

Im Falle von  $f_s = 868$  MHz kann unter Ausschluss der ersten beiden Mittelwerte, mit Nutzung des  $\eta$ -Power Laws, ein Pfadverlustexponent von 2,1 ermittelt werden. Für  $f_s = 2,4$  GHz ist neben der Dämpfung von 3 dB durch das Fenster ein konstanter Faktor in die Berechnung eingeflossen, der auf 10 dB gesetzt wurde. Dadurch zeigt sich ein Pfadverlust Exponent von 2,3 für die Messstrecke. Dieser Wert ist in der Tendenz korrekt, müsste jedoch im Grunde mit einer genau bestimmten zusätzlichen additiven Dämpfung ermittelt werden.

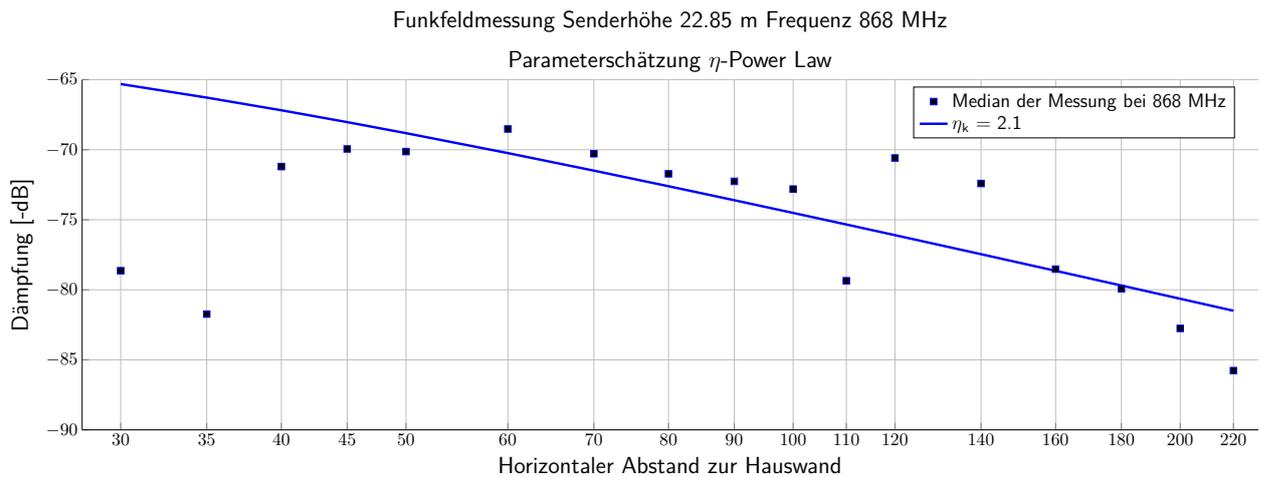


Abbildung 5.23: M1: Bestimmung des Pfadverlustexponenten des Eta-Power Laws bei 868 MHz

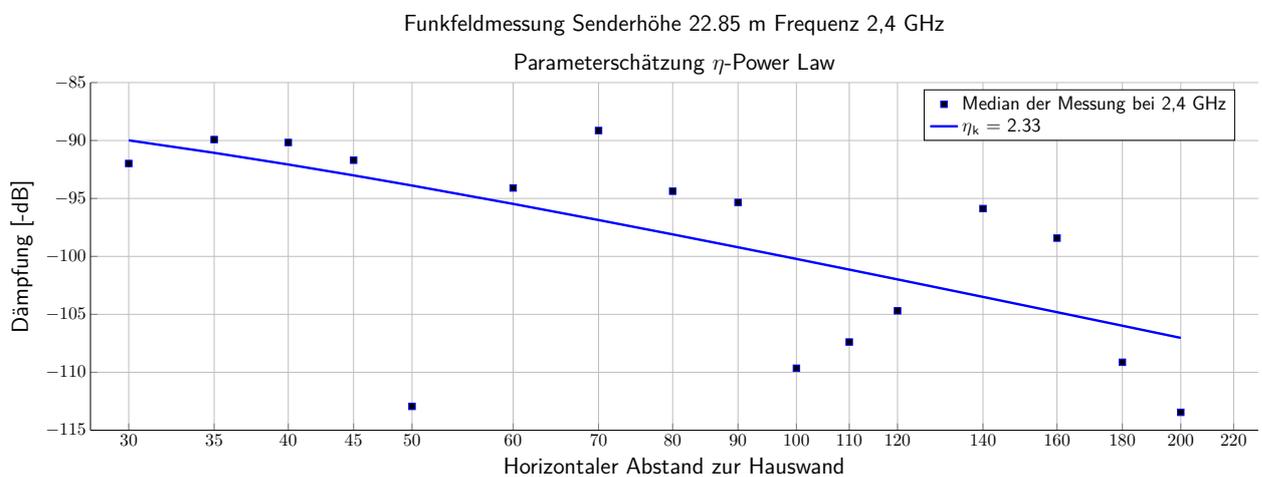


Abbildung 5.24: M1: Bestimmung des Pfadverlustexponenten des Eta-Power Laws bei 2,4 GHz

## 5.5 Vergleich der Messszenarios

Die in den Szenarien M1 und M2 durchgeführten Messungen zeigen, dass eine Indoor-Outdoor Kommunikation und eine reine Outdoor-Kommunikation nicht in allen der untersuchten Punkten zu gleichen Ergebnissen führen. Eine Gemeinsamkeit zeigt sich nichtsdestotrotz darin, dass der die Funkfelddämpfung beschreibende Pfadverlustexponent zwischen 2,1 und 2,3 liegt. Jedoch muss die Empfangssituation unterschiedlich eingestuft werden. Bei der Outdoor-Kommunikation ist der Funkkanal allgemein als Kanal mit Rice Fading identifiziert worden. In diesem Szenario kann durch das messtechnische Nachvollziehen des Two Ray Ground Modells tatsächlich das typische Interferenzmuster aufgezeigt werden. Demgegenüber zeigt sich bei dem Indoor-Outdoor Szenario, dass nahezu alle am Empfänger ankommenden Signale Rayleigh-verteilt sind. Das bedeutet, dass die Indoorplatzierung den Empfang eines dominanten Pfades verhindert. So ist, nach Definition des Two Ray Ground Modells, die Interferenz eines direkten Pfades und dem bodenreflektierten Pfad möglich, jedoch hat diese durch das allgemeine Rayleigh Fading keinen nachvollziehbaren Einfluss auf die mittlere Empfangsleistung.

## 6 Fazit

In der vorliegenden Arbeit wurde der Funkkanal zwischen einem Sender in einem Gebäude und einem externen Empfänger, sowie zwischen Sender und Empfänger in einem Outdoor-Szenario untersucht und identifiziert. Für die in unterschiedlichsten Technologien eingesetzten Funkfrequenzen von 2,4 GHz und 868 MHz kann festgestellt werden, dass der Funkkanal in den für Industrieanlagen relevanten Distanzen mit einem mittleren Pfadverlustexponenten beschrieben werden kann, der sich nahe an dem der idealen Freiraumausbreitung bewegt. Als ein einfaches Kanalmodell für die Kommunikation zwischen Gebäuden und Außeninstallationen wird daher vorgeschlagen, die Dämpfung der Wand und einen Pfadverlustexponenten zwischen 2,1 und 2,3 im Sinne des  $\eta$ -Power Laws zu verwenden.

Im Zusammenhang mit dem Outdoor-Szenario, wird auch der Einfluss eines dominanten bodenreflektierten Pfades, wie es das Two Ray Ground Modell beschreibt, nachgewiesen. Dieses Modell sagt für den nahen Bereich um eine Sendeantenne mit einer horizontalen Polarisierung regelmäßige messbare Leistungseinbrüche voraus. In dieser Arbeit sind diese Einbrüche messtechnisch erfasst worden. Auch wird gezeigt, dass diese Einbrüche durch vertikale Polarisierung minimiert werden können. Daneben ist eine Näherungsformel zur Berechnung der Distanz, bei der das theoretische Two Ray Ground Modell einen Pfadverlustexponenten von 4 vorhersagt, hergeleitet worden. Durch die Aufteilung der Messstrecke des LOS-Szenarios in einen Abschnitt vor und in einen Abschnitt nach diesem theoretischen Knickpunkt wird gezeigt, dass eine bessere Kanalbeschreibung möglich ist. Während vor dem Knickpunkt der Pfadverlustexponent näher an den idealen Wert von 2 rückt, kann dahinter der Kanal mit einem Pfadverlustexponenten von 3 deutlich besser beschrieben werden.

Ein besonders auffallendes Ergebnis zeigt die Untersuchung des Fadings in den beiden unterschiedlichen Szenarien. Während im Outdoor-LOS Szenario vorwiegend Rice-Kanäle vorherrschen sind in dem Indoor-Outdoor Szenario alle Messungen Rayleigh-verteilt. Das bedeutet, dass es dort nicht zu dem Auftreten von Leistungsminima kommen kann, die das Two Ray Ground Modell beschreibt.

Ein weiterer Aspekt dieser Arbeit bestand in dem Aufbau eines geeigneten Messaufbaus zur Erfassung der Funkfelddämpfung. Das Programm, das zur Steuerung des Spektrumanalysators geschrieben wurde, ist so aufgebaut, dass es leicht um weitere Funktionen erweitert werden kann, um so andere Anwendungen und Skripte auszuführen zu können. Zuletzt sind die Eigenschaften der für diese Arbeit gebauten PCB-Dipolantennen für den Frequenzbereich von 2,4 GHz erwähnenswert, die eine sehr gute Abstrahlcharakteristik aufweisen.

# A Anhang

## A.1 Fresnelzone

Die Fresnelzone n-ter Ordnung ist definiert durch einen Raum in Form eines Rotationselipsoiden zwischen Sendeantenne und Empfangsantenne [8].  $c_m$  ist die Lichtgeschwindigkeit und  $f_s$  die Signalfrequenz. Der Radius  $r_n$  berechnet sich mit:

$$r_n = \sqrt{\frac{n \cdot c_m \cdot d_1 \cdot d_2}{d \cdot f_s}} \quad (\text{A.1})$$

wobei  $d_1$  und  $d_2$  die horizontalen Abstände zum Sender und zum Empfänger sind mit  $d_1 + d_2 = d$ .

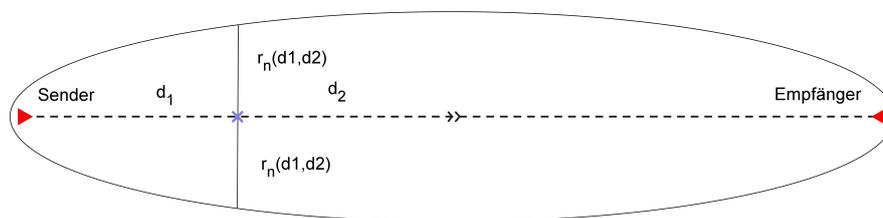


Abbildung A.1: Fresnelzone n-ter Ordnung

## A.2 Parameterbestimmung Knickpunkt

Zur Bestimmung der Parameter  $V$  und  $n$  für die einfache lineare Knickpunktformel aus Abschnitt 3.4.2 wurden die Knickpunkte mittels Matlab für viele Frequenzen und unterschiedliche Empfängerhöhen berechnet. Mittels der Matlabfunktion „Polyfit“ und den berechneten Knickpunkten wurden die in Abbildung A.2 und A.3 gezeigten Verteilungen für die Parameter  $V$  und  $n$  berechnet.

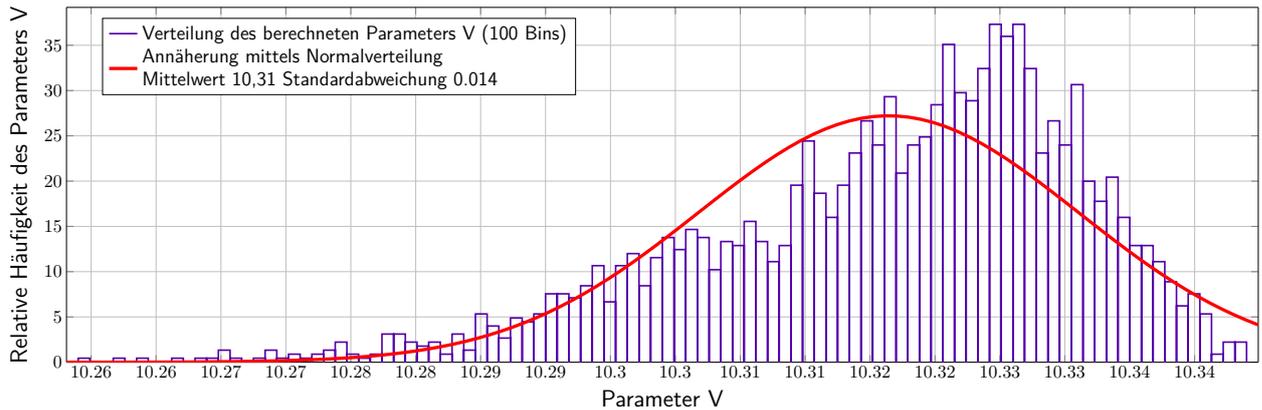


Abbildung A.2: Verteilung der Ergebnisse der Berechnung des Parameters  $V$

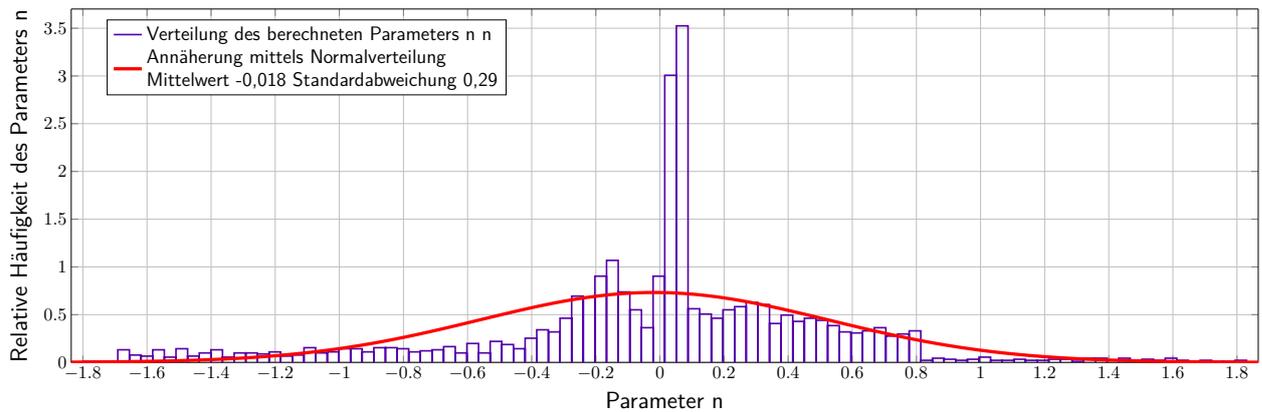


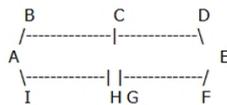
Abbildung A.3: Verteilung der Ergebnisse der Berechnung des Parameters  $n$

Die Auswertung der Verteilungen erlauben es den Parameter  $V = 10,31$  zu setzen und den Parameter  $n$  in guter Näherung auf  $n=0$  zu setzen.

### A.3 Design der Antennen

Für den 868 MHz Bereich sind Faltdipolantennen mit der folgenden Bauanleitung gebaut worden. Die Anleitung wurde von der Software „Yagi Calculator“ [25] erstellt.

#### BAUPLAN DER YAGI - Antenne



A half wave 4:1 balun uses 0,66 velocity factor RG-174 (PE) and is 114 mm long plus leads

#### FOLDED DIPOLE CONSTRUCTION

Measurements are taken from the inside of bends

Folded dipole length measured tip to tip = 182mm

Total rod length =394mm

Centre of rod=197mm

Distance BC=CD=74mm

Distance HI=GF=69mm

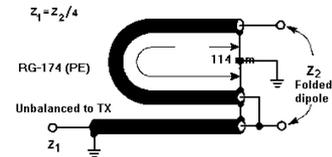
Distance HA=GE=96mm

Distance HB=GD=124mm

Distance HC=GC=197mm

Gap at HG=10mm

Bend diameter BI=DF=35mm



If the folded dipole is considered as a flat plane (see ARRL Antenna Handbook) then its resonant frequency is less than the flat plane algorithm's range of 10:1

Abbildung A.4: Bauplan des Faltdipols

Für die verbesserte Version eines Baluns für die Faltdipolantennen wird ein RF-Transformator genutzt. Dieser muss fest installiert werden, weshalb ein Platinenlayout entworfen wurde. An diesem können der Strahler der Faltdipolantennen zusammen mit dem Transformator fest installiert werden. Abbildung A.5 zeigt das Platinenlayout.

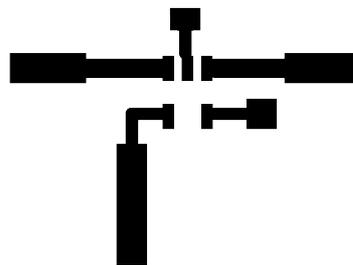


Abbildung A.5: Layout des Boards für die 868 MHz Antenne

Die Abmessungen des Platinenlayouts der 2,4 GHz PCB-Dipolantenne ist aus einer Arbeit [26] entnommen, in der die Urheber das Layout der Antenne über eine Finite Difference Time Domain (FDTD) ermittelt haben.



Abbildung A.6: Layout der PCB-Dipolantenne

## A.4 Antennenparameter

Für die konstruierten Antennen wurden an einem Netzwerkanalysator die Reflexionsfaktoren bestimmt.

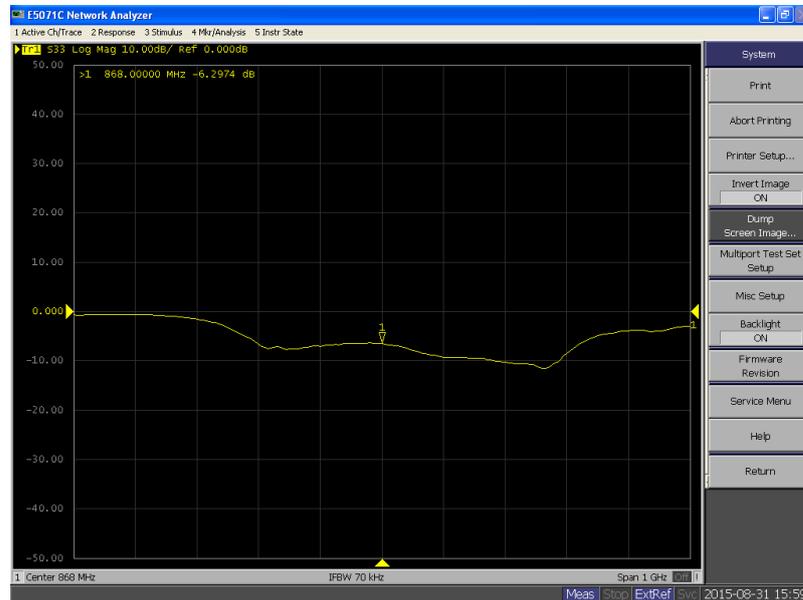


Abbildung A.7: Reflexionsfaktor der ersten Version der Faltdipolantenne mit Balun aus Koaxialkabel Nr.1  
Reflexionsfaktor ca. -6 dB

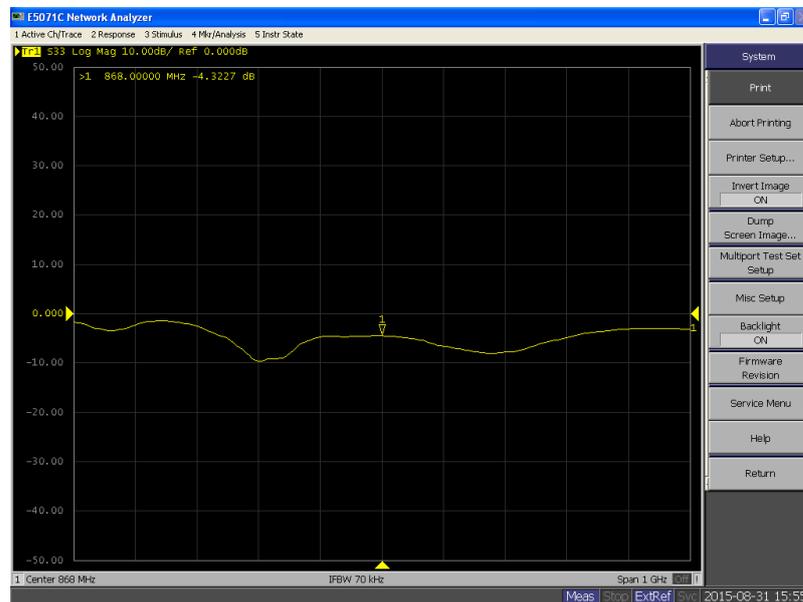


Abbildung A.8: Reflexionsfaktor der ersten Version der Faltdipolantenne mit Balun aus Koaxialkabel Nr.2  
Reflexionsfaktor ca. -4 dB

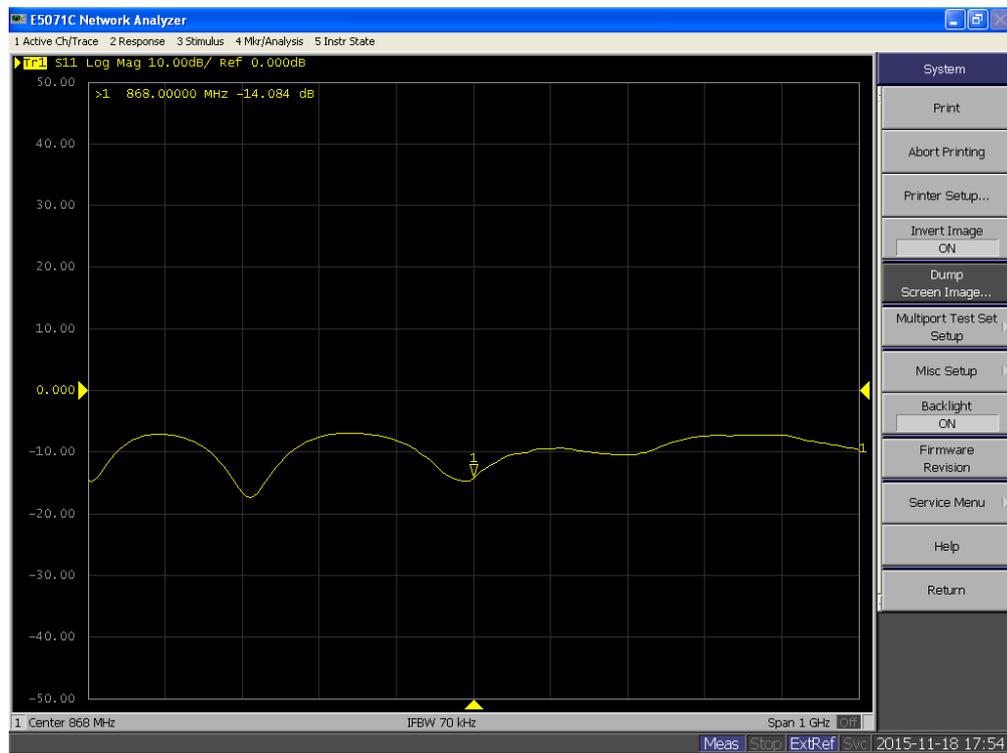


Abbildung A.9: Reflexionsfaktor der zweiten Version der Faltdipolantenne mit RF-Transformator Nr.1  
Reflexionsfaktor ca. -14 dB

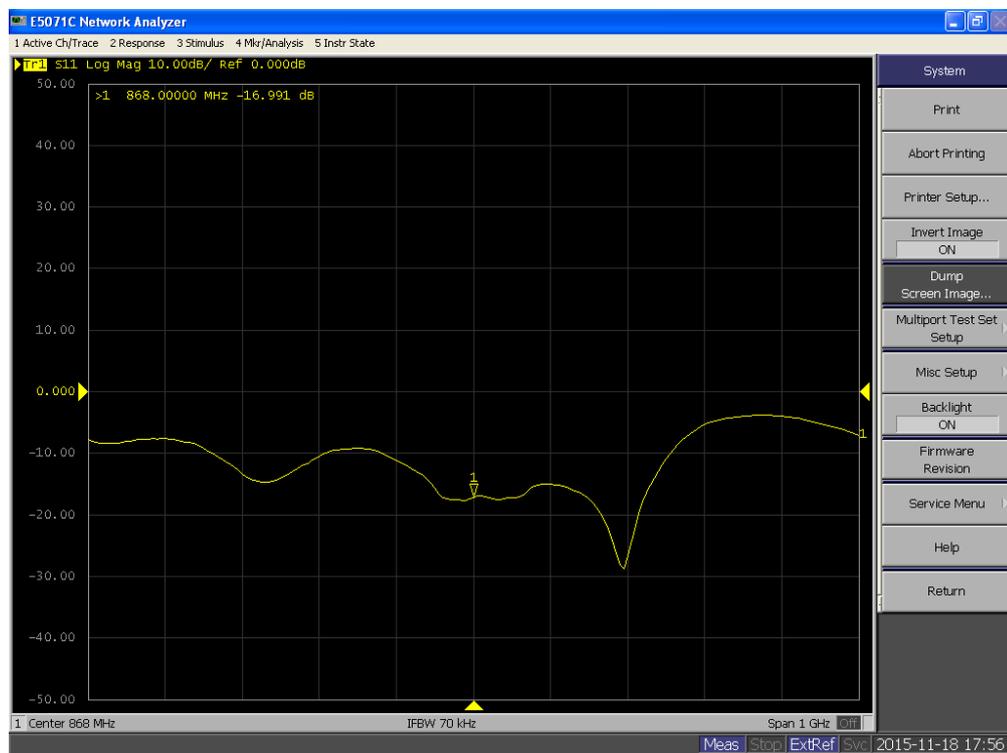


Abbildung A.10: Reflexionsfaktor der zweiten Version der Faltdipolantenne mit RF-Transformator Nr.2  
Reflexionsfaktor ca. -17 dB

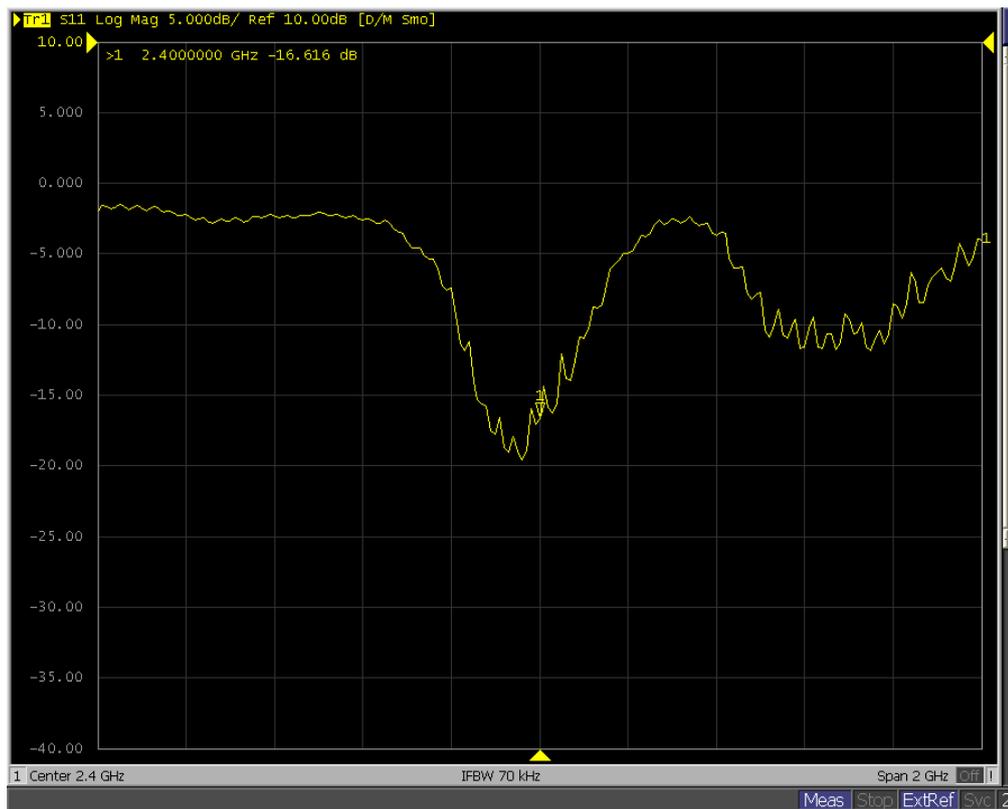


Abbildung A.11: Reflexionsfaktor PCB-Antenne für 2,4 GHz Nr. 1  
Reflexionsfaktor ca. -16 dB

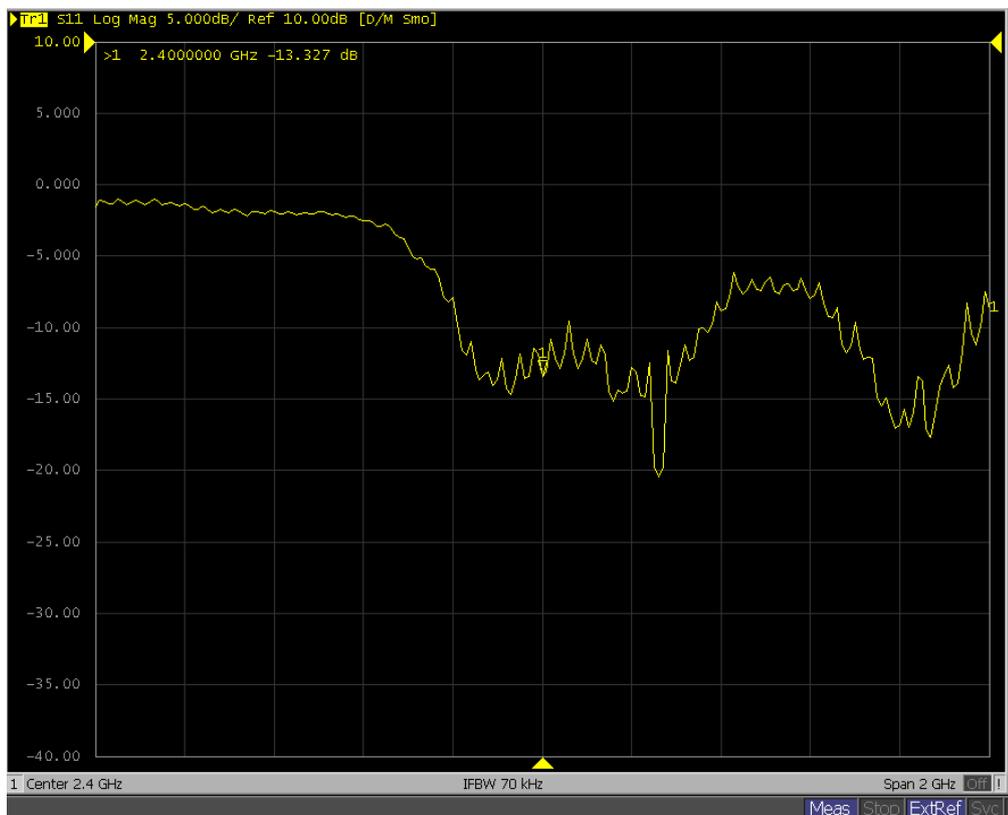


Abbildung A.12: Reflexionsfaktor PCB-Antenne für 2,4 GHz Nr. 2  
Reflexionsfaktor ca. -13 dB

---

## Abkürzungsverzeichnis

<b>ADC</b>	Analog-Digital-Wandler
<b>AWGN</b>	additive white gaussian noise; - dt. Additives gaussisches weißes Rauschen
<b>Balun</b>	Balanced - Unbalanced
<b>EMW</b>	Elektromagnetische Welle
<b>FDTD</b>	Finite Difference Time Domain - dt. Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich
<b>FSPL</b>	Free-Space Path-Loss
<b>LOS</b>	Line of Sight
<b>M1</b>	Messszenario M1-OttoHahnStraße
<b>M2</b>	Messszenario M2-Schermbek
<b>NLOS</b>	No Line of Sight
<b>PCB</b>	Printed Circuit Board
<b>PreAmp</b>	Eingangsverstärkung des Spektrumanalysators
<b>QoS</b>	Quality of Service
<b>RBW</b>	Resolution Bandwidth
<b>SCPI</b>	Standard Commands for Programmable Instruments
<b>SNR</b>	Signal-Rausch Abstand
<b>Span</b>	Frequenzbereich der Anzeige auf dem Spektrumanalyzers
<b>SSE</b>	Sum of Squared Errors of Prediction - dt. Summe der quadratischen Fehler zur Vorhersage
<b>SWR</b>	Stehwellenverhältnis
<b>TRGM</b>	Two Ray Ground Modell
<b>VBW</b>	Video Bandwidth
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network

## Symbolverzeichnis

$A_{cost}$	Pfadverlust nach dem Cost-231 Modell
$A_e$	Dämpfung der Außenwand beim Cost-231 Modell
$A_{egli}$	Pfadverlust nach dem Egli Modell
$A_{FSPL}$	Freiraumdämpfung in dB
$A_g$	Dämpfung der Hauswand bei $90^\circ$ Eindringwinkel $\Theta_W = 90^\circ$
$A_i$	Dämpfung durch eine Innenwand
$A_{mittel}$	Mittlerer Pfadverlust ohne Einflüsse von Fading
$A_{PL}$	Gesamter Pfadverlust
$A_{PL0}$	Pfadverlust bei einer bestimmten Referenzdistanz $d_0$
$A_{PLk}$	Pfadverlust nach dem $\eta$ -Power Law über die gesamte Messstrecke
$A_{PLt1}$	Pfadverlust nach dem $\eta$ -Power Law der Messstrecke vor dem Knickpunkt $d_{h,knick}$ des TRGM
$A_{PLt2}$	Pfadverlust nach dem $\eta$ -Power Law der Messstrecke nach dem Knickpunkt $d_{h,knick}$ des TRGM
$A_w$	Antennenwirkfläche
$A_{wall}$	Dämpfung durch eine Hauswand in dB
$A_{win}$	Pfadverlust nach dem WinnerII-Indoor-Outdoor Modell
$A_\eta$	Pfadverlust durch das $\eta$ -Power Law
$A_{\eta-C}$	Pfadverlust durch das $\eta$ -Power Law mit Clutterfaktor
$c_0$	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $c_0 = \frac{1}{\mu_0 \cdot \epsilon_0} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{m}{s}$
$C_l$	Clutterfaktor
$c_m$	Lichtgeschwindigkeit im Medium $c_m = \frac{c_0}{\mu_r \cdot \epsilon_r}$
$D$	Größte räumliche Dimension einer Antenne
$d_f$	Fraunhoferabstand; Beginn des Fernfelds des Strahlungsfeldes einer Antenne

---

$d_h$	Horizontaler Abstand zwischen Sender und Empfänger
$d_{h,knick}$	Horizontale Distanz zum Knickpunkt des Two Ray Ground Modells
$d_{in}$	Entfernung eines Senders in Innenraum zur Wand
$d_{los}$	Zurückgelegte Distanz des direkten Pfades
$d_{out}$	Entfernung zwischen Empfänger und Hauswand
$d_r$	Zurückgelegte Distanz des Reflexionspfads
$D_R$	Richtwirkung einer Antenne
$\vec{E}$	Elektrische Feldstärke
$f_s$	Signalfrequenz
$g$	linearer Antennengewinn
$G$	logarithmischer Antennengewinn
$\vec{H}$	Magnetische Feldstärke
$h_e$	Höhe der Empfangsantenne über dem Boden
$h_s$	Höhe der Sendeantenne über dem Boden
$\vec{J}$	Stromdichte
$N_0$	Rauschleistungsdichte
$n_w$	Anzahl vom Signal durchdrungener Innenwände
$pdf_{lognormal}$	Verteilungsdichtefunktion der Lognormalverteilung in dB
$pdf_{rayleigh}$	Verteilungsdichtefunktion einer Rayleighverteilung
$pdf_{rice}$	Verteilungsdichtefunktion einer Riceverteilung
$P_E$	Empfangsleistung
$P_N$	Rauschleistung
$P_S$	Sendeleistung
$r_e$	Reflexionsfaktor für Leitungswellen
$r_n$	Radius der n-ten Fresnelzone
$R_s$	Strahlungswiderstand einer Antenne
$R_v$	Verlustwiderstand einer Antenne
$\vec{S}_d$	Leistungsdichtevektor
$s_{rice}$	Anteil der dominanten Pfade bei Riceverteilung

$SWR$	Stehwellenverhältnis
$X_{large}$	Large Scale Fading modelliert als Zufallsvariable in dB
$x_{large}$	Large Scale Fading modelliert als Zufallsvariable; linear
$X_r$	Reaktanz einer Antenne
$X_{small}$	Small Scale Fading modelliert als Zufallsvariable in dB
$x_{small}$	Small Scale Fading modelliert als Zufallsvariable; linear
$Z_L$	Leitungswellenimpedanz
$\alpha_i$	Dämpfung durch die Ausbreitung im Innenraum; $\alpha_i = 0,6$
$\alpha_w$	Dämpfungskonstante einer ebenen Welle
$\beta_w$	Ausbreitungskonstante einer ebenen Welle
$\Gamma_R$	Komplexer Reflexionsfaktor
$\Gamma_{RH}$	Komplexer Reflexionsfaktor für horizontal einfallende Wellen
$\Gamma_{RV}$	Komplexer Reflexionsfaktor für vertikal einfallende Wellen
$\varepsilon$	Permittivität $\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$
$\varepsilon_0$	Elektrische Feldkonstante $\varepsilon_0 \approx 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm}$
$\varepsilon_r$	Dielektrizitätszahl des Mediums
$\eta_0$	Feldwellenwiderstand des Vakuums $\eta_0 = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \approx 377\Omega$
$\eta_k$	Pfadverlustfaktor aller Messpunkte in einem Messszenario
$\eta_r$	Feldwellenwiderstand im Medium
$\eta_{t1}$	Pfadverlustfaktor der Messpunkte vor dem Knickpunkt $d_{h,knick}$ des TRGM
$\eta_{t2}$	Pfadverlustfaktor der Messpunkte nach dem Knickpunkt $d_{h,knick}$ des TRGM
$\Theta$	Höhenwinkel bei horizontal ausgerichteter Antenne
$\Theta_R$	Reflexionswinkel
$\Theta_w$	Eindringwinkel in die Hauswand gemessen zur Flächennormalen
$\lambda$	Wellenlänge $\lambda = \frac{c_m}{f_s}$
$\mu$	Permeabilität $\mu = \mu_0 \cdot \mu_r$
$\mu_0$	Magnetische Feldkonstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{N}{A^2}$
$\mu_{log}$	Mittelwert der Lognormalverteilung in dB
$\mu_r$	Permeabilitätszahl des Mediums

---

$\rho_L$	Elektrische Ladungsdichte
$\rho_w$	Antennenwirkungsgrad
$\sigma_L$	Leitfähigkeit
$\sigma_{lin}$	Standardabweichung der Lognormalverteilung
$\sigma_{log}$	Standardabweichung der Lognormalverteilung in dB
$\sigma_{ray}$	Streufaktor einer Rayleighverteilung
$\sigma_{rice}$	Streufaktor einer Riceverteilung
$\Phi$	Längswinkel bei horizontal ausgerichteter Antenne
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit

## Abbildungsverzeichnis

2.1	Linear polarisierte ebene Welle im isotropen Medium . . . . .	4
2.2	Einfallsebene bei Reflexion einer horizontal polarisierten Welle an einem Reflektor . . . . .	5
2.3	Reflexionsfaktor $\Gamma_{RH}$ bei horizontal polarisierten Wellen auf Asphalt bei 868 MHz und 2,4 GHz . . . . .	7
2.4	Reflexionsfaktor $\Gamma_{RV}$ bei vertikal polarisierten Wellen auf Asphalt bei 868 MHz und 2,4 GHz . . . . .	8
3.1	Funkkanalmodell . . . . .	11
3.2	Die Fresnelzone einer in dieser Arbeit typischen Funkverbindung . . . . .	13
3.3	Die Geometrie beim Two Ray Ground Modell . . . . .	15
3.4	Pfadverlust beim Two Ray Ground Modell bei horizontaler Polarisation . . . . .	16
3.5	Pfadverlust beim Two Ray Ground Modell bei vertikaler Polarisation . . . . .	17
3.6	Abstand zum Knickpunkt in Abhängigkeit der Sender- und Empfängerhöhe bei 2,4 GHz . . . . .	18
3.7	Lineare Abhängigkeiten in der Berechnung der Distanz zum Knickpunkt im Two Ray Ground Modell . . . . .	19
3.8	Distanzen zum Knickpunkt des Two Ray Ground Modell bei einer Empfängerhöhe von 1,5 m . . . . .	19
3.9	Zufallsgenerierte Rayleighverteilung und die Parameterbestimmung durch Matlab . . . . .	25
3.10	Zufallsgenerierte Riceverteilung und die Parameterschätzung durch Matlab . . . . .	25
4.1	Abbildungen von Sender und Empfänger . . . . .	27
4.2	Erste Version der Faltdipolantenne für 868 MHz . . . . .	30
4.3	Zweite Version der Faltdipolantenne für 868 MHz . . . . .	30
4.4	2,4 GHz PCB Antennen . . . . .	31
4.5	Anritsu Steuerprogramm: Hauptinterface . . . . .	33
4.6	Anritsu Steuerprogramm: Messinterface . . . . .	34
5.1	Allgemeiner Aufbau eines Boxplots . . . . .	36
5.2	M2: Messweg ©OpenStreetMap and Contrib, CC-BY-SA [28] . . . . .	38
5.3	M2: Übersicht der Messung bei 868 MHz auf Senderhöhe 4,15 m . . . . .	39
5.4	M2: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz auf Senderhöhe 4,15 m . . . . .	40
5.5	M2: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz auf Senderhöhe 8,3 m . . . . .	40
5.6	M2: Messpunkte mit Rayleighverteilung. . . . .	41
5.7	Gemessene Verteilungsdichte, die als Riceverteilung klassifiziert wurde. . . . .	41
5.8	Gemessene Verteilungsdichte, die als Rayleighverteilung klassifiziert wurde. . . . .	42

---

5.9	M2: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 4,15 m Kanalmodellvergleich . . . . .	43
5.10	M2: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 4,15 m - Differenz zwischen Modell und Messung . . . . .	43
5.11	M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 4,15 m Kanalmodellvergleich . . . . .	44
5.12	M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 4,15 m - Differenz zwischen Modell und Messung	44
5.13	M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 8,3 m Kanalmodellvergleich . . . . .	45
5.14	M2: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 8,3 m - Differenz zwischen Modell und Messung	45
5.15	Kanalmodell zur Beschreibung des Outdoorkanals . . . . .	46
5.16	Kontinuierliche Messung des Pfadverlustes . . . . .	47
5.17	M1: Messweg ©OpenStreetMap and Contrib, CC-BY-SA [28] . . . . .	48
5.18	M1: Übersicht der Messung bei 868 MHz . . . . .	49
5.19	M1: Übersicht der Messung bei 2,4 GHz . . . . .	50
5.20	M1: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 22,85 m Kanalmodellvergleich . . . . .	51
5.21	M1: Messung bei 868 MHz bei Senderhöhe 22,85 m - Differenz zwischen Modell und Messung . . . . .	51
5.22	M1: Messung bei 2,4 GHz bei Senderhöhe 22,85 m Kanalmodellvergleich . . . . .	52
5.23	M1: Bestimmung des Pfadverlustexponenten des Eta-Power Laws bei 868 MHz . . . . .	53
5.24	M1: Bestimmung des Pfadverlustexponenten des Eta-Power Laws bei 2,4 GHz . . . . .	53
A.1	Fresnelzone n-ter Ordnung . . . . .	55
A.2	Verteilung der Ergebnisse der Berechnung des Parameters V . . . . .	56
A.3	Verteilung der Ergebnisse der Berechnung des Parameters n . . . . .	56
A.4	Bauplan des Faltdipols . . . . .	57
A.5	Layout des Boards für die 868 MHz Antenne . . . . .	57
A.6	Layout der PCD-Dipolantenne . . . . .	57
A.7	Reflexionsfaktor der ersten Version der Faltdipolantenne mit Balun aus Koaxialkabel Nr.1 Reflexionsfaktor ca. -6 dB . . . . .	58
A.8	Reflexionsfaktor der ersten Version der Faltdipolantenne mit Balun aus Koaxialkabel Nr.2 Reflexionsfaktor ca. -4 dB . . . . .	58
A.9	Reflexionsfaktor der zweiten Version der Faltdipolantenne mit RF-Transformator Nr.1 Reflexionsfaktor ca. -14 dB . . . . .	59
A.10	Reflexionsfaktor der zweiten Version der Faltdipolantenne mit RF-Transformator Nr.2 Reflexionsfaktor ca. -17 dB . . . . .	59
A.11	Reflexionsfaktor PCB-Antenne für 2,4 GHz Nr. 1 Reflexionsfaktor ca. -16 dB . . . . .	60
A.12	Reflexionsfaktor PCB-Antenne für 2,4 GHz Nr. 2 Reflexionsfaktor ca. -13 dB . . . . .	60

---

## Tabellenverzeichnis

3.1	Verschiedene Pfadverlustexponenten des $\eta$ -Power Laws . . . . .	20
4.1	Reflexionsfaktoren der Faltdipolantennen für 868 MHz . . . . .	30
4.2	Gesamtgewinn der Messanordnung mit Faltdipolantennen bei $\Phi = 0^\circ$ . . . . .	31
4.3	Gesamtgewinn der Messanordnung mit Faltdipolantennen bei $\Theta = 0^\circ$ . . . . .	31
4.4	Reflexionsfaktoren der Printed-Dipole Antennen für 2,4 GHz . . . . .	32
4.5	Gesamtgewinn der Anordnung mit PCB-Dipolantenne bei $\Phi = 0$ . . . . .	32
4.6	Gesamtgewinn der Anordnung mit PCB-Dipolantenne bei $\Theta = 0^\circ$ . . . . .	32
5.1	M2: Gerundete SSE der Modelle zur Messung. . . . .	42
5.2	M2: Vergleich der Kanalmodelle . . . . .	46
5.3	Messung der Signaldämpfung bei verschiedenen Frequenzen . . . . .	49

## Literatur

- [1] A. Willig, K. Matheus, and A. Wolisz, "Wireless technology in industrial networks," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 6, pp. 1130–1151, June 2005.
- [2] A. Willig, "Recent and emerging topics in wireless industrial communications: A selection," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 4, no. 2, pp. 102–124, May 2008.
- [3] I. Glover and P. Grant, *Digital Communications*. Prentice Hall, 2010, ch. 1. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=qaUUCXBSBEwC>
- [4] T. S. Rappaport *et al.*, *Wireless communications: principles and practice*. prentice hall PTR New Jersey, 1996, vol. 2.
- [5] Bundesnetzagentur, "Frequenznutzungsplan," Mai 2015. [Online]. Available: [http://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen\\_Institutionen/Frequenzen/Grundlagen/Frequenzplan/frequenzplan-node.html](http://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/Telekommunikation/Unternehmen_Institutionen/Frequenzen/Grundlagen/Frequenzplan/frequenzplan-node.html)
- [6] H. Zuhrt, *Elektromagnetische Strahlungsfelder: eine Einführung in die Theorie der Strahlungsfelder in dispersionsfreien Medien*. Springer, 1953. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=SE1IAQAAIAAJ>
- [7] J. Jackson, *Klassische Elektrodynamik*. de Gruyter, 1983. [Online]. Available: [https://books.google.de/books?id=JG\\_RPQAACAAJ](https://books.google.de/books?id=JG_RPQAACAAJ)
- [8] S. Saunders and A. Aragon-Zavala, *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems: 2nd Edition*. John Wiley & Sons, 2007. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=D1WF5Z1Yz7YC>
- [9] E. Jordan and K. Balmain, *Electromagnetic waves and radiating systems ch.16*, ser. Prentice-Hall electrical engineering series. Prentice-Hall, 1968. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=C-5SAAAAMAAJ>
- [10] S. Ji-tong, G. Xiu-jun, and Z. Xiao-wei, "Research on dielectric properties of asphalt concrete with gpr," in *Ground Penetrating Radar (GPR), 2012 14th International Conference on*, June 2012, pp. 542–545.
- [11] T. Saarenketo, "Electrical properties of road materials and subgrade soils and the use of ground penetrating radar in traffic infrastructure surveys," Ph.D. dissertation, University of Oulu, Faculty of Science, Department of Geosciences, 2206. [Online]. Available: <http://herkules.oulu.fi/isbn9514282221/isbn9514282221.pdf>

- [12] W. Shao-peng, M. Lian-tong, S. Zhong-he, X. Dong-xing, X. Yong-jie, and Y. Wen-feng, "An improvement in electrical properties of asphalt concrete," *Journal of Wuhan University of Technology-Mater. Sci. Ed.*, vol. 17, no. 4, pp. 69–72, 2002. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/BF02838422>
- [13] W. Stutzman and G. Thiele, *Antenna Theory and Design*, ser. Antenna Theory and Design. Wiley, 2012. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=xhZRA1K57wIC>
- [14] V. Erceg, S. Fortune, J. Ling, A. Rustako, and R. Valenzuela, "Comparisons of a computer-based propagation prediction tool with experimental data collected in urban microcellular environments," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 15, no. 4, pp. 677–684, May 1997.
- [15] IEEE, "IEEE standard definitions of terms for antennas," *IEEE Std 145-1983*, p. 14, June 1983.
- [16] H. Friis, "A note on a simple transmission formula," *Proceedings of the IRE*, vol. 34, no. 5, pp. 254–256, May 1946.
- [17] J. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2000.
- [18] K. S. Ilja Bronstein, *Taschenbuch der Mathematik*. Deutsch, 2008. [Online]. Available: <https://books.google.de/books?id=VnsL9p8hXfQC>
- [19] J. Egli, "Radio propagation above 40 mc over irregular terrain," *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 10, pp. 1383–1391, Oct 1957.
- [20] J. M. Pekka Kyoesti, "Winner ii channel models," -, 2007. [Online]. Available: [www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf](http://www.ist-winner.org/WINNER2-Deliverables/D1.1.2v1.1.pdf)
- [21] *R&S SMIQ06B Productpage*. [Online]. Available: [https://www.rohde-schwarz.com/en/product/smiq-productstartpage\\_63493-7561.html](https://www.rohde-schwarz.com/en/product/smiq-productstartpage_63493-7561.html)
- [22] *Rhode&Schwarz SMIQ 06B Spezifikationen*, Rhode & Schwarz. [Online]. Available: [https://www.testequipmentconnection.com/specs/Rohde\\_&\\_Schwarz\\_SMIQ06B.PDF](https://www.testequipmentconnection.com/specs/Rohde_&_Schwarz_SMIQ06B.PDF)
- [23] *Anritsu MS2721A Datasheet*. [Online]. Available: <http://downloadfile.anritsu.com/Files/en-US/Brochures-Datasheets-Catalogs/datasheet/11410-00331.pdf>
- [24] *Standard Commands for Programmable Instruments (SCPI)* <http://www.ivifoundation.org/docs/SCPI-99.PDF>, The Standard Commands for Programmable Instrumentation (SCPI) Consortium Std.
- [25] J. Drew, "Yagi calculator by john drew dl6wu style yagis for vhf/uhf (updated 14 july 2015)." [Online]. Available: <http://www.vk5dj.com/yagi.html>
- [26] H.-R. Chuang and L.-C. Kuo, "3-d fdtd design analysis of a 2.4-ghz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for wlan and wireless communication applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 2, pp. 374–381, Feb 2003.

- 
- [27] "Mathworks documentation boxplot." [Online]. Available: <http://de.mathworks.com/help/stats/boxplot.html>
- [28] "Materialien von openstreetmap.org unter der creative-commons lizenz (cc by-sa) verfügbar ©openstreetmap and contrib, cc-by-sa." [Online]. Available: [openstreetmap.org](http://openstreetmap.org)