

Technische Universität Dresden

Fakultät Elektrotechnik
Institut für Nachrichtentechnik

Diplomarbeit

zum Thema

„Untersuchungen zum UWB Übertragungskanal“

zur Erlangung des akademischen Grades
Diplomingenieur (Dipl.-Ing.)

eingereicht von: Rainer Moorfeld
am: 21.10.2002

Betreuer: Dipl.-Ing. Christian Müller
verantw. Hochschullehrer: Prof. Dr.-Ing. habil. A. Finger

Selbständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, RainerMoorfeld, dass die am heutigen Tag beim Prüfungsausschuß der Fakultät Elektrotechnik eingereichte Diplomarbeit zum Thema

„Untersuchungen zum UWB Übertragungskanal“

vollkommen selbständig von mir verfaßt, keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel verwendet und Zitate kenntlich gemacht wurden.

Dresden, den 21.10.2002

RainerMoorfeld

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungen und mathematische Zeichen	iii
1 Einleitung	1
1.1 Aufgabenstellung und Ziele	2
1.2 Gliederung der Arbeit	3
2 Kanalmodelle	5
2.1 Der Übertragungskanal als lineares System	6
2.2 Kanalmodellierung	7
2.2.1 Der Einwegekanal (Additives Rauschen)	8
2.2.2 Der Mehrwegekanal mit additivem Rauschen	9
2.2.3 Systemfunktionen des Mehrwegekanals	10
2.3 Stochastische Kanalmodellierung	12
3 Der Ultra-Wide Band (UWB) Kanal	15
3.1 Das Kanalmodell nach WIN, CASSIOLI und MOLISCH	16
3.1.1 Der Messaufbau	16
3.1.2 Die Parameter des Kanalmodells	17
3.2 Kanalmodellierung mit Hilfe eines autoregressiven Prozesses	18
3.2.1 Charakterisierung der Modellparameter	19
3.2.2 Die Pole des AR Modells	21
4 Messung	23
4.1 Der Messaufbau	23
4.1.1 Das Wobbelverfahren zur Messung der Übertragungsfunktion .	26
4.1.2 Hochfrequenzmesslabor Raum III 2-4	26
4.1.3 Computerlabor Raum IV 1	28
4.1.4 NLOS Messung durch eine Ziegelwand	29
4.1.5 LOS Testmessung im reflexionsarmen Raum	30

5	Auswertung der Messreihen	33
5.1	Berechnung der Impulsantwort	33
5.2	Mögliche Verteilungen der Impulsleistung	38
5.2.1	Die Normalverteilung	38
5.2.2	Die Lognormalverteilung	39
5.2.3	Die Rayleigh-Verteilung	41
5.2.4	Die Gamma-Verteilung	41
5.3	Der KOLMOGOROFF-SMIRNOW Test	43
5.4	Entwurf eines Kanalmodells	45
5.4.1	Berechnung der Modellparameter	46
5.4.2	Die Modellparameter für Raum III 2-4	46
5.4.3	Die Modellparameter für Raum IV 1	51
5.4.4	Die Modellparameter für NLOS Messung	55
5.4.5	Generierung des Vorzeichens der Impulsantwort	59
5.5	Statistische Eigenschaften der simulierten Impulsantworten	61
5.6	Vergleich der simulierten Impulsantworten mit realen Impulsantworten	65
6	Zusammenfassung und Ausblick	69
A	Die Räumlichkeiten	71
B	Darstellungen von Impulsantworten	75
C	Beispielhistogramme	79
D	MATLAB[®] Programme	83
	Abbildungsverzeichnis	85
	Tabellenverzeichnis	89
	Literaturverzeichnis	91

Abkürzungen

Abkürzung Bezeichnung

AWGN	engl. <i>Additive White Gaussian Noise</i>
FCC	engl. <i>Federal Communication Commission</i>
FIR	engl. <i>Finite Impulse Response</i>
FFT	engl. <i>Fast Fourier Transformation</i>
GPS	engl. <i>Global Positioning System</i>
GSM	engl. <i>Global System for Mobile Communications</i>
HIPERLAN	engl. <i>High Performance Radio Local Area Network</i>
HPA	engl. <i>High Power Amplifier</i>
iFFT	engl. <i>inverse Fast Fourier Transformation</i>
IIR	engl. <i>Infinite Impulse Response</i>
LNA	engl. <i>Low Noise Amplifier</i>
LOS	engl. <i>Line Of Sight</i>
NLOS	engl. <i>Non Line Of Sight</i>
PDP	engl. <i>Power Delay Profil</i>
PSD	engl. <i>Power Spectrum Density</i>
SSA	engl. <i>Small Scale Averraged</i>
UMTS	engl. <i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UWB	engl. <i>Ultra Wide Band</i>
WLAN	engl. <i>Wireless Local Area Network</i>
WSSUS	engl. <i>Wide Sense Stationary with Uncorrelated Scattering</i>

Mathematische Symbole

Symbol Bezeichnung

\mathbb{C}	Menge der komplexen Zahlen
\mathbb{N}	Menge der natürlichen Zahlen
\mathbb{R}	Menge der reellen Zahlen

$\Re\{\cdot\}$	Realteil
$\Im\{\cdot\}$	Imaginärteil

$\mathcal{F}\{\cdot\}$	Fouriertransformation
$\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$	inverse Fouriertransformation
$E\{\cdot\}$	Erwartungswert
$ \cdot $	Betrag
$\arg\{\cdot\}$	Argument
$*$	komplex konjugiert

Kleinbuchstaben

Symbol Bezeichnung

a_i	Modellkoeffizient
α	Signifikantsniveau
f	Frequenz
f_H	obere Grenzfrequenz
f_L	untere Grenzfrequenz
f_r	relative Bandbreite
$f_X(\cdot)$	Dichtefunktion
$h(\cdot)$	Impulsantwort
μ	Mittelwert
p	Pfaddämpfung
r_{HH}	Zeit-Frequenz-Korrelation
r_{xx}	Autokorrelationsfunktion der Funktion x
$s(\cdot)$	dopplervariante Impulsantwort
s^2	Streuung
σ	Standardabweichung
σ^2	Varianz
t, τ	Zeit
w_i	Initialisierungsparameter
ω	Kreisfrequenz

Großbuchstaben

Symbol Bezeichnung

$F_X(\cdot)$	Verteilungsfunktion
--------------	---------------------

Symbol	Bezeichnung
--------	-------------

Φ	Leistungsdichtespektrum
$\Gamma(\cdot)$	Gammafunktion
$H(\cdot)$	Übertragungsfunktion
H_0	Nullhypothese
H_1	Alternativhypothese
$T(\cdot)$	dopplervariante Übertragungsfunktion

1 Einleitung

Schon seit vielen Jahren ist die mobile Sprach- und Datenkommunikation das am schnellsten wachsende Marktsegment im Bereich der Telekommunikation. Sicher ist, dass sich in den kommenden Jahren diese Entwicklung noch erheblich beschleunigen wird. Durch steigende Teilnehmerzahlen und den immer höheren Anforderungen an die bereit gestellten Dienste sucht man nach einer möglichst effizienten Nutzung der zur Verfügung stehenden Ressourcen. Sehr stark begrenzt und damit auch sehr kostbar ist der Übertragungskanal und somit die Bandbreite des drahtlosen Übertragungssystems. Dies hat die Versteigerung der UMTS Lizenzen hier in Deutschland eindrucksvoll gezeigt.

Um aber kostengünstige drahtlose Übertragungsverfahren anbieten zu können, ist man entweder auf lizenzfreie Frequenzbänder angewiesen oder auf sehr leistungsschwache Signale, die andere Teilnehmer nicht stören können, da sie im natürlichen Rauschteppich verschwinden. Bekannte Vertreter, die das weltweit lizenzfreie ISM (engl. Industrial Scientific Medical) Band benutzen, sind zum Beispiel BLUETOOTH und WLAN (engl. Wireless Local Area Network). Für zukünftige Systeme nach dem HIPERLAN-Standard (engl. High Performance Local Area Network) sind Frequenzbereiche um 5.25 GHz und 17.2 GHz vorgesehen. Der Frequenzbereich um 60 GHz ist ebenfalls für Breitbandübertragungssysteme reserviert. All diese Systeme arbeiten im Vergleich zur UWB (engl. Ultra Wide Band) Technologie in einem sehr schmalen Frequenzbereich.

Grundsätzlich anders arbeitet das hier betrachtete UWB-System. Dieses System arbeitet nicht mit einem hochfrequenten Trägersignal, sondern nutzt zur Datenübertragung kurze Impulse. Diese Impulse zeichnen sich durch ihre große Bandbreite aus. Abbildung 1.1 zeigt den Vergleich der Leistungsdichtespektren verschiedener Systeme.

Um die Entwicklung und Optimierung neuer, auf UWB basierender drahtloser Kommunikationssysteme zu ermöglichen, spielen die Untersuchungen zum Funkübertragungskanal eine außerordentlich wichtige Rolle. Durch Messung der Systemeigen-

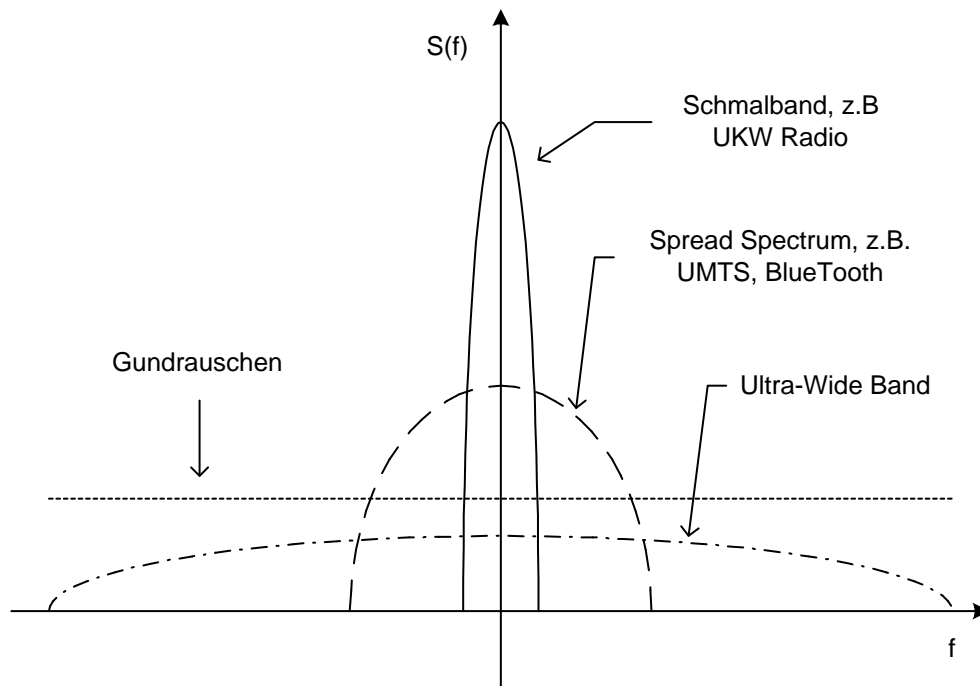


Abbildung 1.1: Leistungsichte verschiedener Systeme im Vergleich

schaften unter realen Bedingungen und verschiedener Übertragungssituationen kann man auf die Übertragungsqualität, die Systemkapazität und die Leistungseffizienz Rückschlüsse ziehen.

1.1 Aufgabenstellung und Ziele

Um UWB Funkübertragungssysteme effektiv zu untersuchen und simulieren zu können, wird hierfür ein Mobilfunkkanalmodell benötigt. Zu dem Thema schmalbandiger Mobilfunkkanalmodelle gibt es eine fast unüberschaubare Menge an Modellen. Eine gute Übersicht zur Modellierung solcher Kanäle ist in [Pät99] und [Pro95] zu finden. Die Untersuchung bestehender und zur Diskussion stehender UWB Kanalmodelle ist das Ziel dieser Arbeit. Hierfür werden eigene Kanalmessungen durchgeführt und die ermittelten statistischen Parameter mit bestehenden Modellen verglichen und ein eigenständiges Kanalmodell entworfen.

1.2 Gliederung der Arbeit

Im Kapitel 2 dieser Arbeit werden die Grundlagen zu Mobilfunkkanälen erarbeitet. Hierzu werden zuerst bestehende schmalbandige Kanalmodelle erläutert und deren Parameter definiert. Die Kanalmodelle werden über vier Systemfunktionen, die über die Fouriertransformation verknüpft sind, beschrieben. Darüber hinaus wird das so genannte *WSSUS* Kanalmodell betrachtet. Bei diesem stochastischen Kanalmodell wird mit den Autokorrelationsfunktionen der Systemfunktionen gearbeitet.

Im Kapitel 3 werden UWB Systeme definiert. Da die enorme Bandbreite dieser Systeme berücksichtigt werden muss, werden zwei Kanalmodelle, die für UWB Systeme entwickelt worden sind, besprochen. Das eine Kanalmodell beschreibt die Kanalimpulsantwort im Zeitbereich. Das zweite Kanalmodell nutzt einen autoregressiven Prozess zur Erzeugung der Übertragungsfunktion im Frequenzbereich.

Die für diese Arbeit durchgeführten Kanalmessungen werden im Kapitel 4 beschrieben. Hierzu wurden verschiedene Räume mit unterschiedlicher Charakteristik ausgewählt und die gemessenen Übertragungsfunktionen an den verschiedenen Orten gemessen. Außerdem werden das Messverfahren und die benötigten Geräte erläutert.

Basierend auf den Messergebnissen wird in Kapitel 5 ein eigenes Kanalmodell entwickelt. Hierzu wird die Kanalimpulsantwort ausgewertet und deren statistischen Eigenschaften bestimmt. Aufbauend auf den ermittelten statistischen Parametern sollen dann für eine Simulation Impulsantworten berechnet werden und deren Eigenschaften mit den Eigenschaften der gemessenen Impulsantworten verglichen werden.

Im Kapitel 6 werden die Ergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick gegeben.

2 Kanalmodelle

Die Funkdatenübertragung basiert auf der Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen. In dieser Arbeit werden vor allem so genannte *indoor* Übertragungskanäle (also Wellenausbreitung in Räumen und Gebäuden) betrachtet. Die vom Sender abgestrahlten Wellen erreichen aufgrund von Hindernissen häufig nicht auf dem direkten Pfad den Empfänger. Vielmehr setzen sich die empfangenen Wellen aus einer Vielzahl von Teilwellen zusammen, die an Hindernissen reflektiert, gestreut, gebeugt und gedämpft werden. Abbildung 2.1 zeigt den typischen Sachverhalt der Mehrwegeausbreitung.

Bedingt durch die Mehrwegeausbreitung setzt sich das Signal am Empfänger aus einer Überlagerung vieler Teilwellen zusammen. Aufgrund unterschiedlicher Dämpfung, Phase und Verzögerung einzelner Teilwellen können diese sich konstruktiv oder destruktiv überlagern. Die daraus resultierende Abschwächung oder sogar Auslöschung bezeichnet man als Mehrwegeschwund oder Fading. Durch diese Interferenz der Teilwellen kommt es beim Empfänger zu Dämpfungen und Verzerrungen des Empfangssignals. Der Grad dieser Störungen hängt von der Umgebung und deren Beschaffenheit ab. Bei *indoor* Kanälen spielt die Architektur, die verwendeten Materialien für Wände, Fenster und Türen und die Inneneinrichtung eine maßgebliche Rolle.

Der Funkkanal wird immer als Bandpasssystem betrachtet, da Energie nur in einem endlichen Frequenzband übertragen werden kann. Diess resultiert daraus, dass Antennen stets eine endliche Bandbreite besitzen. Die Kanalmodelle gelten nur innerhalb der geforderten Bandbreite. Diese so genannten Bandpasssysteme und Bandpasssignale lassen sich vorteilhaft durch zugehörige äquivalente Tiefpasssysteme und Tiefpasssignale beschreiben. Hier liegt ein wesentlicher Unterschied zu den betrachteten Impulsbasierenden *UWB* Kanalmodellen. Da *UWB* Übertragungssysteme trägerlos und nicht in einem schmalen Frequenzband arbeiten, sondern das gesamte Frequenzband von wenigen Hertz bis zu vielen Gigahertz nutzen, muss man diese direkt als Tiefpasssysteme betrachten.

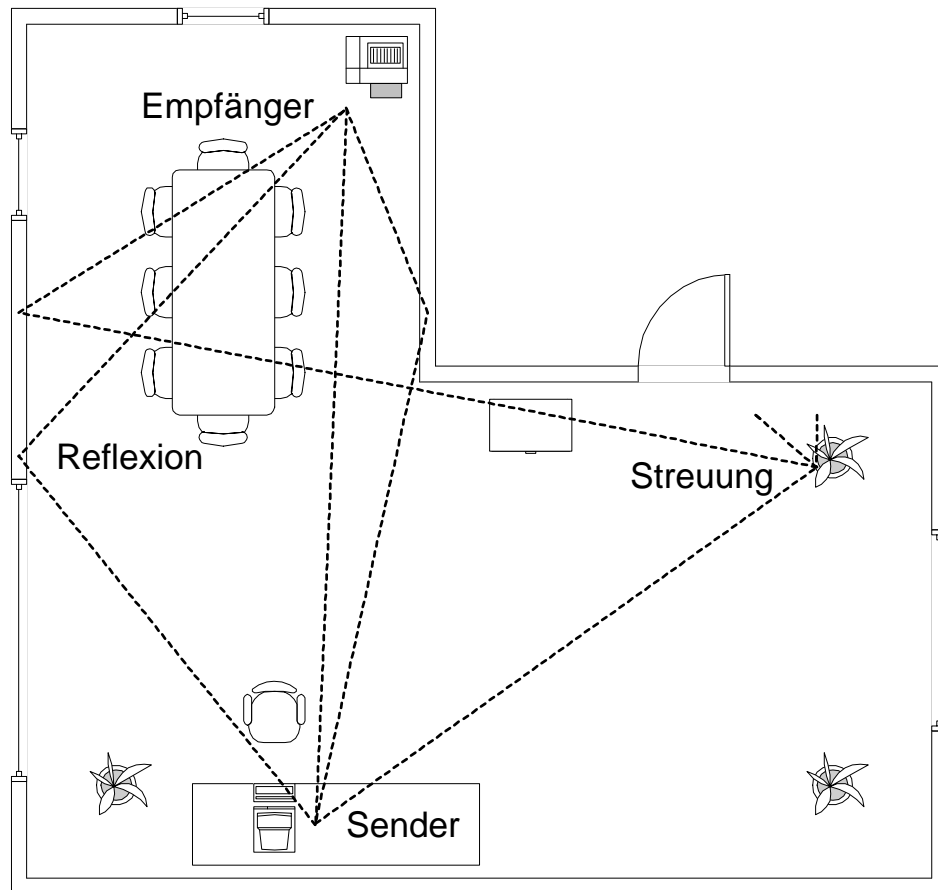


Abbildung 2.1: Mehrwegeausbreitung in Gebäuden

2.1 Der Übertragungskanal als lineares System

Ein System mit den Eingangssignalen $x_1(t)$ und $x_2(t)$ und den dazugehörigen Ausgangssignalen $y_1(t)$ und $y_2(t)$ wird als *linear* bezeichnet, falls das Eingangssignal

$$x(t) = k_1 x_1(t) + k_2 x_2(t) \quad \text{mit} \quad k_1, k_2 \in \mathbb{C} \quad (2.1)$$

das Ausgangssignal der Form

$$y(t) = k_1 y_1(t) + k_2 y_2(t) \quad \text{mit} \quad k_1, k_2 \in \mathbb{C} \quad (2.2)$$

ergibt.

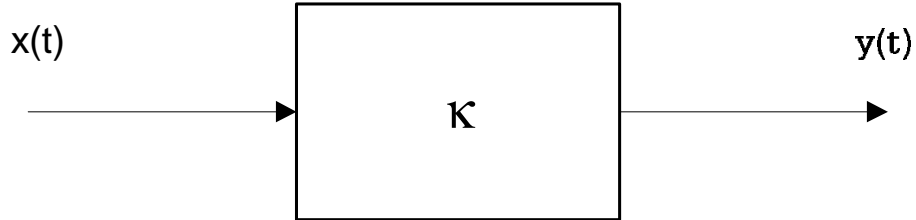


Abbildung 2.2: lineares System

Abbildung 2.2 zeigt ein lineares System. Dabei ist das Ausgangssignal $y(t)$ über den linearen Operator κ mit dem Eingangssignal $x(t)$ verknüpft.

$$y(t) = \kappa \{x(t)\} \quad (2.3)$$

Sämtliche elektromagnetischen Effekte, die in einem Funkkanal auftreten, können durch ein System von partiellen Differenzialgleichungen, die MAXWELL-Gleichungen, beschrieben werden. In dieser Arbeit wird der Funkkanal als ein lineares System betrachtet, da nichtlineare Effekte, die z.B. bei der Wechselwirkung zwischen elektromagnetischen Feldern und Materie auftreten können, wegen der relativ geringen Feldstärke vernachlässigbar sind [Tru01]. Sende- und Empfangsantennen beeinflussen die Ausbreitungseigenschaften des Kanals wesentlich und stellen daher einen Bestandteil des Kanals dar. Auch für sie gilt das Superpositionsprinzip.

2.2 Kanalmodellierung

Im folgenden Abschnitt wird auf bekannte Kanalmodelle eingegangen. Speziell soll der Unterschied zwischen schmalbandigen Kanalmodellen und extrem breitbandigen Kanalmodellen aufgezeigt werden. Zu berücksichtigen ist auch, dass auf Impulsen basierende UWB Funkübertragungssysteme trägerlos arbeiten. Wo Kanalmodelle für schmalbandige Funkübertragungssysteme (GSM, UMTS, WLAN...) im äquivalenten Basisband betrachtet werden, ist dies für trägerlose Übertragungsverfahren nicht sinnvoll. Als erstes wird kurz auf bekannte Kanalmodelle eingegangen, die für schmalbandige Übertragungssysteme entwickelt wurden. Im Kapitel 3 werden spezielle UWB *indoor* Kanalmodelle betrachtet.

2.2.1 Der Einwegekanal (Additives Rauschen)

Ein sehr einfach zu beschreibender Störeinfluss des Kanals auf die zu übertragenden elektromagnetischen Wellen ist das additive Rauschen. Eine Mehrwegeausbreitung findet nicht statt. Die elektromagnetischen Wellen gelangen nur auf dem direkten Pfad zum Empfänger. Ursache dieser Störung ist das thermische Rauschen von Bauelementen, atmosphärisches Rauschen und ähnliches. In [Tur56] wird dieser Prozess als stationär und statistisch unabhängig angesehen. Ein häufig verwendetes Modell basiert auf der Annahme von additivem Rauschen, dessen Amplituden GAUSS verteilt sind und die spektrale Leistungsdichte frequenzunabhängig ist (engl.: *AWGN* Additive White Gaussian Noise). In Abbildung 2.3 entspricht $y(t)$ dem Empfangssignal nach dem AWGN-Kanal, wenn das Symbol m gesendet wird.

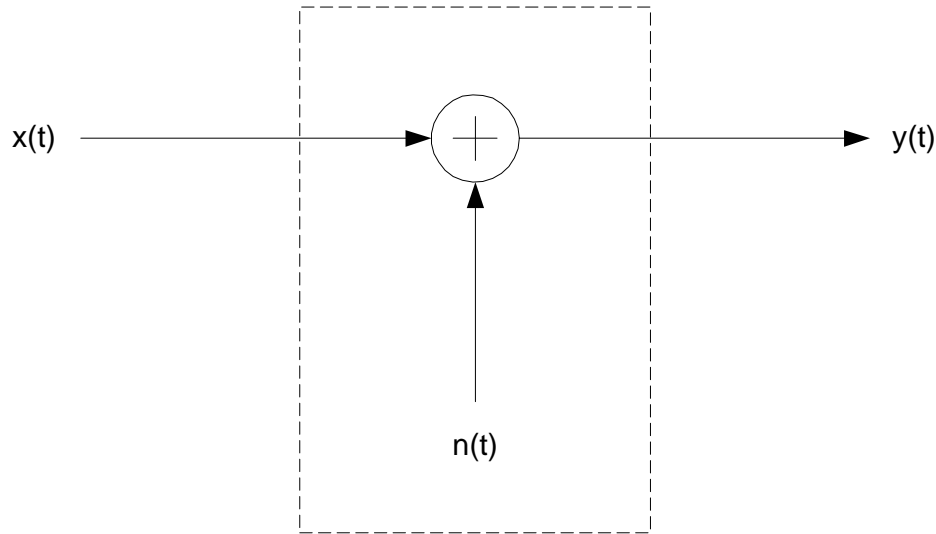


Abbildung 2.3: AWGN-Kanal

$$y(t) = x_m(t) + n(t), \text{ mit } 0 \leq t \leq T. \quad (2.4)$$

$x_m(t)$ sind die zu übertragenden Symbole, die vor dem Senden zu einer bestimmten analogen Signalform moduliert und im Zeitabstand T gesendet werden. $n(t)$ ist das additive weiße Rauschen, dessen Leistungsdichtespektrum

$$\Phi(f) = \frac{N_0}{2} [W/Hz] \quad (2.5)$$

konstant ist.

2.2.2 Der Mehrwegekanal mit additivem Rauschen

Bei Funkübertragungen tritt das Phänomen der Mehrwegeausbreitung auf. Im Allgemeinen trifft nur ein Teil des Sendesignals ablenkungsfrei beim Empfänger ein. Der restliche Teil des Empfangssignals setzt sich aus reflektierten, gestreuten und gebeugten Komponenten zusammen. Abbildung 2.1 veranschaulicht eine mögliche Ausbreitungssituation eines *indoor* Kanals. Oftmals ist der direkte Pfad auch abgeschattet.

Der *indoor* Kanal lässt sich als kausales, stabiles, lineares, zeitvariantes System modellieren. Dazu eignet sich das Modell eines FIR-Filters, das durch stochastische, zeitvariante Zufallsgrößen bestimmt werden kann. Im Zeitbereich ist die Kanalimpulsantwort durch $h(\tau', t)$ gegeben. Die Gleichung 2.6 zeigt den mathematischen Zusammenhang auf.

$$h(\tau', t) = \sum_{k=0}^{N(t)-1} a_k(t) \delta(\tau' - \tau_k(t)) e^{j\Phi_k(t)} \quad (2.6)$$

Physikalisch kann die zeitvariante Impulsantwort $h(\tau', t)$ interpretiert werden, als Antwort des Kanals zum Zeitpunkt τ' auf einen Diracimpuls, der den Kanal zum Zeitpunkt $\tau' - \tau_k(t)$ anregte. $a_k(t)$ beschreibt die zufälligen, zeitvarianten Amplituden, $\tau_k(t)$ die zufälligen, zeitvarianten Ankunftszeiten und $\Phi_k(t)$ beschreibt die zufälligen, zeitvarianten Phasen jeweils des k -ten Pfads bei N verschiedenen Pfaden. Da der reale Kanal kausal ist, kann der Impuls vor dem Eintreffen noch keine Wirkung erzeugen, was durch folgende Kausalitätsbeziehung zum Ausdruck kommt

$$h(\tau', t) = 0 \quad \text{für} \quad \tau' < 0. \quad (2.7)$$

Betrachten wir nun einen zeitinvarianten Übertragungskanal, vereinfacht sich die Kanalimpulsantwort zu

$$h(\tau') = \sum_{k=0}^{N-1} a_k \delta(\tau' - \tau_k) e^{j\Phi_k}. \quad (2.8)$$

Mit Hilfe des Faltungsintegrals und der Kanalimpulsantwort $h(\tau', t)$ lässt sich nun für ein beliebiges Eingangssignal $x(t)$ unter Berücksichtigung von weißem GAUSS'schen

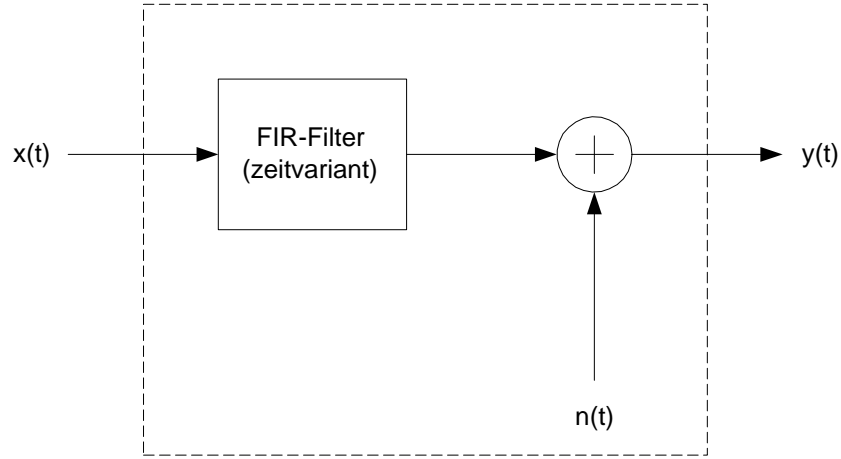


Abbildung 2.4: Realisierung eines Mehrwegekanals mit Hilfe eines FIR-Filters

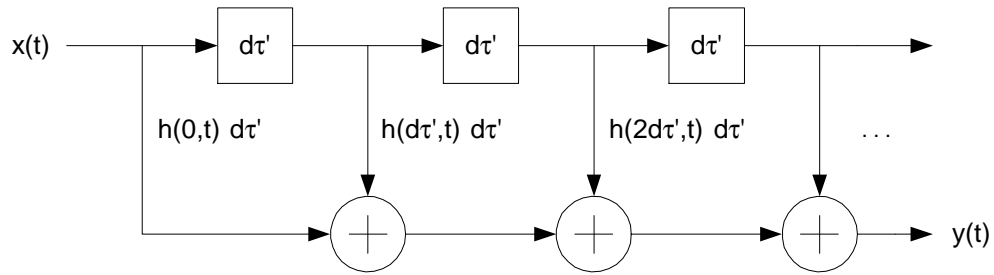


Abbildung 2.5: Transversalstruktur des FIR Filters

Rauschen $n(t)$ das Ausgangssignal $y(t)$ ermitteln.

$$y(t) = \int_0^{\infty} x(t - \tau') h(\tau', t) d\tau' + n(t) \quad (2.9)$$

Abbildung 2.4 zeigt die Realisierung eines Mehrwegekanals mit Hilfe eines zeitvarianten FIR-Filters und Abbildung 2.5 veranschaulicht die Transversalstruktur des FIR Filters mit der zeitvarianten Impulsantwort $h(\tau', t)$.

2.2.3 Systemfunktionen des Mehrwegekanals

Die Gleichung 2.6 charakterisiert den Mehrwegekanal im Zeitbereich. Die Fouriertransformation der *zeitvarianten Impulsantwort* $h(\tau', t)$ bezüglich der Verzögerung

τ ergibt die *zeitvariante Übertragungsfunktion* $H(\omega', t)$ und beschreibt den Übertragungskanal im Frequenzbereich.

$$H(\omega', t) := \int_0^\infty h(\tau', t) e^{-j\omega' \tau'} d\tau', \quad \omega' = 2\pi f' \quad (2.10)$$

Hier ist für jede Kreisfrequenz ω' die Dämpfung und Phase des Empfangssignals ablesbar. Ist der Betrag von $H(\omega', t)$ nicht konstant, so ist der Übertragungskanal frequenzselektiv. Weder durch die zeitvariante Impulsantwort $h(\tau', t)$, noch durch die dazugehörige zeitvariante Übertragungsfunktion erhält man einen Einblick in die Phänomene des Dopplereffektes. Um dieses Lücke zu schließen, bildet man die Fouriertransformierte von $h(\tau', t)$ bezüglich der Zeitvariablen t . So erhält man die *dopplervariante Impulsantwort* $s(\tau', \omega)$.

$$s(\tau', \omega) := \int_{-\infty}^\infty h(\tau', t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.11)$$

Die *dopplervariante Impulsantwort* $s(\tau', \omega)$ beschreibt explizit das dispersive Verhalten des Übertragungskanals in Abhängigkeit von der Verzögerung τ' und den Dopplerfrequenzen ω . Die physikalische Interpretation führt so direkt auf das in [Pät99] beschriebene Ellipsenmodell.

Eine weitere Systemfunktion, die so genannte *dopplervariante Übertragungsfunktion* $T(\omega', \omega)$, ist definiert als zweidimensionale Fouriertransformierte der zeitvarianten Impulsantwort $h(\tau', t)$.

$$T(\omega', \omega) := \int_{-\infty}^\infty \int_0^\infty h(\tau', t) e^{-j(\omega t + \omega' \tau')} d\tau' dt \quad (2.12)$$

Die Fouriertransformation der *zeitvarianten Übertragungsfunktion* bezüglich der Zeitvariablen t , führt ebenso wie die Fouriertransformation der *dopplervarianten Impulsantwort* bezüglich der Verzögerungszeit τ' , zur *dopplervarianten Übertragungsfunktion*. Die *dopplervariante Übertragungsfunktion* $T(\omega', \omega)$ stellt eine Beziehung zwischen dem Spektrum des Ausgangssignals und dem des Eingangssignals her. Die vier Systemfunktionen $h(\tau', t)$, $H(\omega', t)$, $s(\tau', \omega)$ und $T(\omega', \omega)$ stehen paarweise miteinander über die Fouriertransformation in Beziehung. Dieser Zusammenhang ist in Abbildung 2.6 dargestellt.

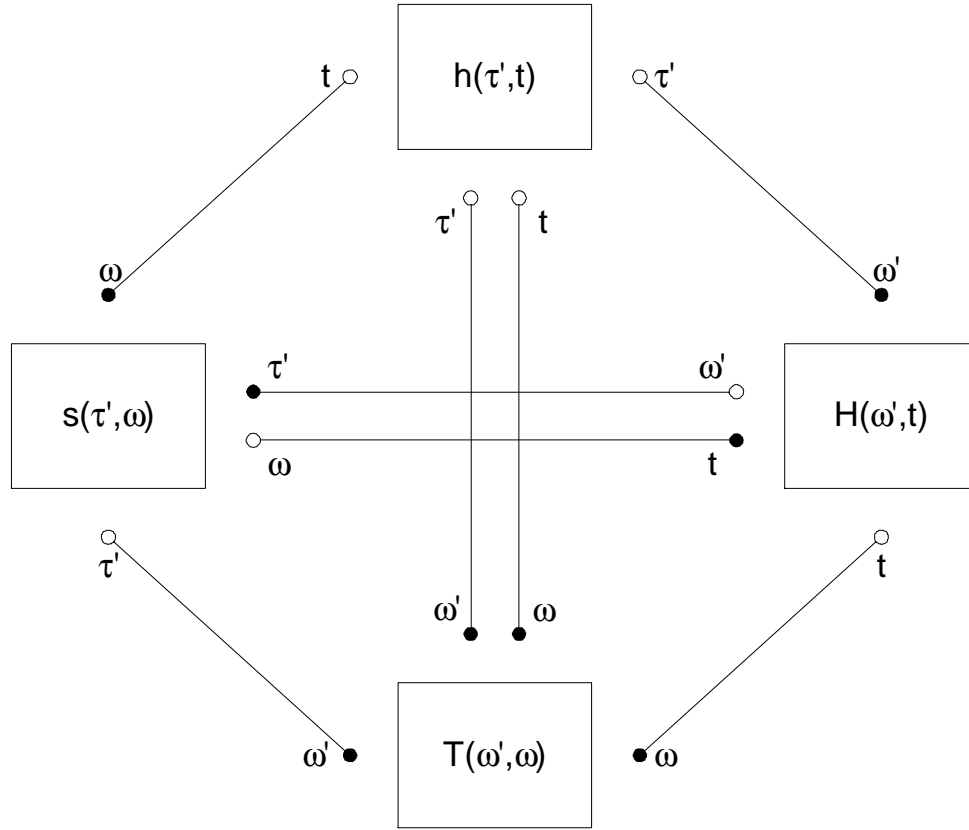


Abbildung 2.6: Zusammenhang zwischen den Systemfunktionen

2.3 Stochastische Kanalmodellierung

Das Ziel dieser Arbeit ist die Ableitung eines Kanalmodells, welches auf Messdaten der durchgeführten Kanalmessungen basiert. Aus diesem Grund wird in diesem Kapitel der Übertragungskanal als stochastisches System betrachtet. Deshalb sind in diesem Fall die vier Systemfunktionen $h(\tau', t)$, $H(\omega', t)$, $s(\tau', \omega)$ und $T(\omega', \omega)$ des Mehrwegekanals stochastische Größen. Im Allgemeinen lassen sich diese stochastischen Systemfunktionen durch folgende Autokorrelationsfunktionen beschreiben:

$$r_{hh}(\tau'_1, \tau'_2; t_1, t_2) := E \{ h^*(\tau'_1, t_1) h(\tau'_2, t_2) \}, \quad (2.13)$$

$$r_{HH}(\omega'_1, \omega'_2; t_1, t_2) := E \{ H^*(\omega'_1, t_1) H(\omega'_2, t_2) \}, \quad (2.14)$$

$$r_{ss}(\tau'_1, \tau'_2; \omega_1, \omega_2) := E \{ s^*(\tau'_1, \omega_1) s(\tau'_2, \omega_2) \}, \quad (2.15)$$

$$r_{TT}(\omega'_1, \omega'_2; \omega_1, \omega_2) := E \{ T^*(\omega'_1, \omega_1) T(\omega'_2, \omega_2) \}. \quad (2.16)$$

Da die Systemfunktionen des Mehrwegekanals über die Fouriertransformation wie in Abbildung 2.6 verknüpft sind, folgen auch analoge Zusammenhänge für die zugehörigen Autokorrelationsfunktionen. Abbildung 2.7 verdeutlicht diesen Zusammenhang.

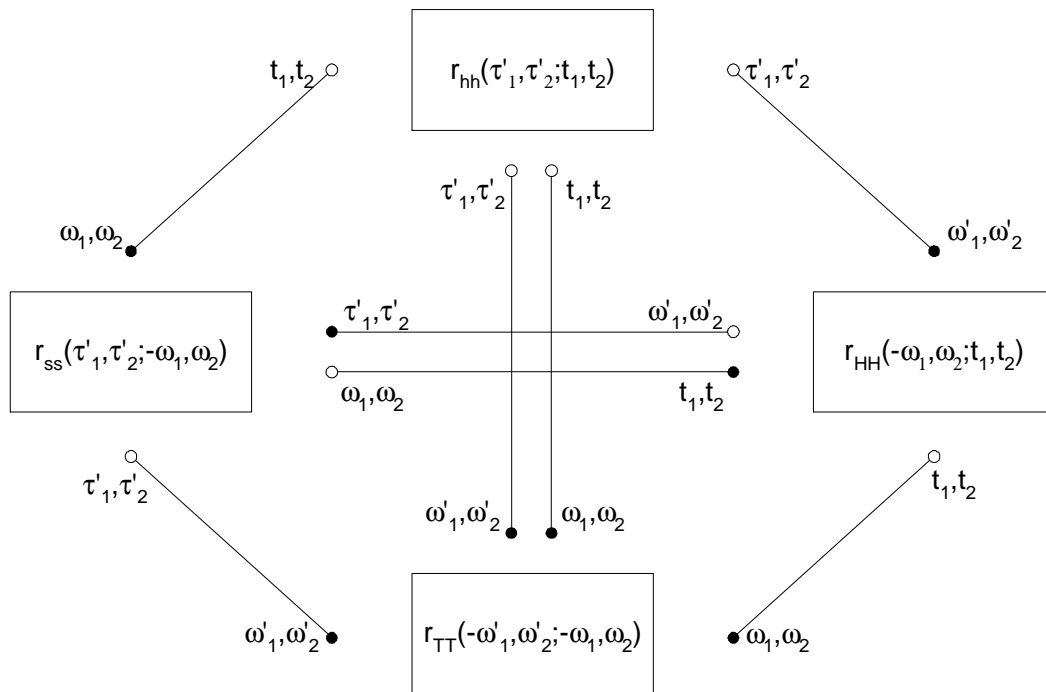


Abbildung 2.7: Zusammenhang zwischen den Autokorrelationsfunktionen der Systemfunktionen

Das Eingangssignal $x(t)$ des stochastischen Kanals wird als ein stochastischer Prozess mit der Autokorrelationsfunktion $r_{xx}(t_1, t_2) := E\{x^*(t_1)x(t_2)\}$ angenommen. Mit Hilfe des Faltungsintegrals lässt sich wie bei deterministischen Systemen (Gleichung 2.9) das Ausgangssignal bestimmen. Benutzen wir die Autokorrelationsfunktion r_{xx} des Eingangssignals, erhalten wir als Ergebnis der Faltung mit $r_{hh}(\tau'_1, \tau'_2; t_1, t_2)$ die Autokorrelationsfunktion r_{yy} des Ausgangssignals.

$$\begin{aligned}
r_{yy}(t_1, t_2) &:= E \{y^*(t_1)y(t_2)\} \\
&= E \left\{ \int_0^\infty \int_0^\infty x^*(t_1 - \tau'_1)x(t_2 - \tau'_2)h^*(\tau'_1, t_1)h(\tau'_2, t_2)d\tau'_1d\tau'_2 \right\} \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty E \{x^*(t_1 - \tau'_1)x(t_2 - \tau'_2)\} E \{h^*(\tau'_1, t_1)h(\tau'_2, t_2)\} d\tau'_1d\tau'_2 \\
&= \int_0^\infty \int_0^\infty r_{xx}(t_1 - \tau'_1; t_2 - \tau'_2)r_{hh}(\tau'_1, \tau'_2; t_1, t_2)d\tau'_1d\tau'_2 \quad (2.17)
\end{aligned}$$

Vorraussetzung für die obige Herleitung ist eine statistische Unabhängigkeit vom Eingangssignal $x(t)$ und der zeitvarianten Impulsantwort $h(\tau', t)$. Dieses Modell lässt sich stark vereinfachen, wenn man annimmt, dass die zeitvariante Impulsantwort $h(\tau', t)$ bezüglich t stationär im weiteren Sinne ist und das Streukomponenten mit unterschiedlichen Verzögerungen unkorreliert sind. Hieraus resultiert das von BELLO [Bel63] eingeführte *WSSUS* Modell. *WSSUS* steht für *wide-sense stationary with uncorrelated scattering* und vereinfacht die Systemfunktionen und ihre Autokorrelationsfunktionen wie folgt:

$$r_{hh}(\tau'_1, \tau'_2; t, t + \Delta t) = \delta(\tau'_2 - \tau'_1)S_{hh}(\tau'_1, \Delta t), \quad (2.18)$$

$$r_{TT}(\omega', \omega' + \Delta\omega'; \omega_1, \omega_2) = \delta(\omega_2 - \omega_1)S_{TT}(\Delta\omega', \omega_1), \quad (2.19)$$

$$r_{ss}(\tau'_1, \tau'_2; \omega_1, \omega_2) = \delta(\omega_2 - \omega_1)\delta(\tau'_2 - \tau'_1)S(\tau'_1, \omega_1), \quad (2.20)$$

$$r_{HH}(\omega', \omega' + \Delta\omega'; t, t + \Delta t) = r_{HH}(\Delta\omega', \Delta t). \quad (2.21)$$

$S_{hh}(\tau'_1, \Delta t)$ wird als *Verzögerungs-Kreuzleistungsdichtespektrum*, die Autokorrelationsfunktion $S_{TT}(\Delta\omega', \omega_1)$ als *Doppler-Kreuzleistungsdichtespektrum*, $S(\tau'_1, \omega_1)$ als *Streuungsfunktion* und $r_{HH}(\Delta\omega', \Delta t)$ als *Zeit-Frequenz-Korrelation* bezeichnet. Für tieferegehende Informationen zu *WSSUS* Systemen wird auf [Pät99] verwiesen.

3 Der Ultra-Wide Band (UWB) Kanal

Am 14. Februar 2002 hat die amerikanische *Federal Communication Commission* (FCC) die durchaus stark umstrittene UWB Technology für den kommerziellen Einsatz genehmigt. Hauptstreitpunkt ist die extrem große Bandbreite von UWB Applikationen, die viele regulierte Frequenzbänder mitnutzt. Vor allem das *Global Positioning System* (GPS) mit seiner sehr geringen Leistung könnte durch UWB Applikationen gestört werden. Aus diesen Gründen ist die Leistung von UWB wie in Abbildung 3.1 begrenzt.

Jedes Kommunikationssystem mit einer relativen Bandbreite von mehr als 25% oder einer Bandbreite von mehr als 1.5 GHz werden laut FCC als UWB System definiert. Die Formel zur Berechnung der relativen Bandbreite lautet:

$$f_r = 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} , \quad (3.1)$$

wobei f_H die obere -10 dB Grenzfrequenz und f_L die untere -10 dB Grenzfrequenz beschreibt [FCC02]. Für Europa und speziell für Deutschland gibt es noch keine Regelung.

Eine Möglichkeit die Leistungsfähigkeit so definierter UWB Systeme zu testen, sind stochastische Kanalmodelle. Die Parameter der Modelle werden aus Kanalmessdaten mit statistischen Methoden extrahiert. Im Folgenden werden zwei sehr unterschiedliche Kanalmodelle betrachtet. Das Kanalmodell von D. CASSIOLI, M. Z. WIN und A. F. MOLISCH [CWM01] beschreibt die Kanalimpulsantwort mit stochastischen Parametern im Zeitbereich. Bei W. TURIN, R. JANA, S. GHASSEMZADEH, C. RICE und V. TAROKH [TJG⁺02] wird die Übertragungsfunktion des Kanals mit stochastischen Parametern im Frequenzbereich beschrieben.

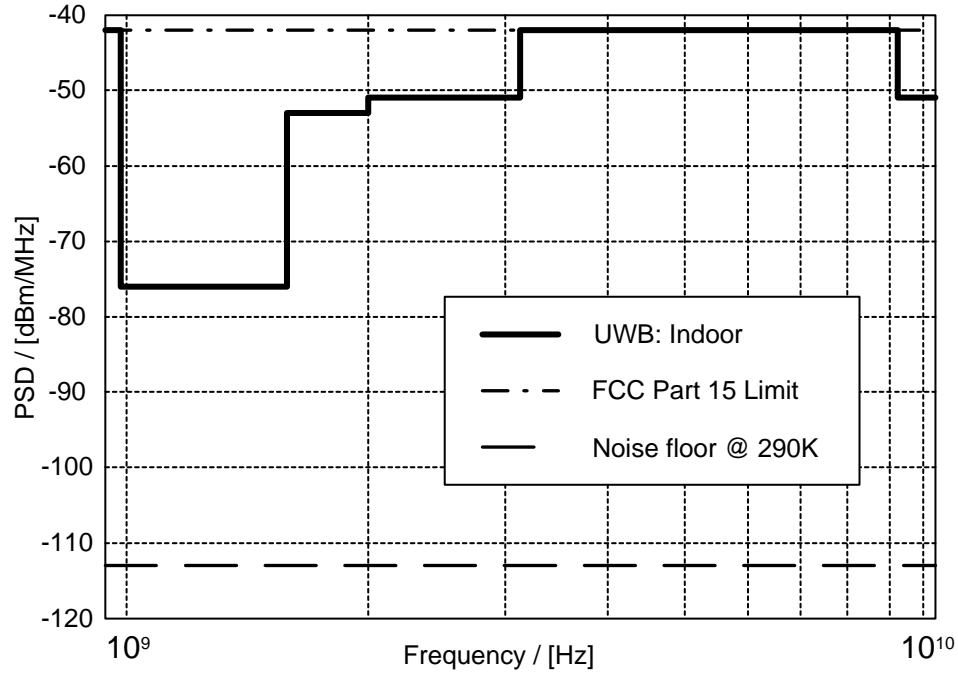


Abbildung 3.1: FCC Regulierung von $500\mu V/m$ (gemessen in $3m$ Abstand mit $1MHz$ Bandbreite, entspricht $\approx -41.3dBm$)

3.1 Das Kanalmodell nach WIN, CASSIOLI und MOLISCH

Als erstes soll das stochastische Kanalmodell von D. CASSIOLI, M. Z. WIN und A. F. MOLISCH [CWM01] betrachtet werden. Das so genannte *stochastic tapped-delay-line* Modell für den *indoor* Bereich basiert auf *path gains* (Pfadgewinne) und *rms¹ delay spread* (Mittelwert der Verzögerungsspanne) und wurde 2001 zur Analyse der Leistungsfähigkeit von UWB Systemen entwickelt. Der Kanal wird im Zeitbereich betrachtet.

3.1.1 Der Messaufbau

Die Messergebnisse, die dem Kanalmodell zu Grunde liegen, basieren auf Messungen, die 1997 von M. Z. WIN, A. SCHOLTZ und M. A. BARNES [WSB97] in einem

¹root mean square

typischen modernen Bürogebäude durchgeführt wurden. Von einer UWB Antenne wurden periodisch sehr kurze Impulse im Bereich von Nanosekunden abgestrahlt. Diese wurden von einer anderen UWB Antenne empfangen und mit einem digitalen Speicheroszilloskop zur Auswertung aufgenommen. Die Wiederholrate der Impulse betrug $2 \cdot 10^6$ Impulse pro Sekunde, sodass Mehrwegeausbreitungen bis zu $0,5 \mu s$ eindeutig unterschieden werden können. Die Länge der Impulsantwort betrug $300 ns$. Die Sendeantenne befand sich an einem festen Standort. Der Standort der Empfangsantenne wurde variiert. Es wurden 14 verschiedene Empfangspositionen in verschiedenen Räumen, Fluren und Eingangsbereichen mit und ohne Sichtverbindung zwischen Sende- und Empfangsantenne ausgemessen. An jeder der 14 verschiedenen Positionen wurden 49 Messungen durchgeführt, wobei die Position der Empfangsantenne in einem Quadrat von 90 cm Kantenlänge um jeweils 15 cm variiert wurde. Alle empfangenen Signale wurden verarbeitet und man erhielt 14×49 verschiedene Power Delay Profiles² (PDPs). Ein einzelnes Power Delay Profile an einem der 14×49 Positionen wird als *lokales* Power Delay Profile bezeichnet und die Mittelung über 49 Leistungsprofile an einem Ort wird als *small scale averaged* Power Delay Profile (SSA-PDP) bezeichnet.

3.1.2 Die Parameter des Kanalmodells

Die *large scale* Effekte werden durch die Freiraumdämpfung, der zufälligen Verteilung der Abschattung des direkten Pfades und des exponentiellen Dämpfungskoeffizienten modelliert. Alle SSA-PDPs folgen einer exponentiellen Dämpfung als Funktion der Verzögerungszeit. Dies entspricht im wesentlichen einer Ein-Cluster Version des von A. A. SALEH und R. A. VALENZULA [SV87] vorgestellten *indoor Ausbreitungsmodells*. Da nur 14 verschiedene SSA-PDPs zur Auswertung der *large scale* Effekte zur Verfügung stehen, kann die Verteilung der Parameter der *large scale* Effekte nicht bestimmt werden. Aufgrund der Erkenntnissen von schmalbandigen Kanalmodellen wird hier eine logarithmische Normalverteilung angenommen. Die Mittelwerte und Varianzen der Parameter sind in Tabelle 3.1 dargestellt.

Die *small scale* Effekte werden durch die Gamma-Verteilung der einzelnen Pfaddämpfungen p_k modelliert. Der m-Parameter der Gamma-Verteilung ist zusätzlich mit dem Mittelwert $\mu_m(\tau_k)$ und der Varianz $\sigma_m^2(\tau_k)$ normal verteilt. Die Unterschiede zwischen den 49 verschiedenen PDPs an jeweils einem der 14 Messorte werden durch diese *small scale* Effekte verursacht. Bei schmalbandigen Kanalmodellen wird grundsätzlich davon ausgegangen, dass nur die Leistung der ersten (quasi-LOS) Mehrweg-

²Leistungsverzögerungsprofile

globaler Parameter	
Freiraumdämpfung	$PL \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-n}$, $n = 2.4$
Abschattung	$\bar{G}_{tot} \sim \log_e(PL; 5.9dB)$
exponentielle Zeitverzögerung von \bar{G}_k	$\gamma \sim \log_e(39.8ns, 0.3dB)$ $r \sim \log_e(-0.4dB; 0.3dB)$
<i>small scale</i> Effekte	
lokale Leistung	$G_k \sim \text{Gamma}(\bar{G}_k; m_k)$
m Parameter	$m_k \sim N(\mu_m(\tau_k)); \sigma_m^2(\tau_k)$ $\sigma_m^2(\tau_k) = 1.84 - \frac{\tau_k}{160}$ $\mu_m(\tau_k) = 3.5 - \frac{\tau_k}{73}$

Tabelle 3.1: Parameter des Kanalmodells nach [CWM01]

komponente Gamma verteilt ist, d.h. die Amplituden sind Nakagami verteilt. Die Leistung späterer Mehrwegkomponenten wird als Exponentialverteilung angenommen, d.h. die Amplituden sind Rayleigh verteilt. Bei einem UWB Kanal weicht die Leistung stark von einer Exponentialverteilung ab. Aus statistischen Tests der Messergebnisse der SSA-PDPs ergibt sich, dass eine Gammaverteilung der Leistung sehr gut mit diesen übereinstimmt. Die Parameter $\Omega = \bar{G}_k$ und $m = m_k$ der Gammaverteilung sind in der Tabelle 3.1 aufgeführt.

3.2 Kanalmodellierung mit Hilfe eines autoregressiven Prozesses

Im Gegensatz zu dem *stochastic tapped-delay-line* Kanalmodell [CWM01], wird das autoregressive Kanalmodell von W. TURIN, R. JANA, S. GHASSEMZADEH, C. RICE und V. TAROKH [TJG⁺02] im Frequenzbereich betrachtet. Das Ziel war ein Kanalmodell mit möglichst wenigen Parametern zur effizienten Computersimulation. Wie bei [HP92] wurde auch hier ein autoregressiver Prozess (AR Prozess) zweiter Ordnung gewählt. Da die Parameter des Modells von Ort zu Ort variieren, müssen sie statistisch erfasst werden. Der AR Prozess kann als IIR Filter 3.2 implementiert werden [Hän91].

$$\hat{H}(f_i, t; d) = n_i(1) - a_2 \hat{H}(f_{i-1}, t; d) - a_3 \hat{H}(f_{i-1}, t; d) \quad (3.2)$$

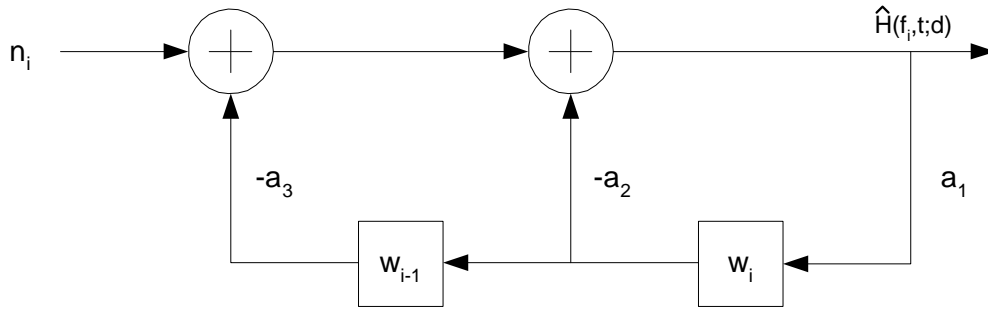


Abbildung 3.2: AR Kanalmodell im Frequenzbereich

Die Auswertung hat ergeben, dass n_i als unabhängige GAUSS verteilte Variable mit dem Mittelwert $\mu = 0$ und der Varianz σ^2 modelliert werden kann. Dieses Modell hat die komplexen Parameter a_2 , a_3 , w_0 , w_1 und den reellen Parameter σ . Damit kann durch neun reelle Parameter das Modell vollständig beschrieben werden.

3.2.1 Charakterisierung der Modellparameter

Wie oben erläutert, variieren die Parameter des Modells von Ort zu Ort. Das Modell kann also durch neun statistisch verteilte Parameter beschrieben werden. Um es noch weiter zu vereinfachen, wurde die Abhängigkeit der Parameter voneinander untersucht. Herausgefunden wurde, dass a_2 und a_3 sowie w_0 und w_1 voneinander abhängen.

Die ermittelten Werte für die Modellkoeffizienten a_2 und a_3 für LOS lauten:

$$\begin{aligned} |a_2|_{LOS} &= -0.9235W + 0.3836N + 1.7869 \\ |a_3|_{LOS} &= -0.3836W + 0.9235N + 0.9837 . \end{aligned} \quad (3.3)$$

Für NLOS lauten die Modellkoeffizienten:

$$\begin{aligned} |a_2|_{NLOS} &= -0.863W + 0.501N + 1.5369 \\ |a_3|_{NLOS} &= -0.506W + 0.863N + 0.7367 . \end{aligned} \quad (3.4)$$

wobei W eine Weibullverteilung mit folgenden Parametern beschreibt:

$$f(W) = \frac{\beta}{\eta} \left(\frac{W}{\eta} \right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{W}{\eta}\right)^\beta} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \eta_{LOS} &= 15.191 & \beta_{LOS} &= 1.312 \\ \eta_{NLOS} &= 8.104 & \beta_{NLOS} &= 1.442 \end{aligned}$$

und N eine Normalverteilung mit dem Mittelwert $\mu = 0$ und der Standardabweichung:

$$\begin{aligned} \sigma_{LOS} &= 0.0202 \\ \sigma_{NLOS} &= 0.0234 . \end{aligned}$$

Der lineare Zusammenhang zwischen den Parametern a_2 und a_3 sieht wie folgt aus:

$$\begin{aligned} |a_3|_{LOS} &= 0.1993 + 0.3908 |a_2|_{LOS} \\ |a_3|_{NLOS} &= -0.1345 + 0.5678 |a_2|_{NLOS} \\ \angle a_{3LOS} &= -6.4422 + 2.0505 \angle a_{2LOS} \\ \angle a_{3NLOS} &= -6.5595 + 2.1022 \angle a_{2NLOS} \end{aligned}$$

Die ermittelten Werte für die Initialisierungsparameter w_0 und w_1 sind stark korreliert. Sie lauten:

$$|w_1|_{LOS} = |w_0|_{LOS}; \quad \phi_{1LOS} = 0.9888\phi_{0LOS} + 2.26 + \nu_{LOS} \quad (3.6)$$

$$|w_1|_{NLOS} = |w_0|_{NLOS}; \quad \phi_{1NLOS} = 0.9827\phi_{0NLOS} + 2.26 + \nu_{NLOS} . \quad (3.7)$$

Die Beträge der Initialisierungsparameter w_0 und w_1 folgen einer logarithmischen Normalverteilung mit folgenden Werten:

$$\begin{aligned}
E \{ \log_{10} |w_0(d)| \}_{LOS} &= -16.3 \cdot \log_{10}(d) - 47.9 \\
STD \{ \log_{10} |w_0(d)| \}_{LOS} &= 5.6 \\
E \{ \log_{10} |w_0(d)| \}_{NLOS} &= -36.5 \cdot \log_{10}(d) - 45.9 \\
STD \{ \log_{10} |w_0(d)| \}_{NLOS} &= 7.8 .
\end{aligned}$$

Die Phasen ϕ_{0LOS} sind gleich verteilt im Intervall $(-\pi, \pi)$. Mit Hilfe von Gleichung 3.7 kann ϕ_{1LOS} berechnet werden. Die Rauschkomponente ν_{LOS} in Gleichung 3.7 ist normal verteilt mit dem Mittelwert $\mu = 0.0142$ und der Standardabweichung $\sigma = 0.294$. Für ν_{NLOS} gilt $\mu = 0.0594$ und $\sigma = 0.4277$.

Die Standardabweichung $\sigma(d)$ der Rauschquelle n_i des AR-Modells ist logarithmisch normal verteilt und hat folgende Parameter:

$$\begin{aligned}
E \{ \log_{10} |\sigma(d)| \}_{LOS} &= -10.8 \cdot \log_{10}(d) - 77.2 \\
STD \{ \log_{10} |\sigma(d)| \}_{LOS} &= 3.7 \\
E \{ \log_{10} |\sigma(d)| \}_{NLOS} &= -20.1 \cdot \log_{10}(d) - 78.5 \\
STD \{ \log_{10} |\sigma(d)| \}_{NLOS} &= 4.5 .
\end{aligned}$$

Somit sind alle Parameter des autoregressiven Kanalmodells vollständig beschrieben.

3.2.2 Die Pole des AR Modells

Ein AR Prozess kann durch die Pole seiner Übertragungsfunktion beschrieben werden.

$$1 - \sum_{i=2}^3 a_i z^{-i} = \prod_{i=1}^2 (1 - p_i z^{-i}) . \quad (3.8)$$

Bei der Auswertung wurde festgestellt, dass eine Polstelle sehr nah am Einheitskreis liegt. Ein Pol in der Nähe des Einheitskreises repräsentiert die Leistung zum Verzögerungszeitpunkt der vom Winkel des Pols angegeben wird. Die Ankunftszeiten der signifikanten Pfade liegen im Bereich zwischen 3 und 74ns. Die Verzögerungszeit errechnet sich mit

$$\tau = \frac{-\arg(p_i)}{2\pi f_s} , \quad (3.9)$$

Parameter des AR-Modells	
Varianz des Rauschens n_i	$\sigma \in \mathbb{R}$
Modellkoeffizient	$a_2 \in \mathbb{C}$
	$a_3 \in \mathbb{C}$
Initialisierungsparameter	$w_0 \in \mathbb{C}$
	$w_1 \in \mathbb{C}$

Tabelle 3.2: Parameter des Kanalmodells nach [TJG⁺02]

wobei f_s der Samplingfrequenz entspricht. Experimente mit AR Prozessen höherer Ordnung (z. B. Grad 5) ergaben zwei signifikante Pole in diesem Bereich. Hieraus lässt sich schließen, dass ein AR Prozess zweiter Ordnung einem *indoor* UWB Kanal mit zwei Mehrwegeclustern sehr gut beschreibt. Die Tabelle 3.2 fasst noch einmal alle Modellparameter zusammen.

4 Messung

In Kapitel 2 wurden die theoretischen Grundlagen zu Übertragungskanälen erarbeitet und Kapitel 3 zeigt anhand von zwei bestehenden Kanalmodellen, wie diese charakterisiert werden. Grundlage ist jeweils die Kanalimpulsantwort $h(\tau', t)$ oder die Übertragungsfunktion $H(\omega', t)$. Bei Kenntnis einer dieser beiden Funktionen ergibt sich mit Hilfe der Fouriertransformation, bzw. der inversen Fouriertransformation, die jeweils andere. Ziel der Messungen ist die Ermittlung einer dieser beiden Funktionen. Für den UWB Kanal ist durch die Regulierung (siehe Kapitel 3) ein Frequenzbereich zwischen 3 GHz und 10 GHz von Bedeutung.

4.1 Der Messaufbau

Abbildung 4.1 zeigt das Blockschaltbild des verwendeten Messsystems.

Gemessen wurde die Übertragungsfunktion des Kanals, wobei die UWB Antennen (Abbildung 4.2) ein Teil des Übertragungskanals sind. Um die Übertragungsfunktion des *indoor* Kanals zu erhalten, wird ein dem Empfänger bekanntes Messsignal gesendet und am Empfänger gespeichert. Da Sende- und Empfangssignal bekannt sind, kann durch Division des Empfangssignals $Y(\omega)$ durch das Sendesignal $X(\omega)$ die Übertragungsfunktion $H(\omega)$ berechnet werden.

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} \quad (4.1)$$

Das eingesetzte Messverfahren zur Bestimmung der Übertragungsfunktion des Kanals ist das *Wobbelverfahren*, welches im Kapitel 4.1.1 beschrieben wird.

Zum Einsatz kam der Netzwerkanalysator Wiltron 360B mit dem Active Device Test Set 3623A, angeschlossen an den Synthetic Sweep Generator 68169B. Gesteuert wird die Messanordnung von einem PC. Auf der Sendeseite wurde das Messsignal mit ei-

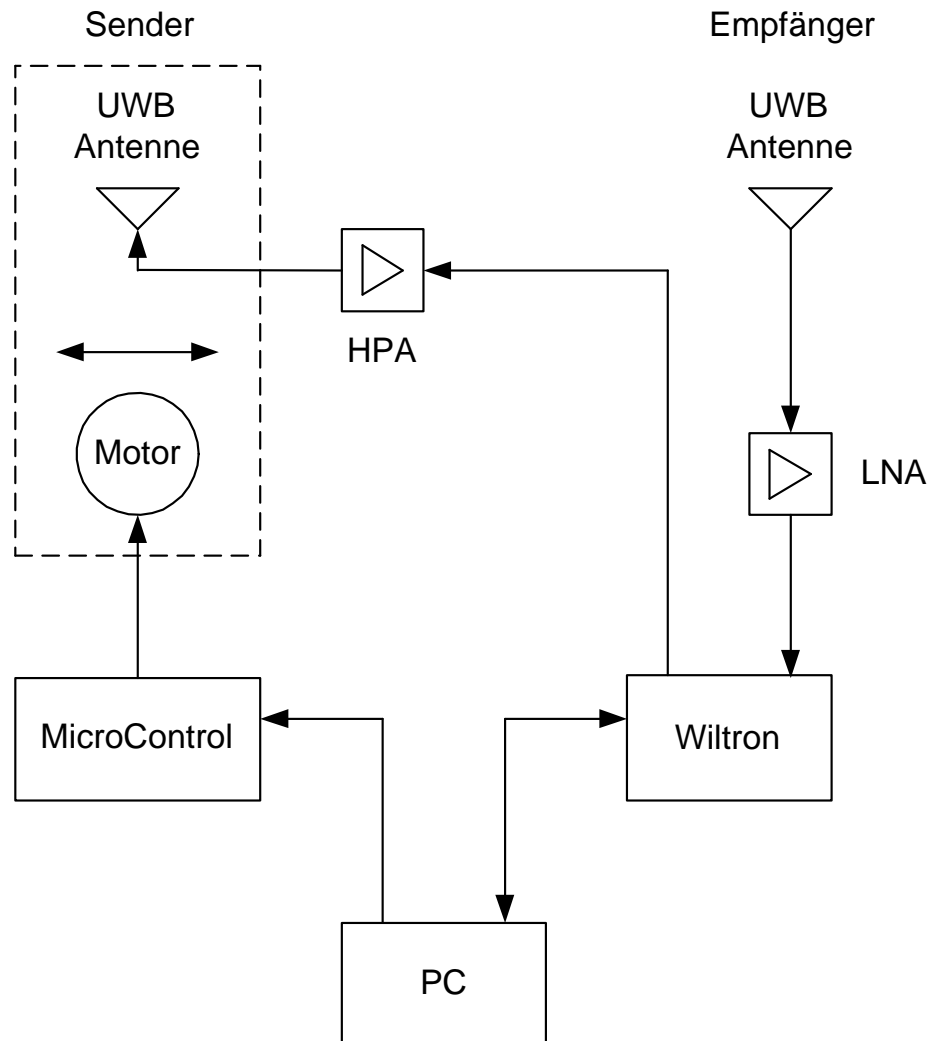


Abbildung 4.1: Blockschaltbild des Messsystems



Abbildung 4.2: UWB Antenne

nem HPA (**H**igh **P**ower **A**mplifier) verstärkt. Das empfangene Signal wird von einem LNA (**L**ow **N**oise **A**mplifier) verstärkt und dem Netzwerkanalysator zugeführt.

Um die Auswirkungen der *small scale* Effekte zu messen, wurde die Sendeantenne auf einem X-Y Tisch montiert. Es wurden Übertragungsfunktionen in einem Abstand von 10mm aufgenommen. Je nach Räumlichkeit wurden LOS (**L**ine **o**f **S**ight) und NLOS (**N**on **L**ine **o**f **S**ight) Messungen kombiniert, indem ein Teil der Sichtverbindung durch ein Blech abgeschattet wurde.

Da ein sehr großer Frequenzbereich ausgemessen werden musste, waren wir gezwungen den gesamten Messbereich in mehrere kleinere Bereiche aufzuteilen, um die gewünschte Frequenzauflösung zu erhalten. Das Wiltron 360B kann 501 Punkte pro gemessener Übertragungsfunktion speichern. So entschlossen wir uns den Messbereich in drei bzw. vier Teile mit jeweils 2 GHz Bandbreite aufzuteilen. Hieraus resultiert eine Auflösung von ca. 4 MHz (ca. $250 \frac{\text{Samples}}{\text{GHz}}$) im Frequenzbereich und eine Auflösung von ca. 62,5 ps (ca. $16 \frac{\text{Samples}}{\text{ns}}$) im Zeitbereich. Das ergibt insgesamt einen Messbereich von 6 GHz bzw. 8 GHz, gestartet wurde bei 2 GHz. Begrenzt wurden die Messungen bis 8 GHz von dem verwendeten LNA und HPA, dessen Frequenzgänge nur bis 8 GHz relativ linear verlaufen und danach stark abfallen. Spätere Messungen wurden mit einem anderen HPA mit größerer Bandbreite durchgeführt, sodass Messungen bis 10 GHz möglich waren. So war es möglich den von der FCC freigegebenen Frequenzbereich zwischen 3,1 GHz und 10,6 GHz (siehe Abbildung

3.1) auszumessen. Im Kapitel 4.1.2, 4.1.3 und 4.1.4 werde ich für jede ausgemessene Räumlichkeit den Messaufbau beschreiben.

4.1.1 Das Wobbelverfahren zur Messung der Übertragungsfunktion

Das Ziel des Wobbelverfahrens ist die Ermittlung der Übertragungsfunktion. Dazu wird als Sendesignal $x(t)$ eine harmonische Schwingung verwendet, deren Momentanfrequenz in kleinen Schritten periodisch über das zu untersuchende Frequenzband verschoben wird. Durch dieses Vorgehen können Messungen mit großen Messbandbreiten durchgeführt werden. Der Empfänger misst synchron zur Frequenzverschiebung des Sendesignals das komplexe Ausgangssignal des Kanals. Wegen des schmalbandigen Sendesignals wird eine hohe Messdynamik erreicht. Aus dem gleichen Grund wird das Sendesignal kaum verzerrt. Bei verschiedenen Frequenzmesspunkten erfährt es lediglich unterschiedlich starke Dämpfung, welche durch eine Kalibrierung ausgeglichen werden kann.

Bei jedem Frequenzmesspunkt muss eine kleine Einschwingzeit des Systems abgewartet werden, bis die Übertragungsfunktion aufgenommen werden kann. Die minimale Messdauer wird hier durch den Einschwingvorgang begrenzt. Hierdurch kann die Dauer einer Messung mehrere Sekunden betragen. In meinem Fall betrug die Aufnahme von 501 Frequenzmesspunkten in einem Messbereich von 2 GHz 25 Sekunden, d.h., dass die Aufnahme einer Übertragungsfunktion mit 6 GHz Bandbreite ca. 80 Sekunden und die Aufnahme einer Übertragungsfunktion mit 8 GHz Bandbreite ca. 108 Sekunden dauert. Deshalb eignet sich das Wobbelverfahren lediglich für Messungen von statischen Funkkanälen.

4.1.2 Hochfrequenzmesslabor Raum III 2-4

Die ersten Messungen wurden im Hochfrequenzmesslabor (siehe Abbildung A.1) durchgeführt. Diese Messungen sollten vor allem auch dazu dienen, mit den Messgeräten vertraut zu werden und Probemessungen durchzuführen. Da die Probemessungen positiv verliefen, wurde hier die erste Messreihe aufgenommen.

Gemessen wurden 1312 Übertragungsfunktionen im Frequenzbereich zwischen 2 GHz und 8 GHz. Dabei wurde die Position der Sendeantenne in einem Raster von $x = 0.81$ cm und $y = 0.15$ cm in 1 cm Schritten variiert um die Auswirkungen der *small scale* Effekte zu erfassen. Die kleinste gemessene Frequenz von 2 GHz hat

eine Wellenlänge von $\lambda \approx 15$ cm. Die Rasterung ist so gewählt, dass diese kleinste Wellenlänge einmal in das Raster in y Richtung hineinpasst. Die Anzahl der gemessenen Übertragungsfunktionen und die Wahl der Rasterung ist ein Kompromiss zwischen Rasterauflösung, Rasterausdehnung und der Messdauer. Eine Hälfte der Übertragungsfunktionen wurde als LOS, die andere Hälfte als NLOS Kanal gemessen, indem ab einer x -Position von $x = 40$ cm die direkte Sichtverbindung durch ein 1 m breites und 2 m hohes Blech abgeschattet wurde. Das Sendesignal wurde mit einem HPA, dessen Gewinn ca. 30 dB beträgt, verstärkt und auf die Sendeantenne gegeben. Auf den Einsatz eines LNA's wurde auf der Empfängerseite verzichtet. Die Messapparatur wurde kalibriert, indem ein 5 m langes Koaxialkabel und zwei 20 dB Dämpfungsglieder zwischen Ausgang des Sendeverstärkers (HPA) und dem Active Device Test Set geschaltet wurde. Somit sind die UWB Antennen Teil des gemessenen Übertragungskanal. Abbildung 4.3 zeigt den Betrag und die Phase einer gemessenen Übertragungsfunktion.

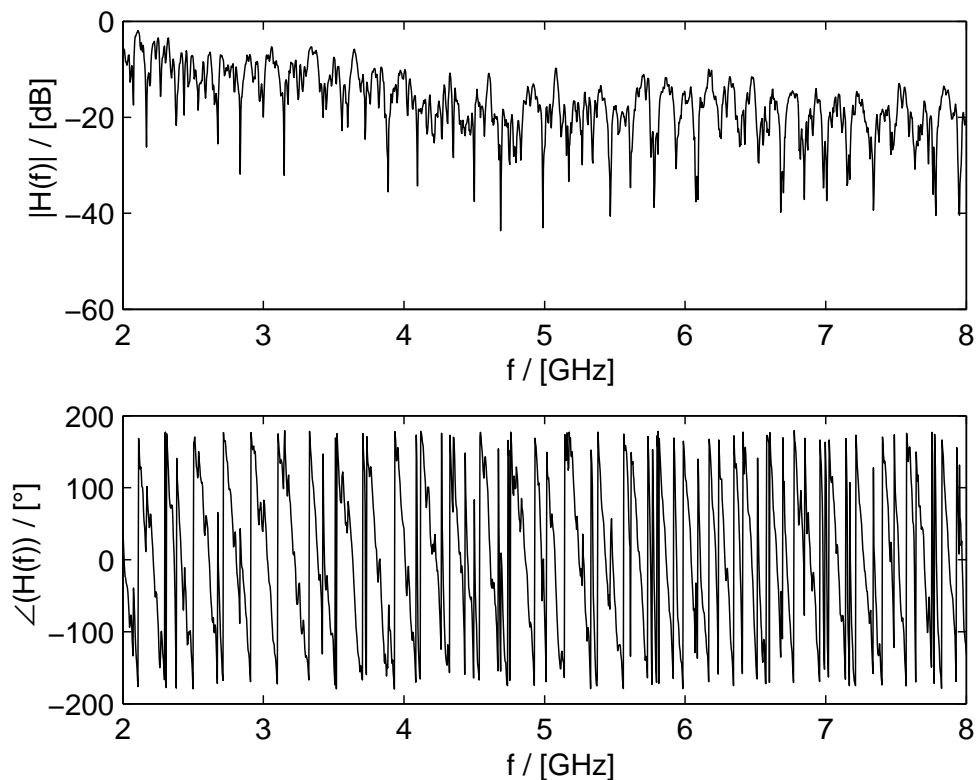


Abbildung 4.3: Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum III 2-4 mit 6 GHz Bandbreite

4.1.3 Computerlabor Raum IV 1

Als weiterer Messort wurde ein großer Raum gewählt, um auch Reflexionen mit möglichst langen Laufzeiten zu erhalten. Abbildung A.2 zeigt den Grundriss des Raumes und die Anordnung der Messobjekte. In diesem Raum wurden 1200 Übertragungsfunktionen mit 6 GHz Bandbreite beginnend bei 2 GHz gemessen. Die Sendeantenne wurde in einem Raster von $x = 0..75$ cm und $y = 0..15$ cm in 1 cm Schritten positioniert. Wieder wurde ein Teil des direkten Pfades durch ein 1 m breites Blech abgeschirmt. Auf der Sendeseite wurde ein HPA mit einem Gewinn von ca. 30 dB eingesetzt. Das empfangene Signal wurde zusätzlich mit einem LNA dessen Gewinn ca. 30 dB beträgt, verstärkt und dem Netzwerkanalysator zugeführt. Die Messapparatur wurde kalibriert, indem ein 5 m langes Koaxialkabel und ein Dämpfungsglied mit 60 dB zwischen Ausgang des Sendeverstärkers (HPA) und Eingang des Empfangsverstärkers (LNA) geschaltet wurde. Die Sende- und Empfangsantenne sind somit Teil des Übertragungskanal.

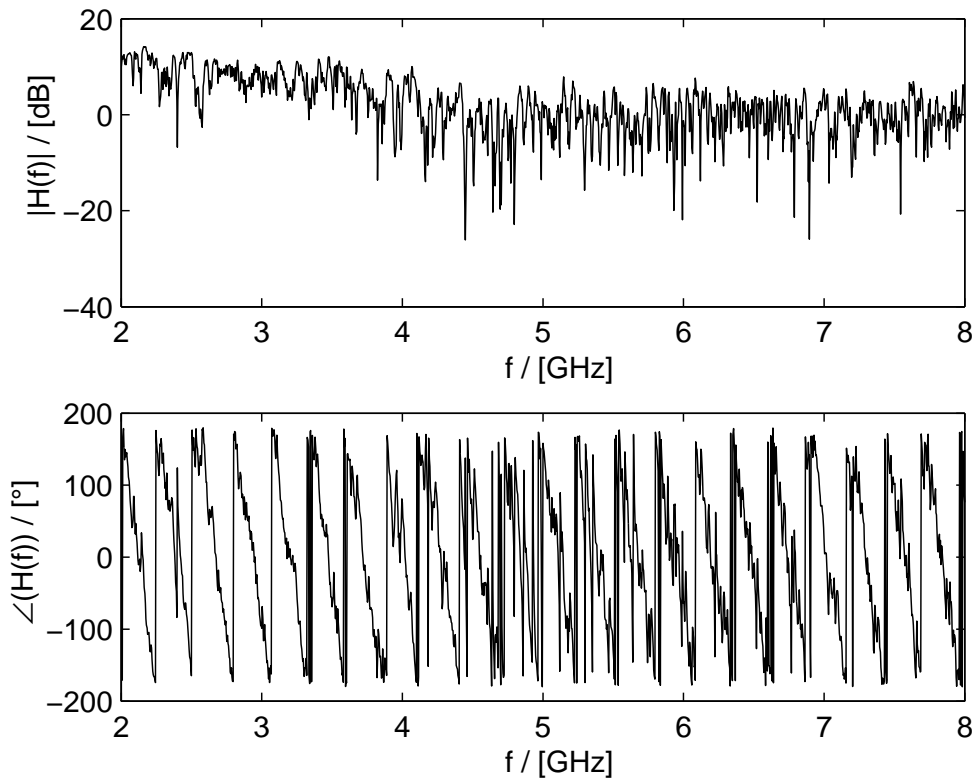


Abbildung 4.4: Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum IV 1 mit 6 GHz Bandbreite

Abbildung 4.4 zeigt den Betrag und die Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion mit 6 GHz Bandbreite. Zusätzlich wurde noch eine Messung mit einer Bandbreite von 8 GHz beginnend bei 2 GHz durchgeführt. Hierzu wurde ein HPA mit einem Gewinn von ca. 38 dB eingesetzt. Auf den Einsatz eines LNA's auf der Empfangsseite musste verzichtet werden, da keiner mit ausreichender Bandbreite zur Verfügung stand. Die 75 aufgenommenen Übertragungsfunktionen wurden bei der Position der Sendeantenne von $x = 0.75$ cm und $y = 0$ cm gemessen. Abbildung 4.5 zeigt den Betrag und die Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion mit 8 GHz Bandbreite.

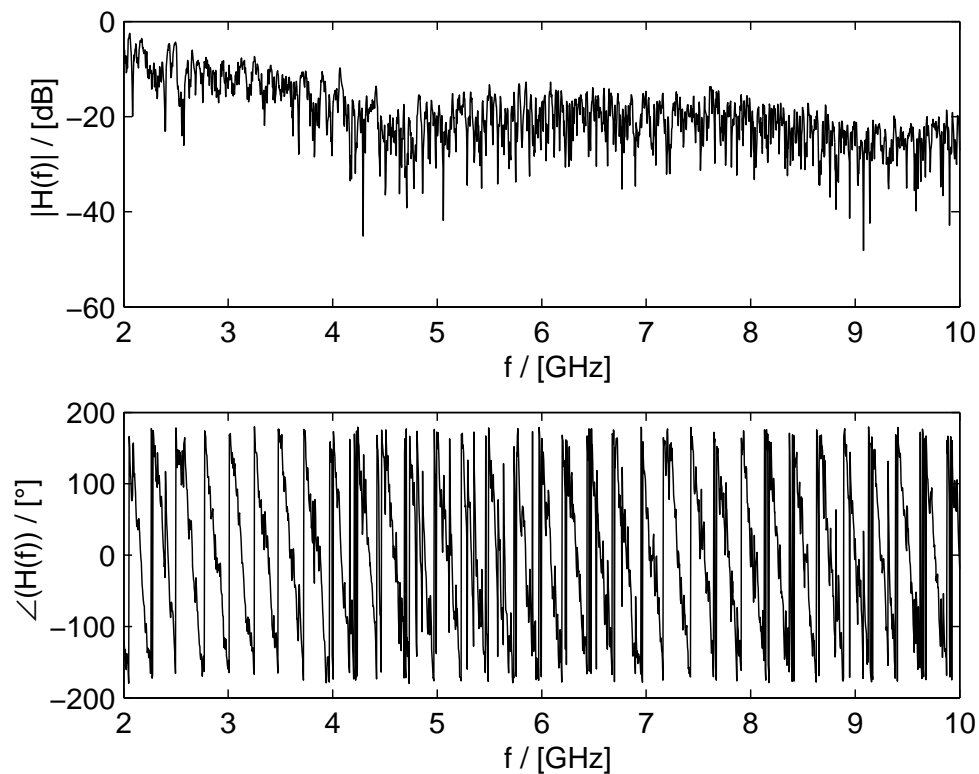


Abbildung 4.5: Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum IV 1 mit 8 GHz Bandbreite

4.1.4 NLOS Messung durch eine Ziegelwand

Außerdem wurden NLOS Messungen durch eine massive Ziegelwand durchgeführt. Abbildung A.3 zeigt die Anordnung der Sende- und Empfangsantenne. Hier wurden 304 Übertragungsfunktionen mit einer Bandbreite von 8 GHz beginnend bei

2 GHz aufgenommen. Die Position der Sendeantenne wurde in einem Raster von $x = 0..18$ cm und $y = 0..15$ cm in 1 cm Schritten variiert. Da hier nicht LOS und NLOS gleichzeitig gemessen werden sollte, wurde eine geringere Ausdehnung in x Richtung gemessen. Als Sendeverstärker kam ein HPA mit hoher Bandbreite und einem Gewinn von ca. 38 dB zum Einsatz. Abbildung 4.6 zeigt eine der 304 gemessenen NLOS Übertragungsfunktionen mit einer Bandbreite von 8 GHz.

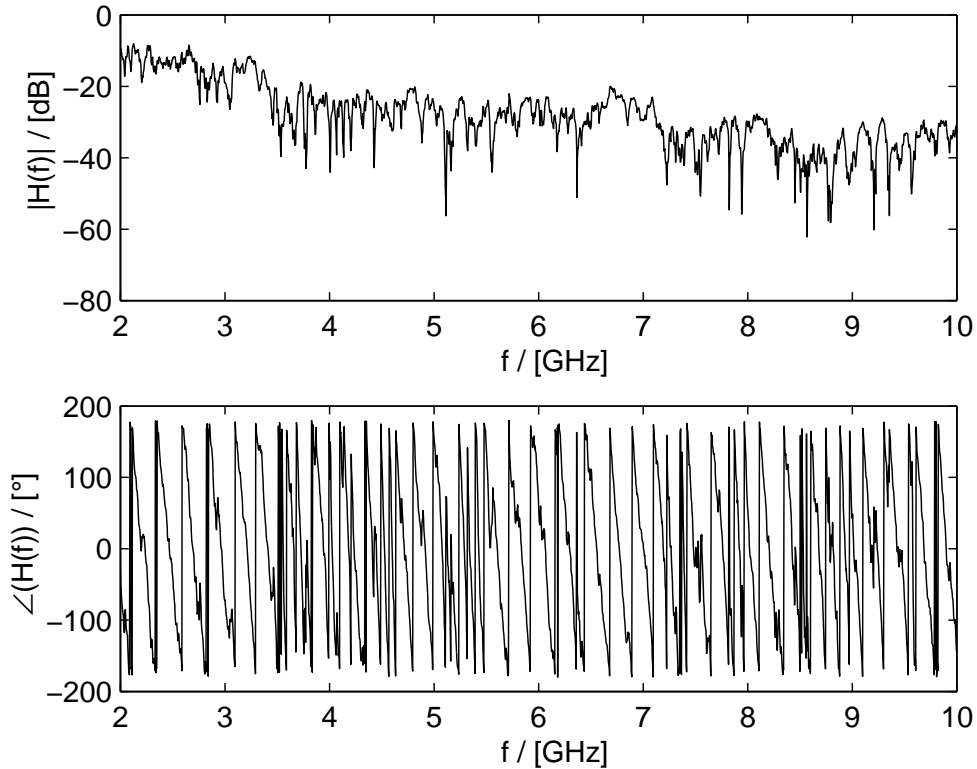


Abbildung 4.6: Betrag und Phase einer gemessenen NLOS Übertragungsfunktion durch eine Ziegelwand mit 8 GHz Bandbreite

4.1.5 LOS Testmessung im reflexionsarmen Raum

Zur Überprüfung der Messergebnisse und zur Verfeinerung des Kanalmodells wurden zusätzlich Messungen in der Vollabsorberkammer der TU-Dresden durchgeführt. Hierzu wurden zwei Messungen ausgewertet. Zum einen wurde eine LOS Kanalmessung mit dem HPA, der einen linearen Frequenzgang bis 8 GHz aufweist, durchgeführt und zum anderen eine LOS Kanalmessung mit dem HPA, der einen linearen

Frequenzgang >10 GHz aufweist. Die restliche Messapparatur ist genau wie bei den anderen Messungen. Abbildung 4.7 zeigt die Impulsantwort der Messung mit 6 GHz Bandbreite und Abbildung 4.8 zeigt die Impulsantwort der Messung mit 8 GHz Bandbreite. Deutlich zu erkennen ist der Cluster des LOS Pfads von ca. 1 ns Dauer. Die Form und die Dauer dieses LOS Pfades wird in das Kanalmodell (Kapitel 5.4) einfließen.

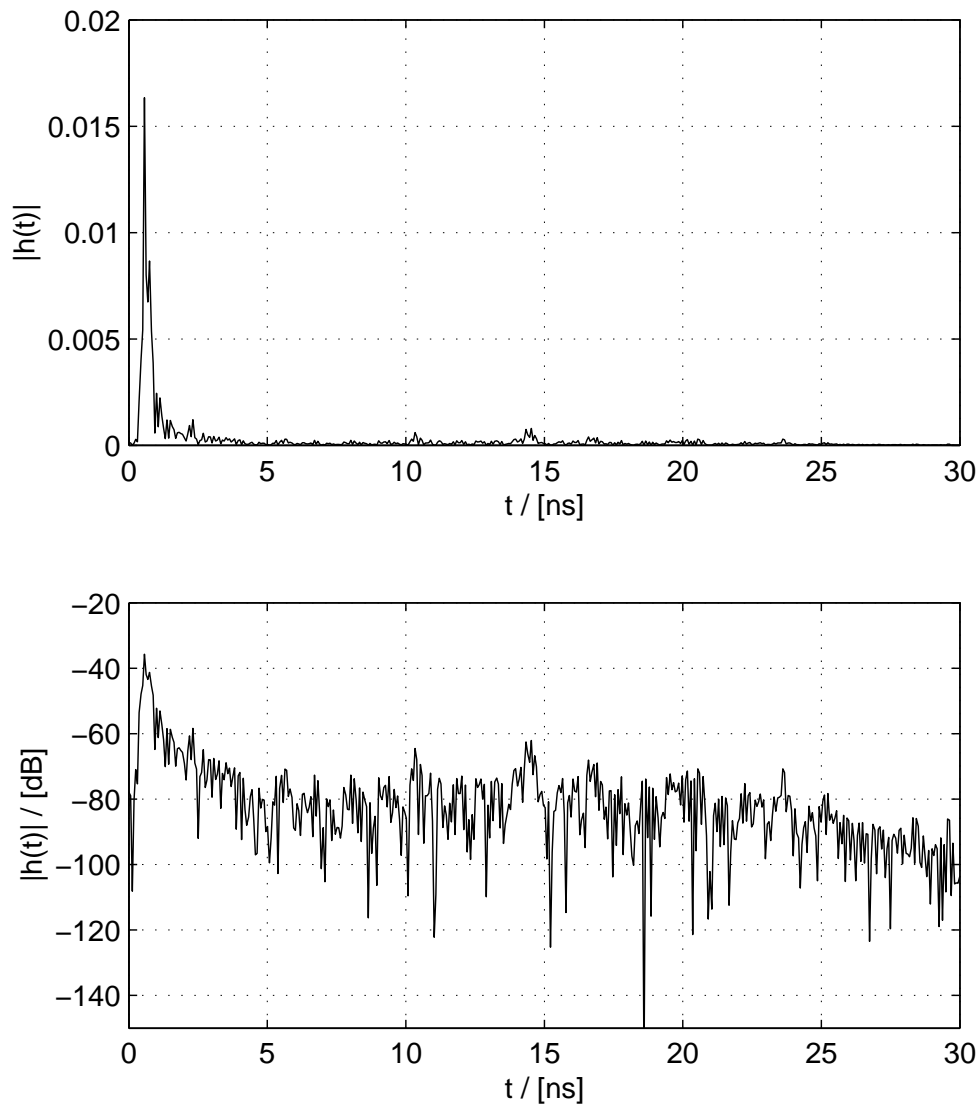


Abbildung 4.7: LOS Impulsantwort im reflexionsarmen Raum (6 GHz Messung)

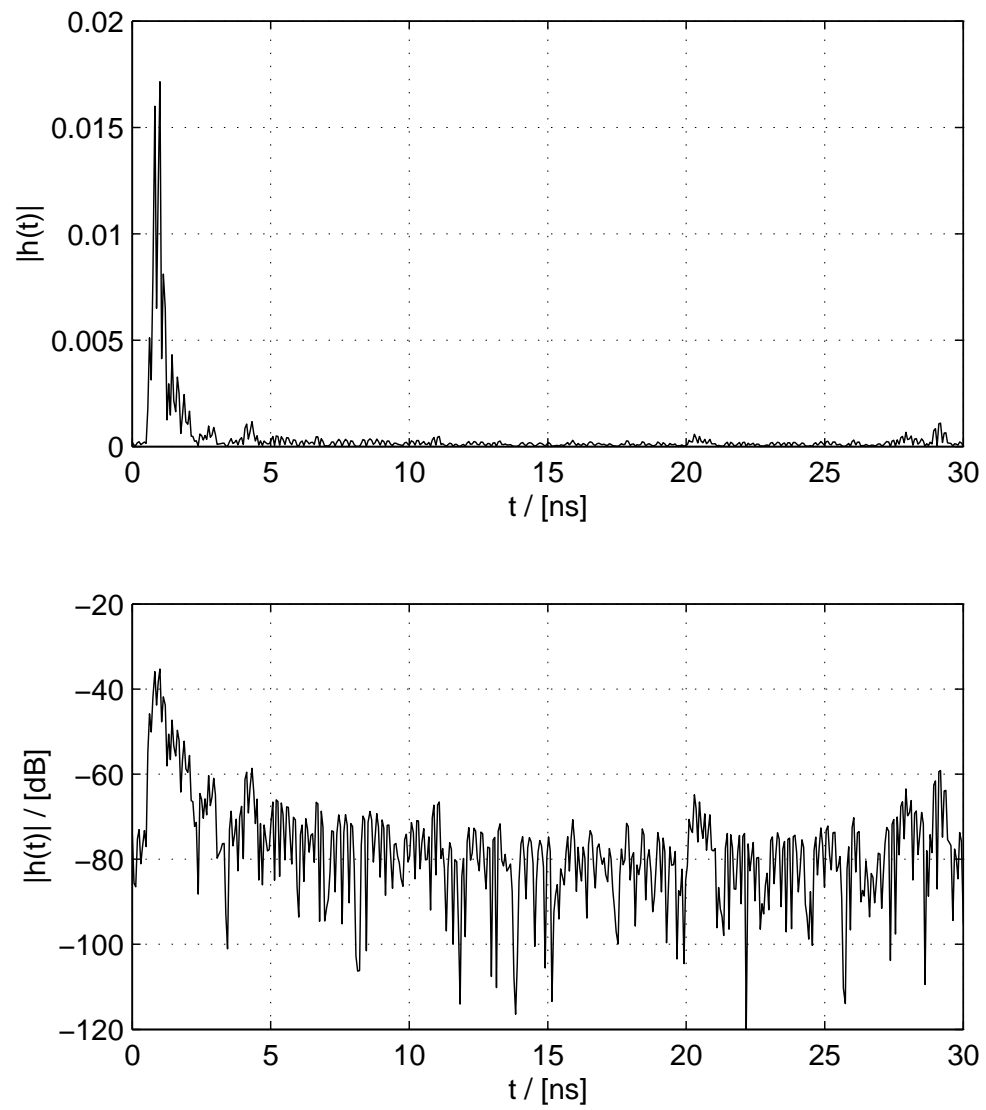


Abbildung 4.8: LOS Impulsantwort im reflexionsarmen Raum (8 GHz Messung)

5 Auswertung der Messreihen

Ziel der Auswertung der Messreihen ist die Ableitung eines eigenständigen Kanalmodells für den UWB Funkübertragungskanal. Dies soll im die Impulsantwort des Kanals im Zeitbereich beschreiben. Hierzu ist es erforderlich aus der gemessenen Übertragungsfunktion $H_{mess}(j\omega)$ die Impulsantwort $h(t)$ zu berechnen und die Impulsantworten statistisch auszuwerten. Die durchgeführten Kanalmessungen sollen die Grundlage für ein eigenes einfaches stochastisches Kanalmodell sein. Zur Analyse und Berechnung der folgenden Funktionen und Parameter sind zahlreiche MATLAB[®] (Version 6 Release 12) Programme entstanden.

5.1 Berechnung der Impulsantwort

Schmalbandige Übertragungssysteme werden immer im äquivalenten Basisband betrachtet. Dies ist sinnvoll, da die Träger- oder Mittenfrequenz wesentlich größer als die Bandbreite und die relative Bandbreite (Gleichung 3.1) sehr klein ist ($\ll 25\%$). Somit spart man bei der Betrachtung einen sehr großen und uninteressanten Frequenzbereich ein, muss aber mit komplexwertigen Funktionen im Zeitbereich rechnen. Diese Vorgehensweise ist für UWB Systeme nicht mehr sinnvoll, da die relative Bandbreite wesentlich größer als 25% sein kann. Um nun eine reelle Impulsantwort im Zeitbereich berechnen zu können, muss das gemessene Spektrum erweitert werden.

Damit die inverse Fouriertransformation der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ ein reelles Ergebnis liefert, muss folgendes bezüglich Real- und Imaginärteil gelten [Kam92]:

$$\begin{aligned}
\Re \{H(j\omega)\} &= \Re \{H(-j\omega)\} \\
\Im \{H(j\omega)\} &= -\Im \{H(-j\omega)\} \\
\Leftrightarrow H(j\omega) &= H^*(-j\omega) ,
\end{aligned} \tag{5.1}$$

bezüglich Betrag und Phase muss gelten:

$$\begin{aligned}
|H(j\omega)| &= |H(-j\omega)| \\
\arg \{H(j\omega)\} &= -\arg \{H(-j\omega)\} .
\end{aligned} \tag{5.2}$$

Also muss die gemessene Übertragungsfunktion H_{mess} hermitisch (konjugiert komplex) erweitert werden.

$$H(j\omega) = H_{mess}(j\omega) + H_{mess}^*(-j\omega) \tag{5.3}$$

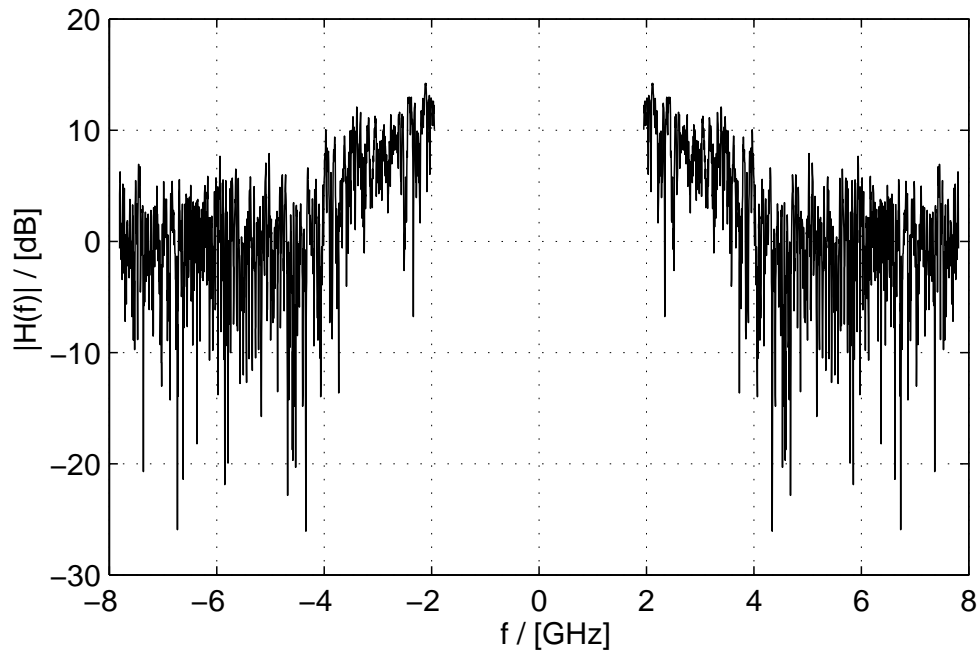
Abbildung 5.1 zeigt die hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion. Das Ergebnis der inversen Fouriertransformation der Übertragungsfunktion $H(j\omega)$, also die Impulsantwort $h(t)$, ist reell.

$$h(t) = \mathcal{F}^{-1} \{H(j\omega)\} \tag{5.4}$$

Da das Spektrum der Übertragungsfunktion H_{mess} aus messtechnischen Gründen nur in einem Bereich von 2 GHz bis 8 GHz, bzw. 10 GHz gemessen wurde, wirkt dieser begrenzte Messbereich wie eine Rechteckfensterung im Frequenzbereich [KK96]. Dies führt im Zeitbereich zu einer Faltung der Impulsantwort $h(t)$ mit der si-Funktion, die wie folgt definiert ist:

$$\text{si}(\xi) := \begin{cases} 1 & \text{für } \xi = 0 \\ \frac{\sin \xi}{\xi} & \text{für } \xi \neq 0 \end{cases} . \tag{5.5}$$

Dies macht sich als Vor- und Nachschwinger von Impulsen im Zeitbereich bemerkbar. Um diesen Effekt abzuschwächen wurde das Spektrum H_{mess} zusätzlich mit einem Hanning Fenster gewichtet. Abbildung 5.2 zeigt eine nicht gefensterte hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(j\omega)$ und die daraus berechnete Kanalimpulsantwort $h(t)$. Abbildung 5.3 demonstriert die Wirkung des Hanning Fensters. Somit

Abbildung 5.1: hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(j\omega)$

stehen jetzt die Impulsantworten $h(t)$ zur Auswertung des Übertragungskanal im Zeitbereich zur Verfügung.

Die MATLAB[®]-Funktionen `impres8ghz.m` bzw. `impres10ghz.m` erweitern die Übertragungsfunktion hermitisch und berechnen mit Hilfe des iFFT Algorithmus die Impulsantworten. Je 2 GHz Bandbreite sind 501 Sample aufgenommen worden. Dies entspricht einer Frequenzauflösung von 4 MHz. Zusammengesetzt ergibt dies für die hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion von -8 GHz bis 8 GHz 4001 Sample. Um den iFFT Algorithmus anwenden zu können, wird diese auf 4096 Sample erweitert. Dies ergibt eine zeitliche Auflösung von 62,5 ps und eine nutzbare Impulsantwortlänge von ca. 125 ns. Die hermitische Übertragungsfunktion von -10 GHz bis 10 GHz ist 5001 Sample lang. Diese muss auf 8192 Sample erweitert werden um wiederum den iFFT Algorithmus anwenden zu können. Daraus ergibt sich eine nutzbare Impulsantwortlänge von ca. 250 ns.

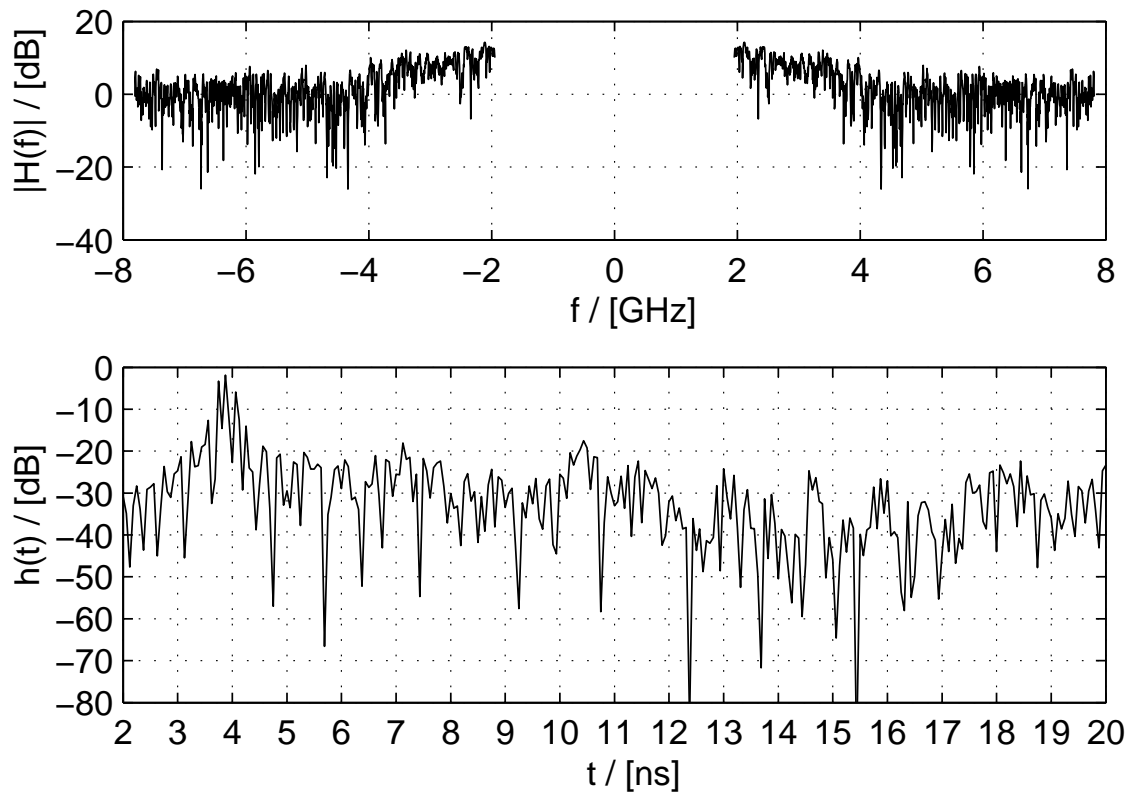


Abbildung 5.2: hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(f)$ ohne Hanningfensterung und dazugehörige Impulsantwort $h(t)$

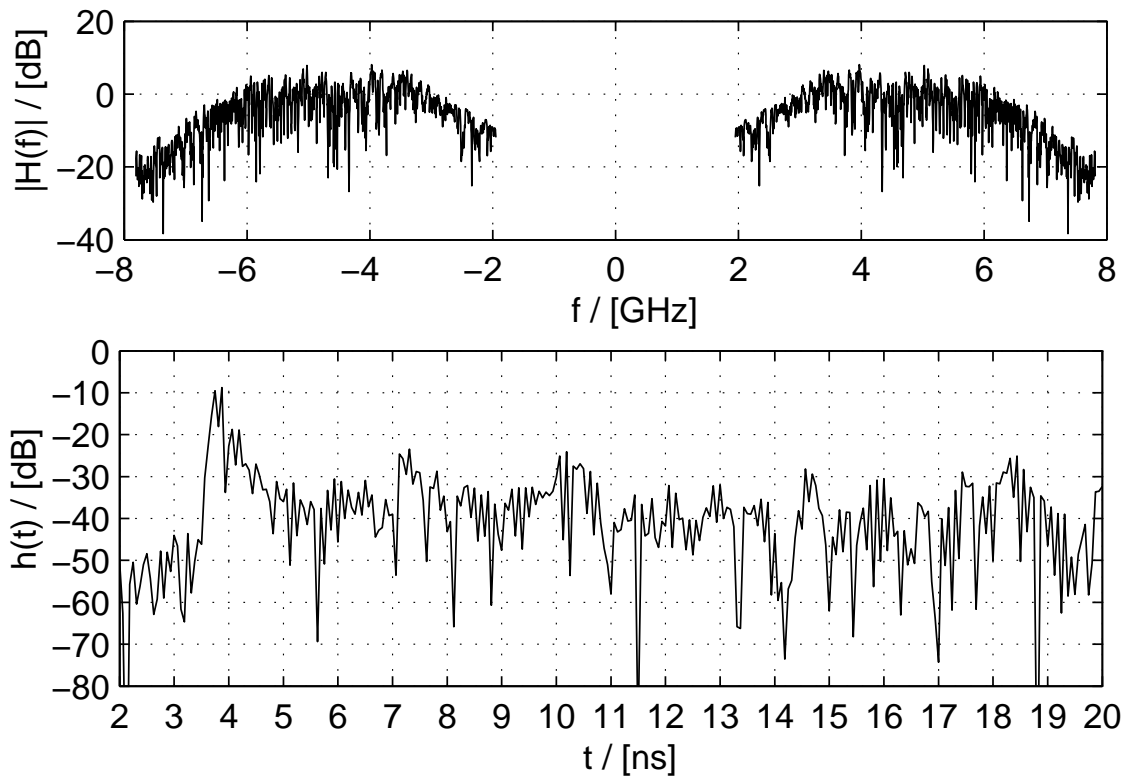


Abbildung 5.3: hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(f)$ mit Hanningfensterung und dazugehörige Impulsantwort $h(t)$

5.2 Mögliche Verteilungen der Impulsleistung

Als erstes sollen die Leistungen der Impulsantworten $h(t)$ untersucht werden. Hierzu werden die Impulsantworten $h(t)$ einer Messkampagne quadriert und zeitrichtig übereinander gelegt (d.h. die Laufzeitunterschiede durch verschiedene Abstände von Sender und Empfänger die durch die im Raster positionierte Senderantenne entstanden sind, werden ausgeglichen). Dann wird die Verteilung der Leistung (quadrierte Impulsantwort) für jedes Zeitsample ermittelt. Um das Rauschen zu unterdrücken aber eine möglichst gute Auflösung der Zeit zu erreichen, wurde jeweils der arithmetische Mittelwert von 8 Samples (entspricht 0,5 ns) gebildet. In den folgenden Abschnitten werden die theoretischen Verteilungen beschrieben, auf die geprüft werden soll. Mit Hilfe des KOLMOGOROFF-SMIRNOW Tests (Kapitel 5.3) wurde die gemessene Verteilung mit den theoretischen Verteilungen verglichen. Die Verteilung mit der größten Übereinstimmung wird für das Kanalmodell ausgewählt.

5.2.1 Die Normalverteilung

Die GAUSS-Verteilung oder Normalverteilung wurde von GAUSS im Zusammenhang mit der Theorie der Messfehler eingeführt. Sie ist die wichtigste Verteilung, da viele Zufallsvariablen aus Experimenten oder Beobachtungen, die in der Praxis auftreten, normalverteilt sind. Eine Zufallsgröße X mit der Verteilungsfunktion

$$P(X < \xi) = F_X(\xi) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (5.6)$$

heißt *normalverteilt* mit dem Mittelwert μ und der Standardabweichung σ [BSMM97]. Die Dichtefunktion der Normalverteilung lautet:

$$f_X(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} . \quad (5.7)$$

Sie nimmt für $x = \mu$ ihr Maximum an und hat bei $x = \mu \pm \sigma$ ihre Wendestellen. Abbildung 5.4 zeigt die Dichtefunktion einer Normalverteilung.

Der Mittelwert einer Stichprobe x_1, \dots, x_n ist definiert als das arithmetische Mittel der Stichprobenwerte und wird mit \bar{x} bezeichnet:

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x_j . \quad (5.8)$$

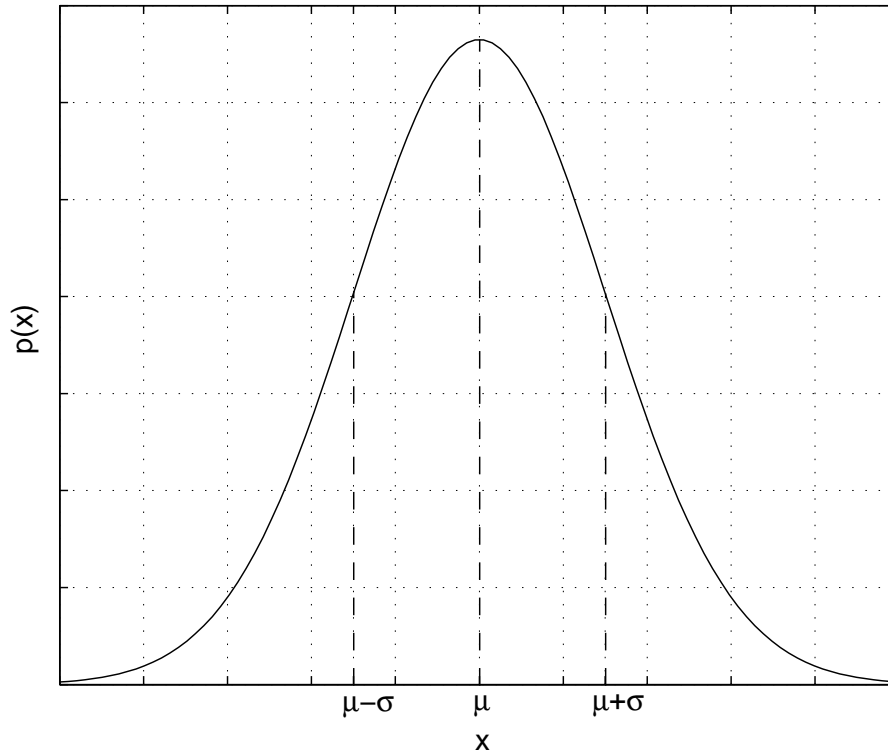


Abbildung 5.4: Dichtefunktion der Normalverteilung

Die Varianz s^2 einer Stichprobe wird wie folgt definiert:

$$s^2 = \frac{1}{n-1} \sum_{j=1}^n (x_j - \bar{x})^2, \quad n > 1. \quad (5.9)$$

5.2.2 Die Lognormalverteilung

Eine Zufallsgröße X , die alle positiven Werte annehmen kann, besitzt eine *logarithmische Normalverteilung* (auch *Lognormalverteilung* genannt) mit den Parametern μ_L und σ_L^2 , wenn die Zufallsgröße $Y = \ln X$ normalverteilt ist [BSMM97]. Die Verteilungsfunktion lautet:

$$P(X < \xi) = F_X(\xi) = \begin{cases} 0 & \text{für } \xi \leq 0 \\ \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\ln \xi} e^{-\frac{(\ln x - \mu_L)^2}{2\sigma_L^2}} dx & \text{für } \xi > 0 \end{cases}. \quad (5.10)$$

Die Dichtefunktion lautet:

$$f_X(x) = \begin{cases} 0 & \text{für } x \leq 0 \\ \frac{1}{\sigma_L \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu_L)^2}{2\sigma_L^2}} & \text{für } x > 0 \end{cases} . \quad (5.11)$$

Der Mittelwert und die Standardabweichung der Lognormalverteilung lassen sich wie folgt berechnen:

$$\mu = e^{\mu_L + \frac{\sigma_L^2}{2}} \quad (5.12)$$

$$\sigma^2 = e^{(\sigma_L^2 - 1)} e^{(2\mu_L + \sigma_L^2)} . \quad (5.13)$$

Zur Schätzung der Varianz und des Mittelwertes werden die gleichen Schätzfunktionen (5.8) und (5.9) der Normalverteilung eingesetzt. Mit Hilfe der Gleichungen (5.12) und (5.13) werden diese Werte für die Lognormalverteilung transformiert. Abbildung 5.5 zeigt verschiedene Dichtefunktionen der Lognormalverteilung.

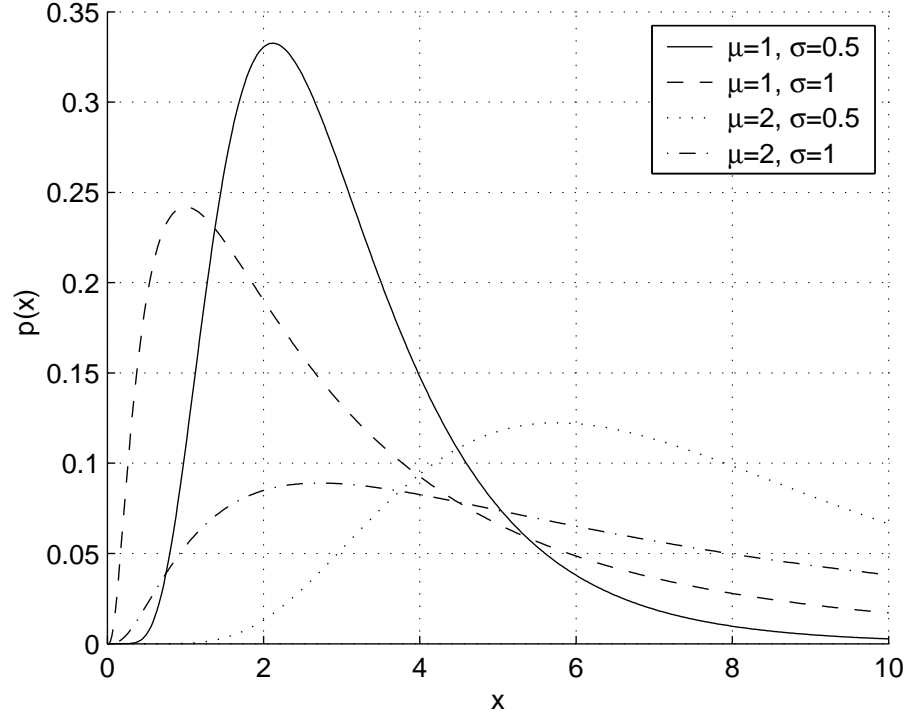


Abbildung 5.5: Dichtefunktionen der Lognormalverteilung

5.2.3 Die Rayleigh-Verteilung

Die Rayleigh-Verteilung wird häufig für die statistische Modellierung von Funkübertragungssystemen benutzt [Pro95]. Sie ist ein Spezialfall der Weibullverteilung mit den Parametern $A = \frac{1}{2b^2}$ und $B = 2$, auf die hier aber nicht weiter eingegangen werden soll. Eine Zufallsgröße X mit der Verteilungsfunktion

$$\begin{aligned} P(X < \xi) = F_X(\xi) &= \int_{-\infty}^{\xi} \frac{x}{b^2} e^{\frac{-x^2}{2b^2}} d\xi \\ &= 1 - e^{\frac{-\xi^2}{2b^2}} \text{ für } \xi \geq 0 \end{aligned} \quad (5.14)$$

heißt Rayleigh verteilt. Die dazugehörige Dichtefunktion lautet:

$$f_X(x) = \frac{x}{b^2} e^{\frac{-x^2}{2b^2}} . \quad (5.15)$$

Der *Maximum Likelihood* Schätzer \bar{b} für den Parameter b der Rayleighverteilung für eine Stichprobe x_1, \dots, x_n kann wie folgt angegeben werden:

$$\bar{b} = \sqrt{\frac{1}{2n} \sum_{i=1}^n x_i^2} . \quad (5.16)$$

Die Abbildung 5.6 zeigt die Dichtefunktion verschiedener Rayleigh-Verteilungen.

5.2.4 Die Gamma-Verteilung

Die Gamma-Verteilung ist eine Kurvenschar, die auf den beiden Parametern a und b basiert. Die χ^2 -Verteilung und die Exponentialverteilung sind jeweils eine Teilmenge der Gamma-Verteilung, wobei jeweils ein Parameter konstant gehalten wird. Die Verteilungsfunktion der Gamma-Verteilung lautet:

$$P(X < \xi) = F_X(\xi) = \begin{cases} 0 & \text{für } \xi \leq 0 \\ \frac{1}{b^a \Gamma(a)} \int_{-\infty}^{\xi} x^{a-1} e^{-\frac{x}{b}} dx & \text{für } \xi > 0 \end{cases} . \quad (5.17)$$

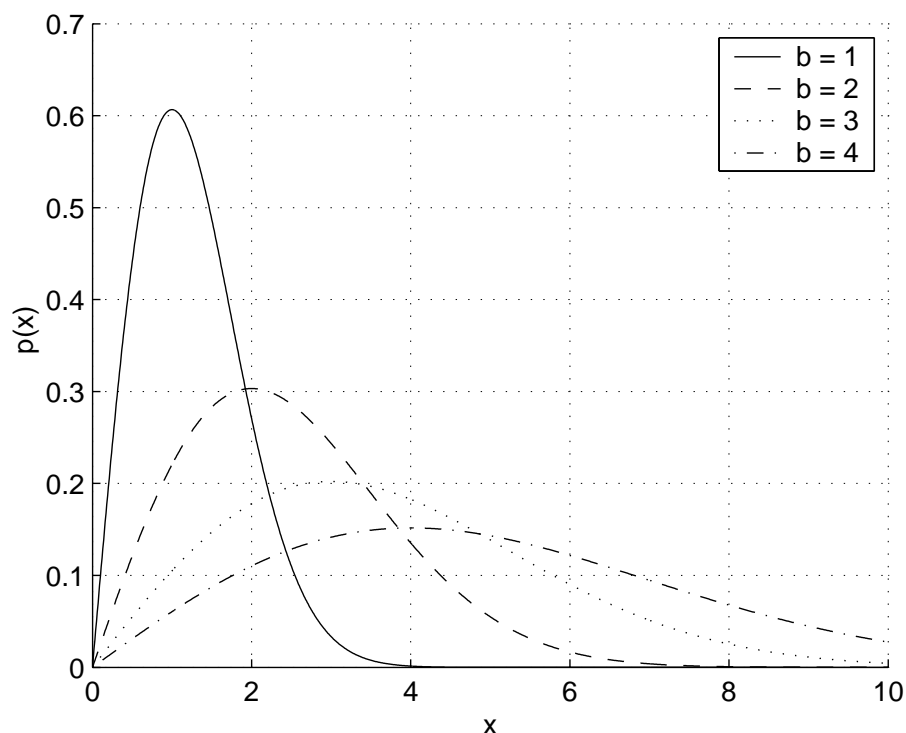


Abbildung 5.6: Dichtefunktionen der Rayleigh-Verteilung

Die dazugehörige Dichtefunktion ist:

$$f_X(x) = \begin{cases} 0 & \text{für } x \leq 0 \\ \frac{1}{b^a \Gamma(a)} x^{a-1} e^{-\frac{x}{b}} & \text{für } x > 0 \end{cases}, \quad (5.18)$$

wobei

$$\Gamma(\alpha) = \int_0^\infty x^{\alpha-1} e^{-x} dx \quad (5.19)$$

die Gammafunktion repräsentiert [Pro95]. Abbildung 5.7 zeigt verschiedene Dichtefunktionen der Gamma-Verteilung.

Die Parameter a und b lassen sich mit Hilfe der *Maximum Likelihood* Schätzmethode bestimmen. Zur Durchführung bildet man die so genannte Likelihoodfunktion, die sich als Produkt aus den Dichtewerten bzw. den Wahrscheinlichkeitsfunktionswerten

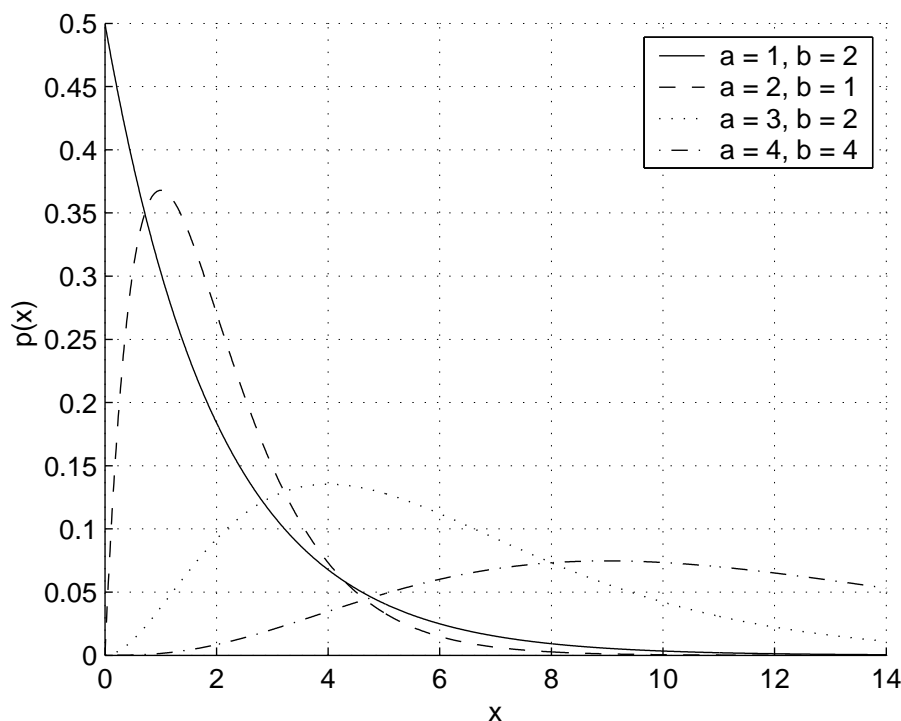


Abbildung 5.7: Dichtefunktionen der Gamma-Verteilung

zu den Beobachtungswerten ergibt:

$$L(\theta) = \prod_j^2 f_X(x_j|\theta) . \quad (5.20)$$

Zur Berechnung der Parameter a und b wird die MATLAB[®] Funktion `gamfit.m` aus der Statistik Toolbox eingesetzt.

5.3 Der KOLMOGOROFF-SMIRNOW Test

Der KOLMOGOROFF-SMIRNOW Test dient dazu zwei unabhängige Stichproben von Messdaten x_1, \dots, x_{n_1} und berechneten Werten y_1, \dots, y_{n_2} hinsichtlich der Frage zu vergleichen, ob sie aus derselben Grundgesamtheit stammen. Der Test von KOLMOGOROFF (1933) und SMIRNOW (1939) gilt hierfür als schärfster Homogenitätstest [Sac99]. Der Test erfasst Unterschiede der Verteilungsform aller Art:

- insbesondere Unterschiede der zentralen Tendenz (Mittelwert μ , Median),
- der Streuung s ,
- der Schiefe und des Exzesses.

Der Test eignet sich also dazu, die Stichprobe der Messdaten mit den theoretisch ermittelten Verteilungen auf Gleichheit der Verteilungsform zu untersuchen.

Geprüft wird die Nullhypothese H_0 :

$$H_0 : \quad F_1(x) = F_2(x) \text{ für alle } x, \quad (5.21)$$

d.h. die Verteilungen, aus denen die Stichproben stammen, sind gleich, gegen die Alternativhypothese H_1 :

$$H_1 : \quad F_1(x) \neq F_2(x) \text{ für manche } x, \quad (5.22)$$

d.h. die beiden Verteilungen sind verschieden [Kre79].

Zuerst wird eine Ordnungsstatistik $x_{(1)}, \dots, x_{(n_1)}$ und $y_{(1)}, \dots, y_{(n_1)}$ (nach Größe sortiert) jeder Stichprobe x_1, \dots, x_{n_1} und y_1, \dots, y_{n_1} erstellt. Danach wird für die 1. Stichprobe (Messdaten) die Verteilungsfunktion $F_1(x)$ mit

$$F_1(x) = \begin{cases} 0 & \text{für } x < x_{(1)} \\ \frac{k}{n_1} & \text{für } x_{(k)} \leq x < x_{(k+1)} \\ 1 & \text{für } x_{(n_1)} < x \end{cases} \quad (5.23)$$

und für die 2. Stichprobe (theoretisch verteilt) die Verteilungsfunktion $F_2(x)$ mit

$$F_2(x) = \begin{cases} 0 & \text{für } x < y_{(1)} \\ \frac{k}{n_2} & \text{für } y_{(k)} \leq x < y_{(k+1)} \\ 1 & \text{für } y_{(n_2)} < x \end{cases} \quad (5.24)$$

berechnet. Folgend wird eine sortierte Gesamtliste s mit

$$s := (x \ y) = s_{(1)}, \dots, s_{(I)} \text{ mit } I \leq n_1 + n_2$$

α	0,20	0,15	0,10	0,05	0,01	0,001
$K_{(\alpha)}$	1,07	1,14	1,22	1,36	1,63	1,95

Tabelle 5.1: $K_{(\alpha)}$ in Abhängigkeit des Signifikantsniveaus α

und darauf basierend die Verteilungsfunktionen $F_1(s)$ und $F_2(s)$ erzeugt, wobei gleiche Werte in der sortierten Gesamtliste s eliminiert werden. Nun wird der größte Unterschied $D_{1,2}$ zwischen den beiden Verteilungsfunktionen $F_1(s)$ und $F_2(s)$ berechnet:

$$D_{1,2} = \max_s (|F_1(s) - F_2(s)|) . \quad (5.25)$$

Der kleinstmögliche Wert für $D_{1,2}$ ist 0, wenn beide Verteilungsfunktionen Deckungsgleich sind und der größte Wert ist 1, wenn eine Stichprobe vollständig vor der anderen Stichprobe liegt. Der Parameter $D_{1,2}$ liegt tabelliert vor [Kre79], kann aber für mittlere bis große Stichprobenumfänge ($n_1 + n_2 > 35$) durch

$$D_\alpha = K_{(\alpha)} \sqrt{\frac{n_1 + n_2}{n_1 n_2}} \quad (5.26)$$

approximiert werden, wobei $K_{(\alpha)}$ eine vom Signifikantsniveau (Irrtumswahrscheinlichkeit) α abhängige Konstante darstellt. Die Konstante $K_{(\alpha)}$ kann näherungsweise wie folgt berechnet werden:

$$K_{(\alpha)} = \sqrt{-\frac{1}{2} \ln \frac{\alpha}{2}} . \quad (5.27)$$

Tabelle 5.1 gibt Werte für verschiedene Signifikantsniveaus α an. Erreicht oder übersteigt ein aus zwei Stichproben ermittelter Wert $D_{1,2}$ den kritischen Wert D_α , so liegt auf dem verwendeten Niveau hinsichtlich der Verteilungsfunktion ein statistisch signifikanter Unterschied vor.

5.4 Entwurf eines Kanalmodells

Nun soll ein einfaches Kanalmodell basierend auf den gewonnenen Messergebnissen abgeleitet werden. Hierzu wurde das MATLAB[®] Programm `static.m` entwickelt. Dies führt die Zeitkorrektur der Impulsantworten durch und bildet den Mittelwert

beliebig vieler Samples zur Rauschunterdrückung. Bei diesem Modellentwurf wurden jeweils 8 Samples gemittelt, was einer Zeit von 0,5 ns entspricht. Danach wird für jedes Sample das Histogramm erzeugt und es werden jeweils für alle berücksichtigten Verteilungsfunktionen (Normalverteilung, Lognormalverteilung, Rayleighverteilung und Gammaverteilung) die notwendigen Parameter geschätzt. Mit Hilfe des KOLMOGOROFF-SMIRNOW Tests wird die Verteilungsfunktion mit der besten Übereinstimmung ausgewählt. Die nächste Aufgabe ist es den zeitlichen Verlauf der Parameter der Verteilungsfunktionen zu untersuchen.

5.4.1 Berechnung der Modellparameter

Nachdem die Parameter σ und μ der Normalverteilung, σ_L und μ_L der Lognormalverteilung, b der Rayleigh-Verteilung und a und b der Gamma-Verteilung für jedes Zeitsample geschätzt wurden, soll die aus den jeweiligen Parametern ermittelte theoretische Verteilung mit der Stichprobe verglichen werden. Hierzu werden mit Hilfe dieser Parameter normalverteilte, lognormalverteilte, Rayleigh verteilte und Gamma verteilte Zufallszahlen erzeugt und mit der Stichprobe der Messung verglichen. Abbildung 5.8 zeigt ein Histogramm eines Zeitsamples und die berechneten theoretischen Verteilungsfunktionen.

5.4.2 Die Modellparameter für Raum III 2-4

Für die Auswertung der ersten Messreihe im Raum III 2-4 (Abbildung A.1), in dem 1312 Übertragungsfunktionen in einem Raster von 82 cm \times 16 cm gemessen wurden, sind die Parameter für die Berechnung des Kanalmodells wie folgt gewählt worden:

- Aus den 1312 Übertragungsfunktionen H_{mess} sind, wie in Kapitel 5.1 beschrieben, 1312 Impulsantworten $h(t)$ berechnet worden,
- es sind jeweils 8 Sample der Impulsantwort $h(t)$ zur Rauschunterdrückung summiert worden (entspricht 0,5 ns),
- das Histogramm ist in 32 Bins unterteilt worden,
- für den KOLMOGOROFF-SMIRNOW Test wurden zwei verschiedene Signifikanzniveaus von $\alpha = 5\%$ bzw. $\alpha = 1\%$ gewählt.

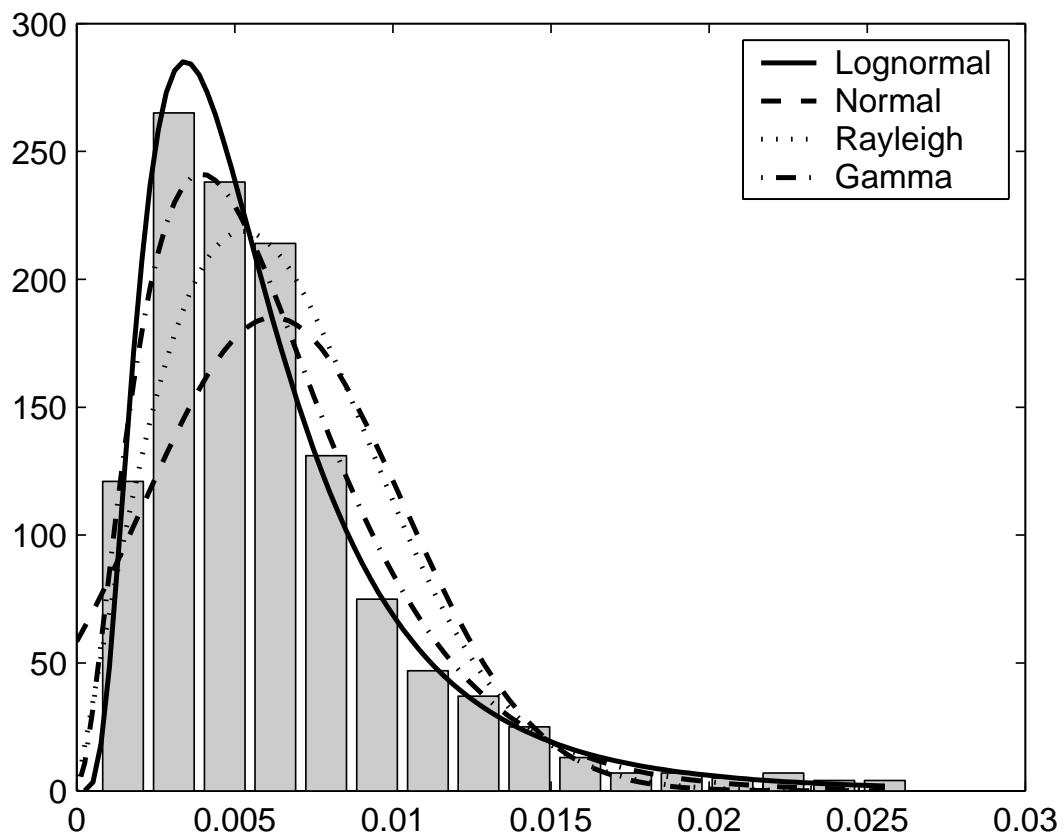


Abbildung 5.8: Histogramm mit theoretischen Verteilungen

Verteilung	Normal	Lognormal	Rayleigh	Gamma
$\alpha = 0,05$	1%	2%	18%	73%
$\alpha = 0,01$	2%	4%	41%	78%

Tabelle 5.2: Ergebnis der Übereinstimmungen des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests im Raum III 2-4

Abbildung C.1 zeigt ein Beispielhistogramm von Messdaten aus Raum III 2-4 mit den berechneten theoretischen Leistungsverteilungen, darunter sind die aus den theoretischen Daten ermittelten Verteilungen für den KOLMOGOROFF SMIRNOW Test dargestellt. In der Tabelle 5.2 werden die Ergebnisse, die der KOLMOGOROFF SMIRNOW Test liefert aufgelistet. Es wird angegeben, wie oft die Nullhypothese

$$H_0 : \quad F_1(x) = F_2(x)$$

bestätigt wurde.

Es wurden die Verteilungen von 800 Zeitsample überprüft. Wie die Ergebnisse des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests aus der Tabelle 5.2 zeigen, wurden von 800 überprüften Zeitsampeln (entspricht einer Impulslänge von 50ns) eine hohe Übereinstimmung (ca. 75%) mit der Gammaverteilung festgestellt. Die Übereinstimmung mit der Normalverteilung oder der Lognormalverteilung kann ausgeschlossen werden ($< 4\%$). Die Rayleighverteilung erreicht mit bis zu ca. 40% eine höhere Übereinstimmung. Auf diesen Ergebnissen basierend, wird für das Kanalmodell angenommen, dass die Leistung Gamma verteilt ist. Der nächste Schritt besteht darin, den Verlauf der Parameter a und b der Gammaverteilung über die zeitliche Länge der Impulsantwort zu beobachten. Abbildung 5.9 zeigt den zeitlichen Verlauf der Parameter b (oberes Diagramm) und a (unteres Diagramm) der Gammaverteilung. Dabei ist der Parameter b logarithmisch abgetragen. Für beide Parameter ist mittels linearer Regression eine Ausgleichsgerade berechnet und eingezeichnet worden. Für Parameter b ist deutlich ein exponentieller Abfall zu erkennen. Dies ist auch Grundlage des Kanalmodell von [SV87] und [CWM01] (Kapitel 3.1).

Der Parameter $b(t)$ der Gammaverteilung wird durch die lineare Regression wie folgt beschrieben:

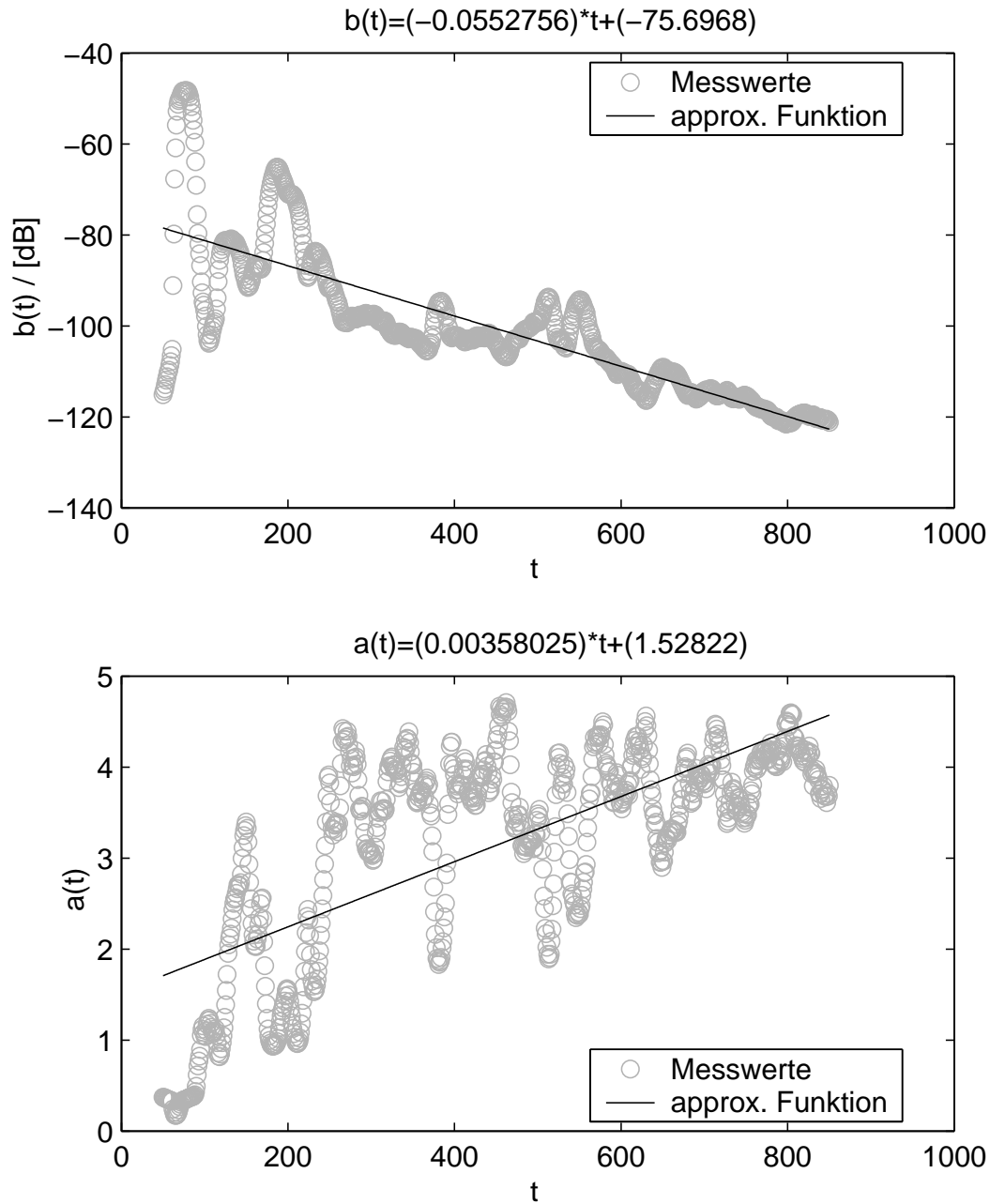


Abbildung 5.9: Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung im Raum III 2-4

$$\begin{aligned}
20 \cdot \log_{10}(\bar{b}(t)) &= -75,70 - 0,055 \cdot t \\
\Rightarrow \bar{b}(t) &= 10^{\frac{1}{20}(-75,70-0,055 \cdot t)} \\
\Leftrightarrow \bar{b}(t) &= 10^{\frac{1}{20}(-75,70)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,055) \cdot t} .
\end{aligned} \tag{5.28}$$

Um die Abweichung der Ausgleichsgeraden vom realen Verlauf exakter zu modellieren, wird der Parameter $b(t)$ zusätzlich normalverteilt angenommen mit dem Mittelwert $\mu = \bar{b}(t)$ und der Standardabweichung $\sigma = \bar{\epsilon}$, wobei $\bar{\epsilon}$ dem mittleren Restfehler der linearen Regression entspricht. Da die Abweichung von der linearen Regression langsam schwankt, müssen die Werte $\epsilon \sim N(0, \bar{\epsilon})$ Tiefpass gefiltert werden. Grund hierfür ist die Mittelung mehrere Sample zur Rauschunterdrückung. Dies wirkt wie eine Tiefpassfilterung. Als obere Grenzfrequenz wird 10% der Abtastfrequenz gewählt. Somit lässt sich der zeitliche Verlauf des Parameters $b(t)$ der Gammaverteilung wie folgt ausdrücken:

$$\begin{aligned}
b(t)|_{t>16} &= 10^{\frac{1}{20}(-75,70+\epsilon)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,055) \cdot t} \\
\text{mit } \epsilon &\sim N(0, \bar{\epsilon}) , \quad \bar{\epsilon} = 5,6
\end{aligned} \tag{5.29}$$

t ist das Vielfache einer Nanosekunde, wobei 16 Zeitsample eine Nanosekunde entsprechen. Als weiterer Parameter wird r eingeführt. Dieser dient dazu, die LOS und NLOS Eigenschaften des Kanals zu beschreiben und simuliert so den LOS Pfad bzw. die Abschattung des LOS Pfades. Umgesetzt wird dies durch eine exponentielle Funktion von der Dauer einer Nanosekunde (16 Zeitsample). Die Form und der Verlauf des Parameters $b(t)$ lautet für die erste Nanosekunde wie folgt:

$$b(t)|_{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}(b(17)+r+\epsilon)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{16}) \cdot t} , \tag{5.30}$$

mit dem Parameter r :

$$r = \begin{cases} +10dB & \text{für LOS} \\ -10dB & \text{für NLOS} , \end{cases} \tag{5.31}$$

und basiert auf den LOS Messungen im reflexionsarmen Raum aus Kapitel 4.1.5. Der zeitliche Verlauf des Parameter $a(t)$ der Gammaverteilung wird durch die lineare Regression beschrieben durch:

$$a(t) = 1,53 + 3,58 \cdot 10^{-3} \cdot t . \tag{5.32}$$

globaler Parameter	
Abschattung	$r = \begin{cases} 10dB & \text{für LOS} \\ -10dB & \text{für NLOS} \end{cases}$
<i>small scale</i> Effekte	
lokale Leistung	$h^2(t) \sim \text{Gamma}(a(t); b(t))$
a Parameter	$a(t) = 1,73 + 3,19 \cdot 10^{-3} \cdot t$
b Parameter	$b(t) _{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}((b(17)+r+\epsilon))} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{16}) \cdot t}$ $b(t) _{t>16} = 10^{\frac{1}{20}(-75,70+\epsilon)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,055 \cdot t)}$ $\epsilon \sim N(0; 5, 6)$

Tabelle 5.3: Parameter des Kanalmodells für Raum III 2-4

Abbildung 5.10 zeigt eine simulierte LOS Impulsantwort $h(t)$ und den Verlauf des Parameters $b(t)$ mit den oben ermittelten Parametern. Tabelle 5.3 fasst alle Parameter des Modells zusammen. Das hiermit beschriebene Modell berücksichtigt nur die *small scale* Effekte. Um Aussagen über die *large scale* Effekte zu machen, sind sehr viele Messungen an unterschiedlichen Orten und in unterschiedlichen Räumlichkeiten notwendig. Auch bei dem Kanalmodell nach [CWM01] aus Kapitel 3.1 war es den Autoren nicht möglich die statistischen Parameter der *large scale* Effekte mit ausreichender statistischer Validierung anzugeben.

5.4.3 Die Modellparameter für Raum IV 1

Die Auswertung für den Raum IV 1 (Abbildung A.2) wird äquivalent zu der obigen ausgeführt. Einziger Unterschied ist, dass hier 1200 Übertragungsfunktionen H_{mess} in einem Raster von 75 cm \times 16 cm gemessen wurden. Abbildung C.2 zeigt ein Beispielhistogramm von Messdaten aus Raum IV 1 mit den berechneten theoretischen Leistungsverteilungen. Darunter sind die aus den theoretischen Daten ermittelten Verteilungen für den KOLMOGOROFF SMIRNOW Test dargestellt. In der Tabelle 5.4 werden die Ergebnisse, die der KOLMOGOROFF SMIRNOW Test liefert, aufgelistet. Es wird angegeben, wie oft die Nullhypothese

$$H_0 : \quad F_1(x) = F_2(x)$$

bestätigt wurde.

Abbildung 5.11 zeigt den zeitlichen Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$.

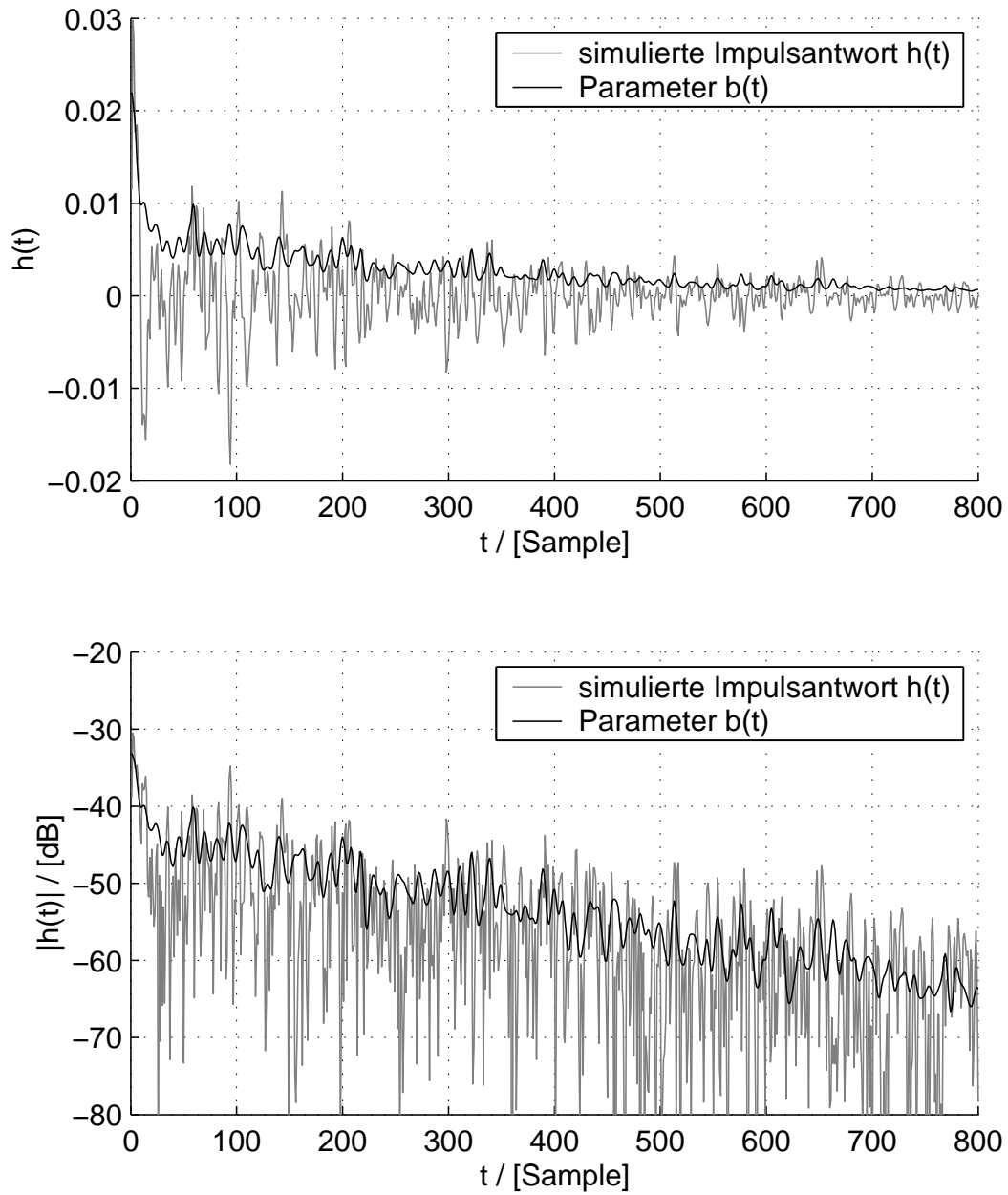


Abbildung 5.10: Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus Raum III

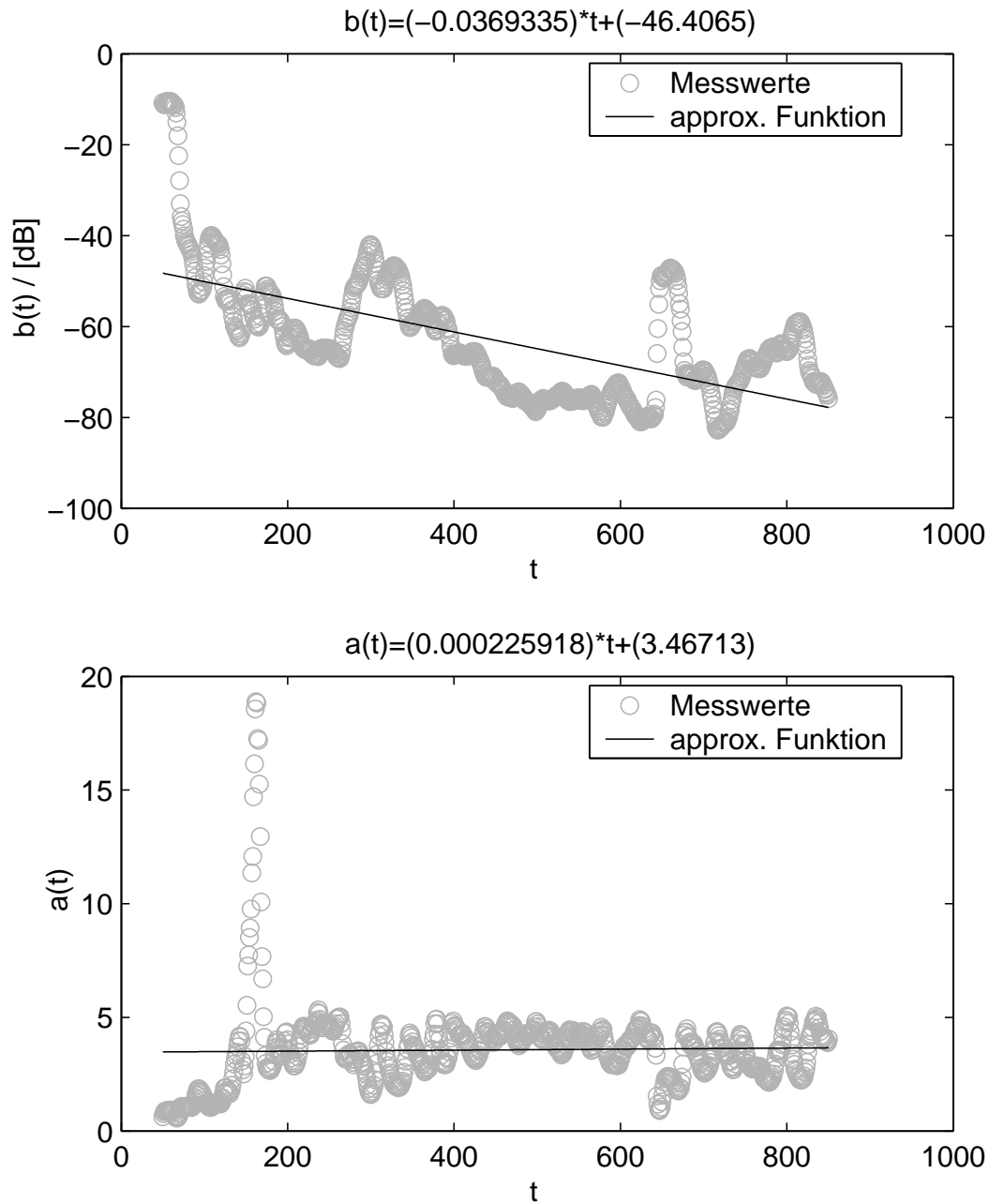


Abbildung 5.11: Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung im Raum IV 1

Verteilung	Normal	Lognormal	Rayleigh	Gamma
$\alpha = 0,05$	1%	2%	18%	73%
$\alpha = 0,01$	1%	12%	33%	78%

Tabelle 5.4: Ergebnis der Übereinstimmung des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests im Raum IV 1

Aus der linearen Regression folgt für den Parameter $b(t)$ der Gammaverteilung:

$$\begin{aligned} 20 \cdot \log_{10}(\bar{b}(t)) &= -46,40 - 0,037 \cdot t \\ \Leftrightarrow \bar{b}(t) &= 10^{\frac{1}{20}(-46,40)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,037) \cdot t} . \end{aligned} \quad (5.33)$$

Zusätzlich wird der Parameter $b(t)$ normalverteilt angenommen mit dem Mittelwert $\mu = \bar{b}(t)$ und der Standardabweichung $\sigma = \bar{\epsilon}$, wobei $\bar{\epsilon}$ dem mittelwertigen Restfehler der linearen Regression entspricht. Die Werte $\epsilon \sim N(0; \bar{\epsilon})$ werden Tiefpass gefiltert. Die obere Grenzfrequenz beträgt 10% der Abtastfrequenz. Somit lässt sich der zeitliche Verlauf des Parameters $b(t)$ der Gammaverteilung wie folgt ausdrücken:

$$\begin{aligned} b(t)|_{t>16} &= 10^{\frac{1}{20}(-46,40+\epsilon)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(0,037) \cdot t} \\ \text{mit } \epsilon &\sim N(0, \bar{\epsilon}) , \quad \bar{\epsilon} = 8,5 . \end{aligned} \quad (5.34)$$

Die Einheit von t ist hier $[t] = 1$ Zeitsample. 16 Zeitsample entsprechen einer Nanosekunde. Als weiteren Parameter führe ich r ein. Dieser dient dazu, die LOS und NLOS Eigenschaften des Kanals zu simulieren. Der Verlauf des Parameters $b(t)$ mit dem Parameter r lautet für die erste Nanosekunde wie folgt:

$$b(t)|_{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}((b(17)+r+\epsilon))} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{17}) \cdot t} , \quad (5.35)$$

mit dem Parameter r :

$$r = \begin{cases} +10dB & \text{für LOS} \\ -10dB & \text{für NLOS} \end{cases} . \quad (5.36)$$

Der zeitliche Verlauf des Parameters $a(t)$ der Gammaverteilung wird durch die li-

globaler Parameter	
Abschattung	$r = \begin{cases} 10dB & \text{für LOS} \\ -10dB & \text{für NLOS} \end{cases}$
<i>small scale</i> Effekte	
lokale Leistung	$h^2(t) \sim \text{Gamma}(a(t); b(t))$
a Parameter	$a(t) = 3,46 + 2,25 \cdot 10^{-4} \cdot t$
b Parameter	$b(t) _{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}((b(17)+r+\epsilon))} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{17}) \cdot t}$ $b(t) _{t>16} = 10^{\frac{1}{20}(-46,40+\epsilon)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,037) \cdot t}$ $\epsilon \sim N(0; 8, 5)$

Tabelle 5.5: Parameter des Kanalmodells im Raum IV 1

neare Regression beschrieben:

$$a(t) = 3,46 + 2,25 \cdot 10^{-4} \cdot t. \quad (5.37)$$

Abbildung 5.12 zeigt eine simulierte LOS Impulsantwort $h(t)$ und den Verlauf des Parameters b mit den oben ermittelten Parametern. Tabelle 5.5 fasst alle Parameter des Modells zusammen. Das hiermit beschriebene Modell berücksichtigt nur die *small scale* Effekte.

5.4.4 Die Modellparameter für NLOS Messung

Für die NLOS Messungen durch eine Ziegelwand wurden im Raum VI (Abbildung A.3) 304 Übertragungsfunktionen H_{mess} von 2 GHz bis 10 GHz in einem Raster von $19 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$ aufgenommen. Die Impulsantworten wurden mit dem MATLAB[®] Programm `impres10ghz.m` berechnet. Dieses Programm arbeitet wie das Programm `impres8ghz.m`, nur werden hier mehr Samples verarbeitet, da der Frequenzbereich größer ist. Die statistische Auswertung erfolgt weiterhin mit dem Programm `static.m`. Abbildung C.3 zeigt ein Beispielhistogramm von Messdaten der NLOS Messung mit den berechneten theoretischen Leistungsverteilungen. Darunter sind die aus den theoretischen Daten ermittelten Verteilungen für den KOLMOGOROFF SMIRNOW Test dargestellt.

Abbildung 5.13 zeigt den zeitlichen Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$.

Aus der linearen Regression folgt für den Parameter $b(t)$ der Gammaverteilung:

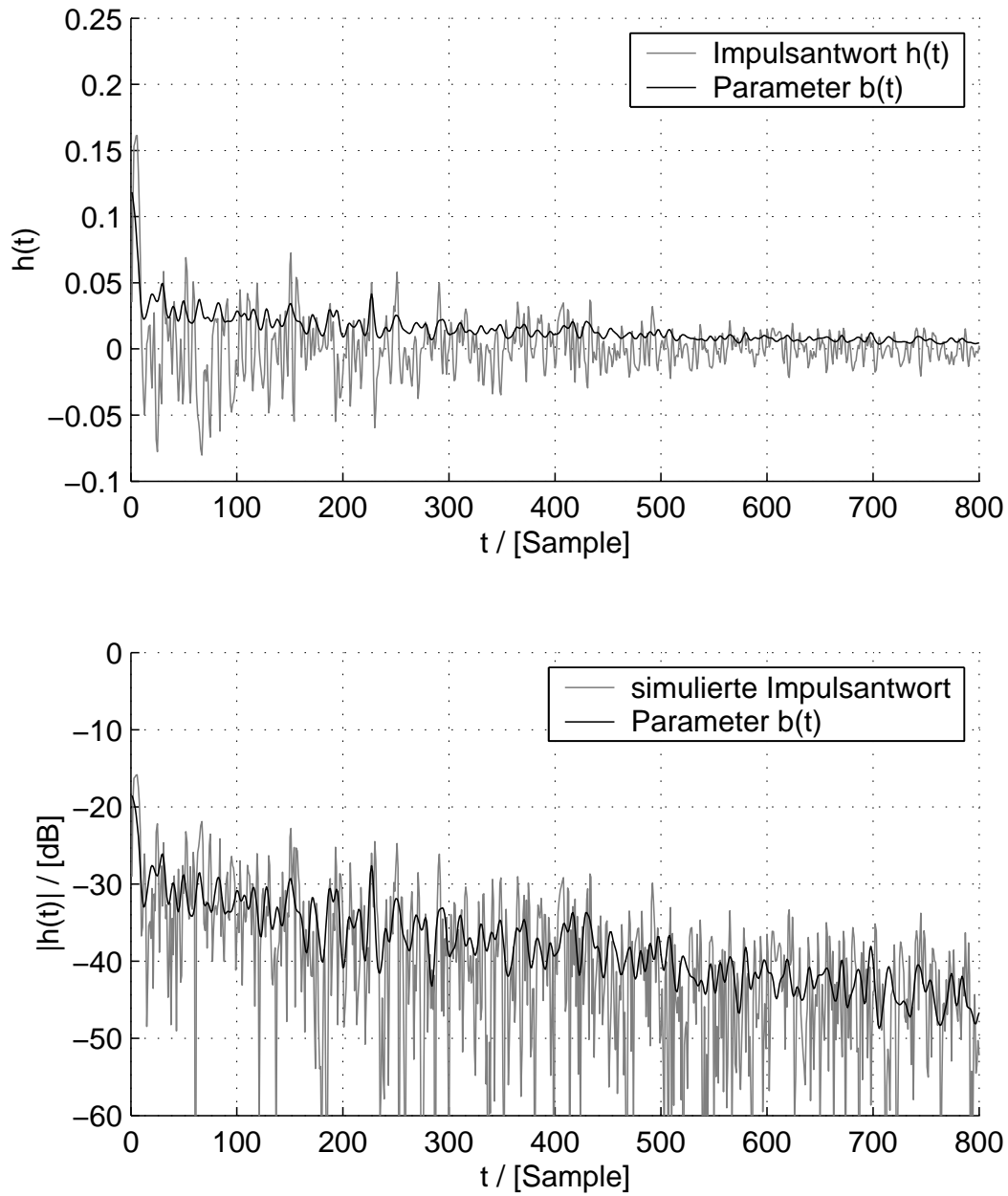


Abbildung 5.12: Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus Raum IV

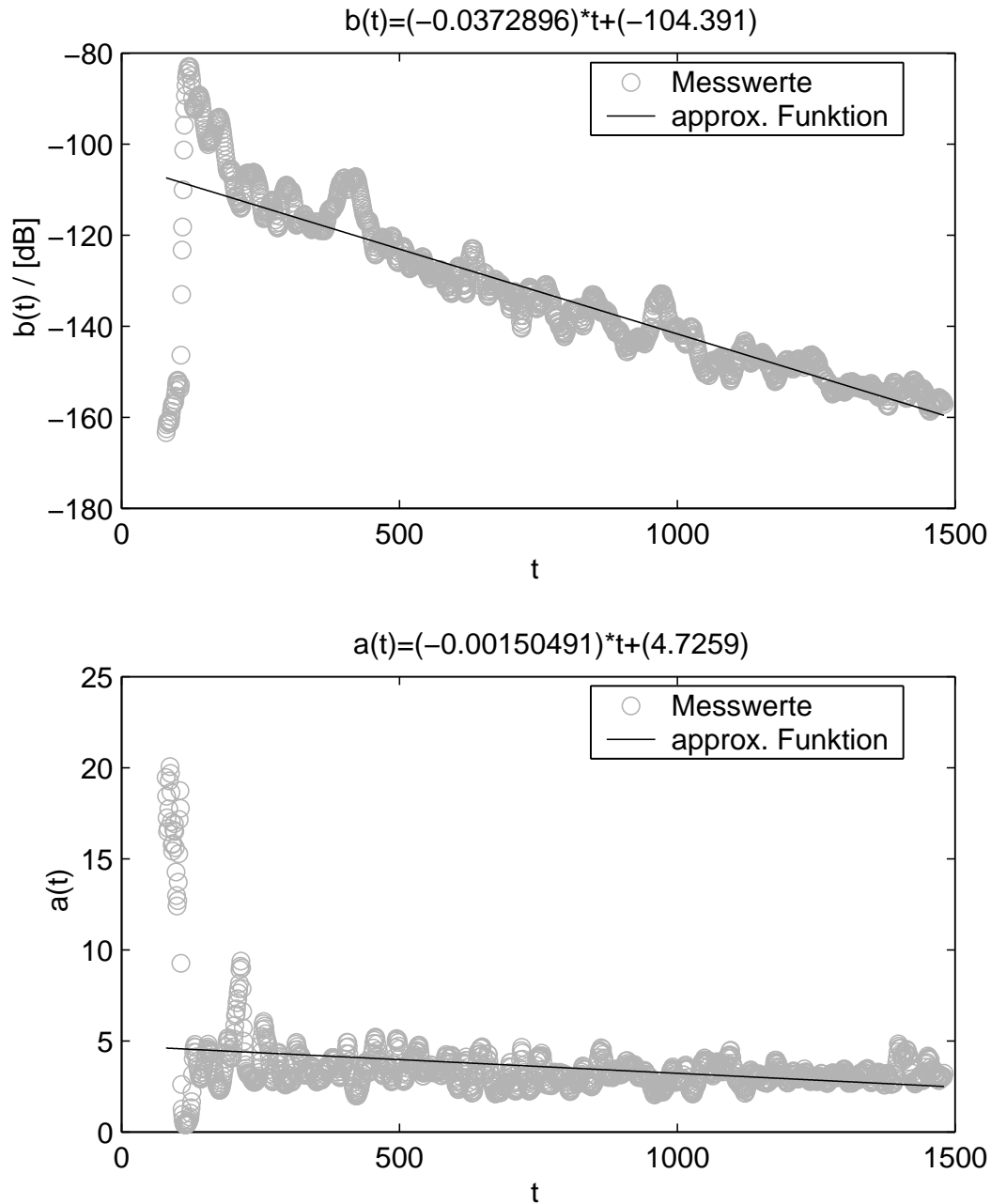


Abbildung 5.13: Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung bei NLOS Messung (Abbildung A.3)

Verteilung	Normal	Lognormal	Rayleigh	Gamma
$\alpha = 0,05$	<1%	45%	57%	94%
$\alpha = 0,01$	14%	64%	68%	97%

Tabelle 5.6: Ergebnis der Übereinstimmung des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests der NLOS Messung

$$\begin{aligned}
20 \cdot \log_{10}(\bar{b})(t) &= -104,39 - 0,037 \cdot t \\
\Leftrightarrow \bar{b}(t) &= 10^{\frac{1}{20}(-104,39)} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-0,037 \cdot t)} .
\end{aligned} \tag{5.38}$$

Auch hier wird der Parameter $b(t)$ normalverteilt angenommen mit dem Mittelwert $\mu = \bar{b}(t)$ und der Standardabweichung $\sigma = \bar{\epsilon}$. Die Werte $\epsilon \sim N(0; \bar{\epsilon})$ werden Tiefpass gefiltert. Die obere Grenzfrequenz beträgt 10% der Abtastfrequenz. Somit lässt sich der zeitliche Verlauf des Parameters $b(t)$ der Gammaverteilung wie folgt ausdrücken:

$$\begin{aligned}
b(t)|_{t>16} &= 10^{\frac{1}{20}(-104,39+\epsilon)} \cdot 10^{-0,037 \cdot t} \\
\text{mit } \epsilon &\sim N(0, \bar{\epsilon}) , \quad \bar{\epsilon} = 4,5 .
\end{aligned} \tag{5.39}$$

Die Einheit von t ist hier $[t] = 1$ Zeitsample. 16 Zeitsample entsprechen einer Nanosekunde. Der Parameter r ist hier fest, da es sich bei dieser Messung um eine reine NLOS Messung handelt. Der stärkste Pfad ist der kürzeste Weg durch die Ziegelwand. Der Parameter r verstärkt diesen Pfad um $+10dB$. Im Unterschied zu den oberen Messungen sind auch hier alle Reflexionen und Streuungen durch die Ziegelwand gedämpft. So kommt es zu einem r mit verstärkender Wirkung. Der Verlauf des Parameters b lautet so für die erste Nanosekunde:

$$b(t)|_{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}((b(17)+r+\epsilon))} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{17}) \cdot t} , \tag{5.40}$$

mit dem Parameter r :

$$r = +10dB \text{ für NLOS} . \tag{5.41}$$

Der zeitliche Verlauf des Parameter $a(t)$ der Gammaverteilung wird durch die lineare

globaler Parameter	
Abschattung	$r = +10dB$ für NLOS
<i>small scale</i> Effekte	
lokale Leistung	$h^2(t) \sim \text{Gamma}(a(t); b(t))$
a Parameter	$a(t) = 4,73 + 1,50 \cdot 10^{-3} \cdot t$
b Parameter	$b(t) _{t=0..16} = 10^{\frac{1}{20}((b(17)+r+\epsilon))} \cdot 10^{\frac{1}{20}(-\frac{r}{17}) \cdot t}$ $b(t) _{t>16} = 10^{\frac{1}{20}(-104,39+\epsilon)} \cdot 10^{-\frac{1}{20}(0,037) \cdot t}$ $\epsilon \sim N(0; 4, 5)$

Tabelle 5.7: Parameter des NLOS Kanalmodells

Regression beschrieben:

$$a(t) = 4,73 + 1,50 \cdot 10^{-3} \cdot t . \quad (5.42)$$

Abbildung 5.14 zeigt eine simulierte LOS Impulsantwort $h(t)$ und den Verlauf des Parameters $b(t)$ mit den oben ermittelten Parametern. Tabelle 5.7 fasst alle Parameter des Modells zusammen.

5.4.5 Generierung des Vorzeichens der Impulsantwort

Bei der Quadrierung der Impulsantwort zur statistischen Auswertung der Leistungsverteilung geht das Vorzeichen der Impulsantwort unwiederruflich verloren. Um das Vorzeichen für die Simulation wieder zurückzugewinnen, wurde die Verteilung des Vorzeichens der gemessenen Impulsantworten ausgewertet. Die Verteilung des Vorzeichens ist gleichverteilt. So wird ein Vektor mit gleichverteilten Zufallszahlen im Intervall $[-1; 1]$ erzeugt. Dieser Vektor wird gefiltert, damit keine Frequenzen größer der maximalen Messfrequenz in der simulierten Impulsantwort zu finden sind. Das Vorzeichen dieses Vektors wird ausgewertet und mit dem Betrag der Impulsantwort multipliziert. Das Ergebnis ist die gewünschte Impulsantwort $h(t)$. Abbildung 5.18, 5.19 und 5.20 zeigen simulierte Impulsantworten.

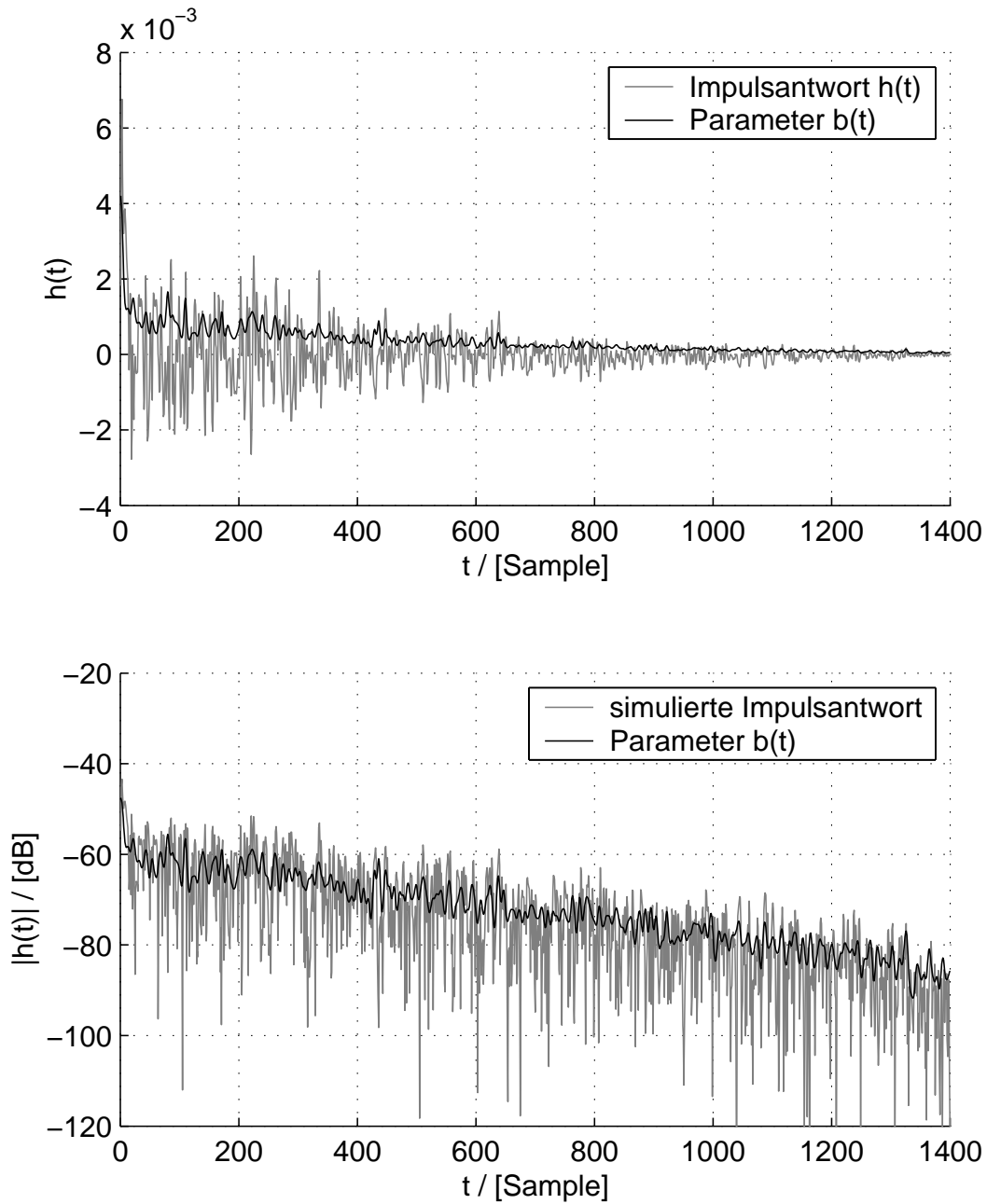


Abbildung 5.14: Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus der NLOS Messung

5.5 Statistische Eigenschaften der simulierten Impulsantworten

Um die Funktionsweise der neuen stochastischen Kanalmodelle zu demonstrieren, werden zahlreiche Impulsantworten generiert. Hierzu dienen die MATLAB® Programme `gamimpr3.m`, `gamimpr4.m` und `gamimpr43.m`. Es werden jeweils 100 zufällige Impulsantworten mit den ermittelten stochastischen Modellen für jeden Raum erzeugt. Mit den Ergebnissen wird wieder ein statistischer Test zur Überprüfung der Verteilungseigenschaften und den zeitlichen Verlauf der Verteilungsparameter durchgeführt. Darüber hinaus wird der Mittelwert Parameter $b(t)$ der Gammaverteilung der simulierten Impulsantworten mit denen der gemessenen Impulsantworten verglichen. Für jeden Raum wurde eine Übereinstimmung mit der Gammaverteilung von über 99% ermittelt. Abbildung 5.15 zeigt den zeitlichen Verlauf des Parameters $b(t)$ der Gammaverteilung der simulierten Impulsantworten für den Raum III 2-4. Dieser Verlauf weicht geringfügig von dem der Messreihe ab. Dies ist zu erwarten, da das Modell auf statistischen Werten basiert.

Die Ergebnisse für Raum III 2-4 lauten:

$$\begin{aligned} \text{Messung: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,055 \cdot t - 75,70 \\ \text{Simulation: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,047 \cdot t - 74,37 \end{aligned}$$

Für den Raum IV 1 und der NLOS Messung durch eine Ziegelwand ergibt sich eine ähnlich gute Übereinstimmung. Abbildung 5.16 zeigt den zeitlichen Verlauf des Parameters $b(t)$ der Gammaverteilung für den Raum IV 1. Die Ergebnisse der Auswertung ergaben für Raum IV 1:

$$\begin{aligned} \text{Messung: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,037 \cdot t - 45,77 \\ \text{Simulation: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,037 \cdot t - 46,41 \end{aligned}$$

Abbildung 5.17 zeigt den zeitlichen Verlauf von $b(t)$ für die NLOS Messung durch die Ziegelwand. Der Vergleich der Ergebnisse ergibt hier:

$$\begin{aligned} \text{Messung: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,037 \cdot t - 104,39 \\ \text{Simulation: } 20 \cdot \log_{10}(b(t)) &= -0,040 \cdot t - 101,08 \end{aligned}$$

Die Ergebnisse zeigen, dass die stochastischen Kanalmodelle für die verschiedenen Räume mit den Messergebnissen übereinstimmen.

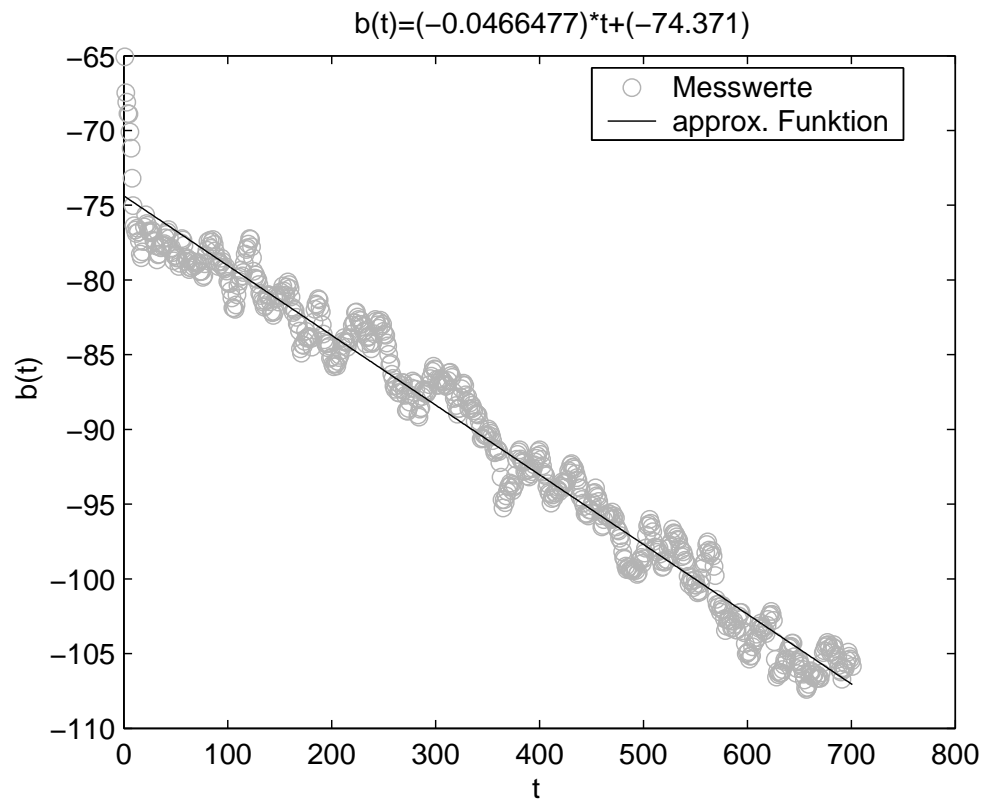


Abbildung 5.15: zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantworten für Raum III 2-4

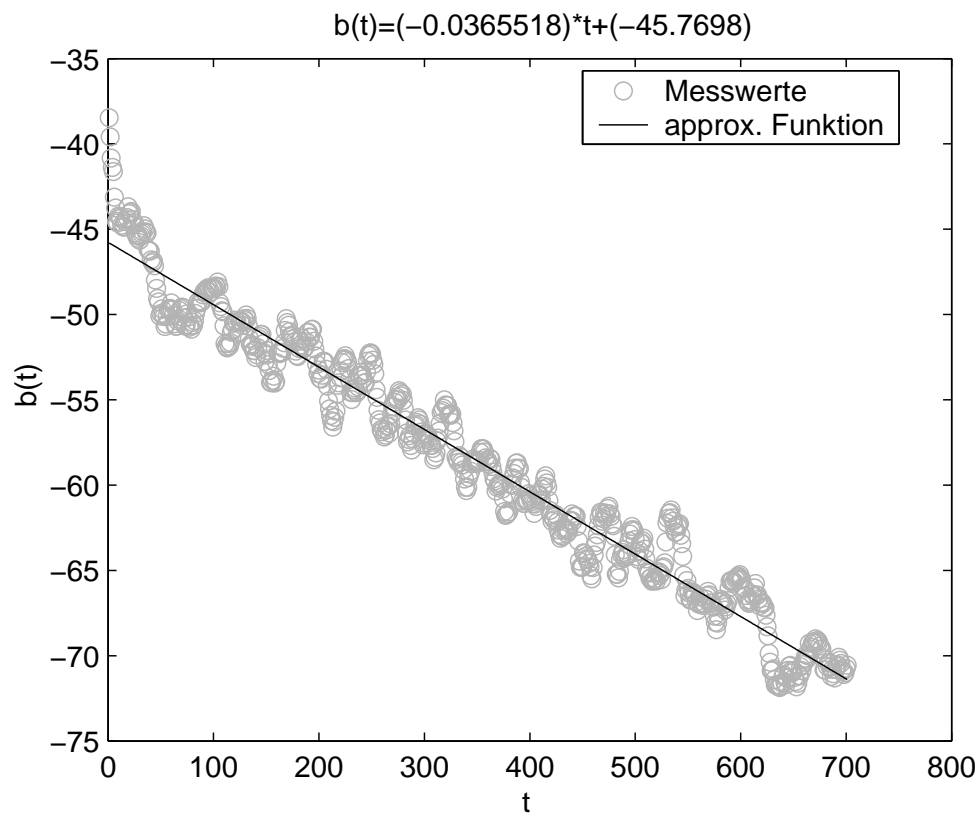


Abbildung 5.16: zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantworten für Raum IV 1

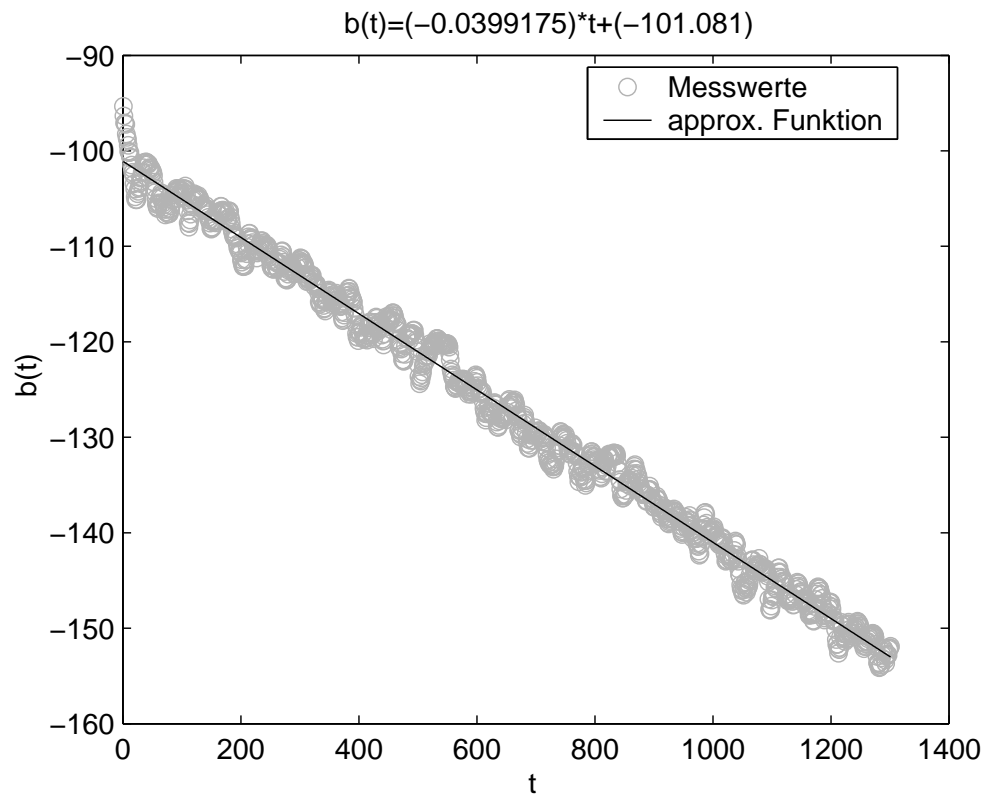


Abbildung 5.17: zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantworten für die NLOS Messung

5.6 Vergleich der simulierten Impulsantworten mit realen Impulsantworten

Der Vergleich der Parameter des stochastischen Kanalmodells hat im Kapitel 5.5 eine große Übereinstimmung ergeben. Die Abbildungen 5.18 und 5.19 zeigen jeweils die ersten 50 ns (800 Zeitsample) einer gemessenen Impulsantwort und einer simulierten Impulsantwort. Zusätzlich ist der Mittelwert Parameter $b(t)$ der Gammaverteilung eingezeichnet. Im Mittel ist eine sehr gute Übereinstimmung zu erkennen. Allerdings sind bei den gemessenen Impulsantworten stärkere Einbrüche zu erkennen. Das Ziel war es, mit Hilfe des zusätzlich langsam schwankenden GAUSS verteiltem Parameter $b(t)$, genau dies nachzubilden.

Abbildung 5.20 zeigt die ersten 87,5 ns einer gemessenen Impulsantwort im Vergleich zu einer simulierten Impulsantwort. Zu berücksichtigen ist zusätzlich, dass die hier angegebenen Werte in dB nur relative Werte sind. Auffällig sind die Gemeinsamkeiten mit dem Kanalmodell von D. CASSIOLI, M. Z. WIN und A. F. MOLISCH [CWM01]. Die Ergebnisse sind völlig unabhängig von dem so genannten *stochastic tapped-delay-line* Modell ermittelt worden. Dies unterstreicht die Nutzbarkeit der erreichten Ergebnisse und bestätigt das Kanalmodell.

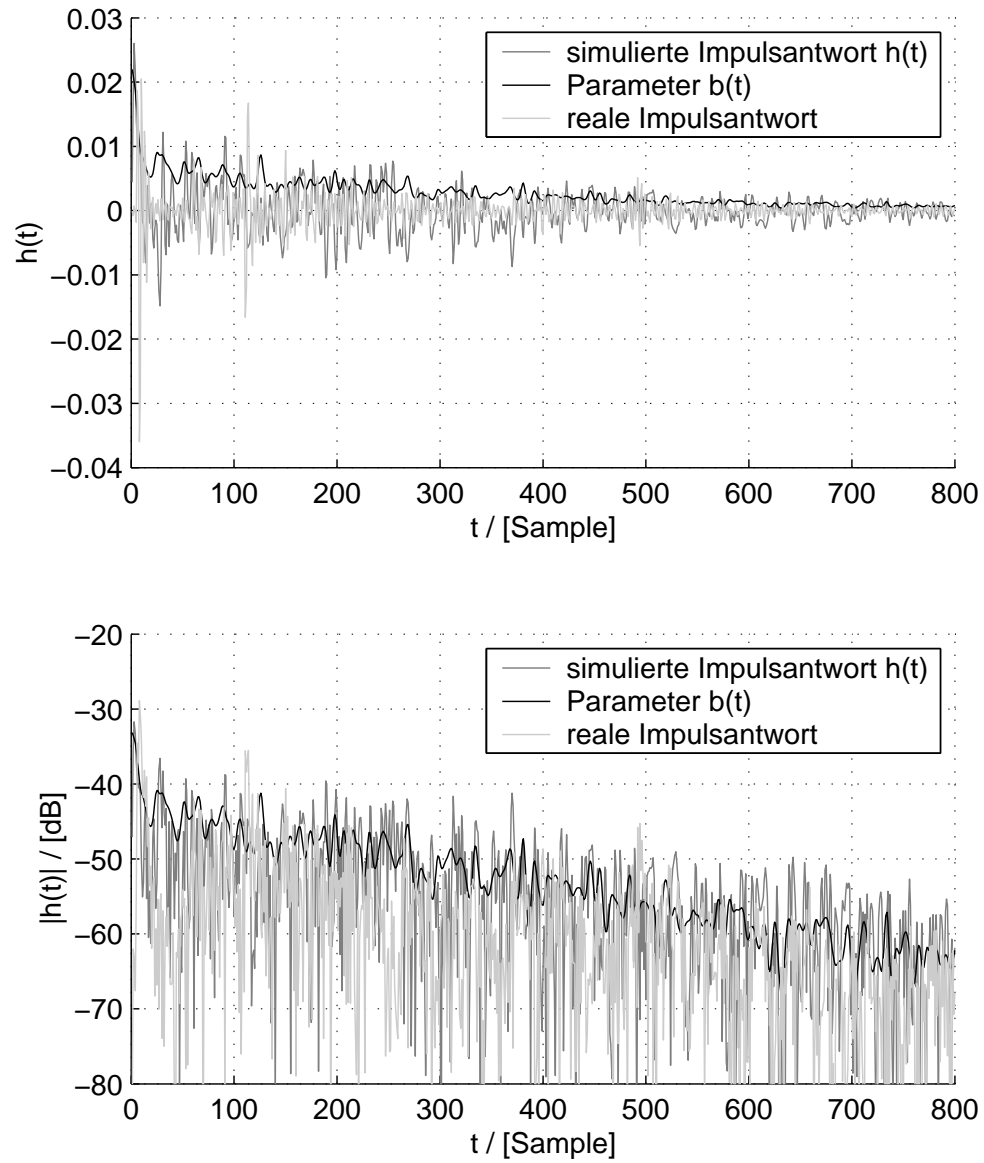


Abbildung 5.18: Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort im Raum III 2-4

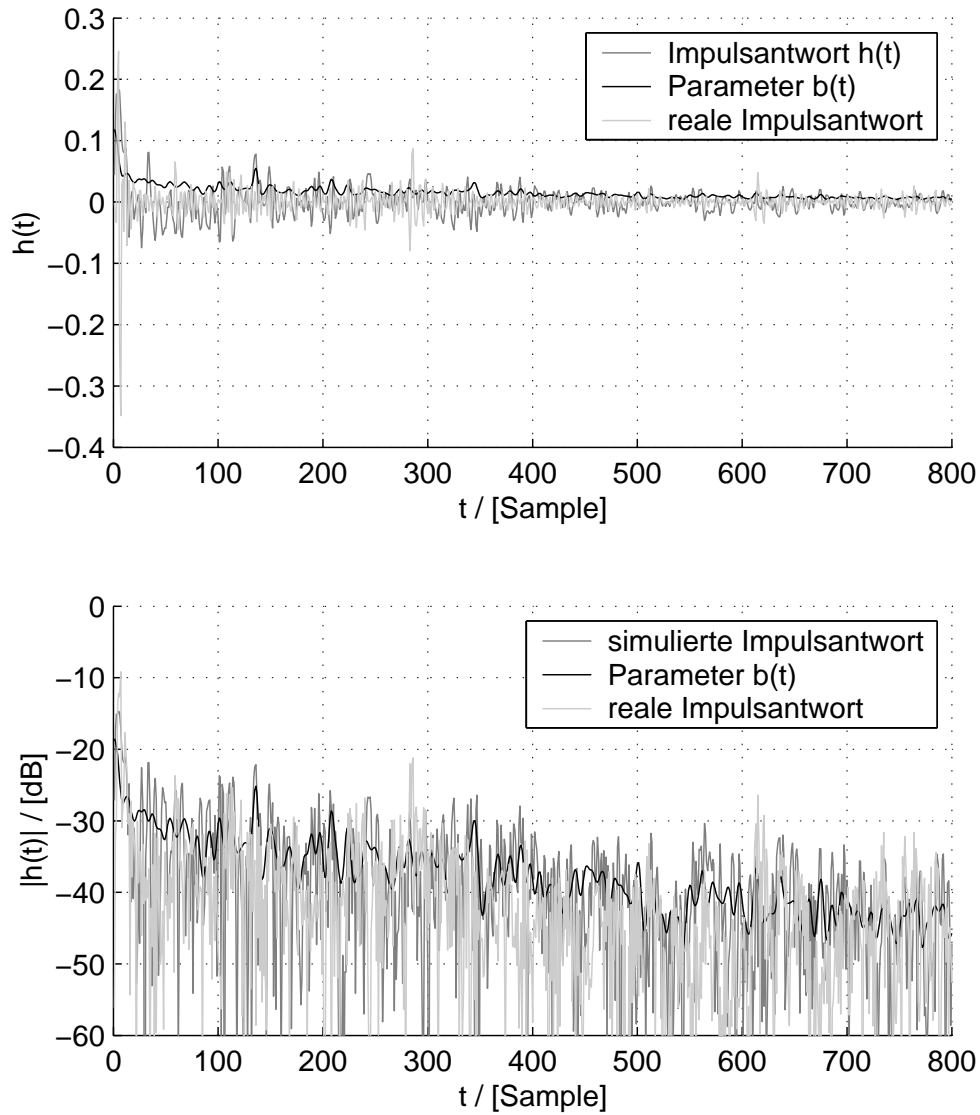


Abbildung 5.19: Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort im Raum IV-1

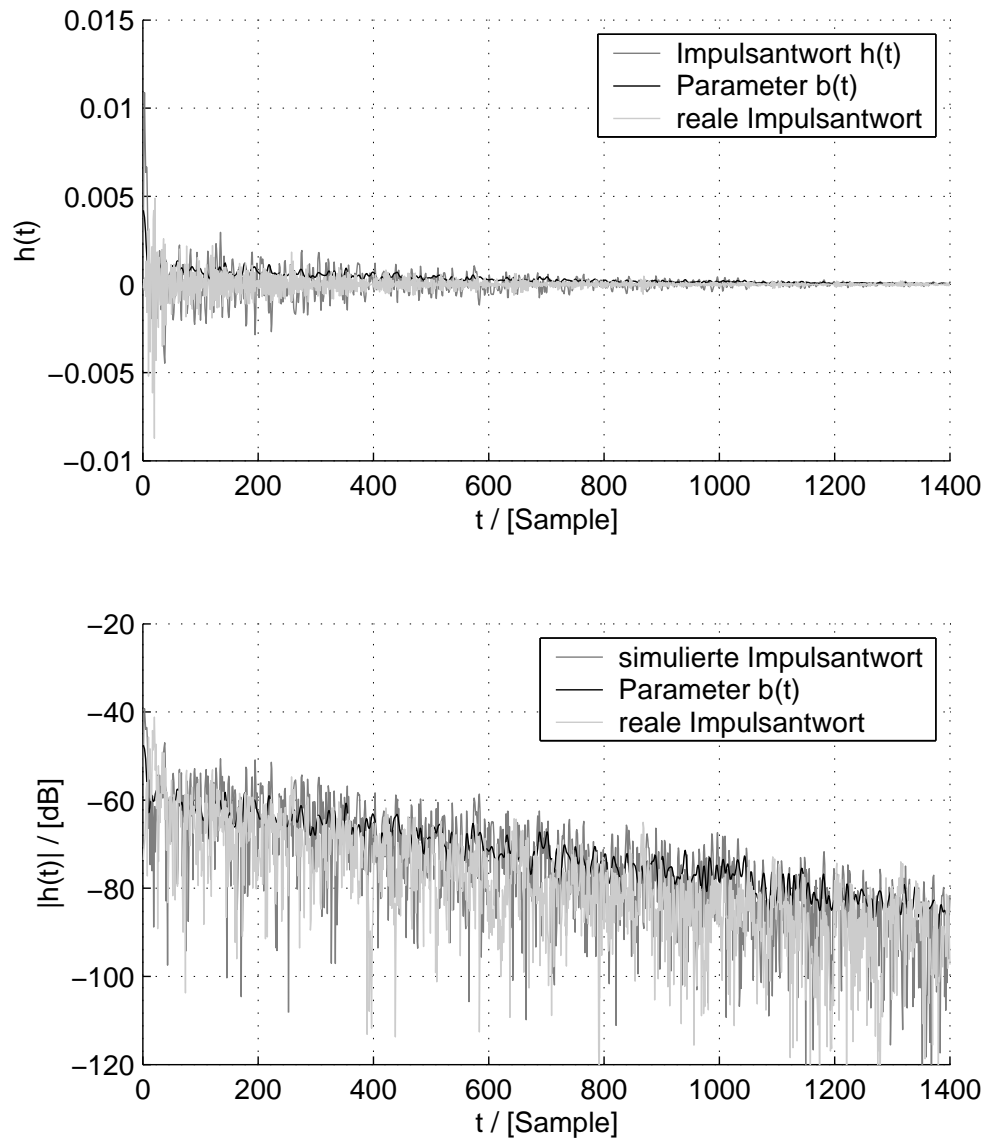


Abbildung 5.20: Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort der NLOS Messung

6 Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein stochastisches Kanalmodell des *indoor* UWB Funkkanals entwickelt. Das Kanalmodell kann in die bestehende UWB Simulationsumgebung integriert werden. Grundlage für das stochastische Kanalmodell sind eigene durchgeführte Kanalmessungen. Hierzu wurden an drei verschiedenen Orten jeweils die Übertragungsfunktionen ermittelt. Es wurden unterschiedlich große Räume mit möglichst unterschiedlicher Raumcharakteristik ausgewählt. Zusätzlich wurden Messungen im reflexionsarmen Raum durchgeführt. Die statistische Auswertung der Messergebnisse führt zu dem in dieser Arbeit vorgestellten Modell. Berücksichtigt werden allerdings nur die so genannten *small scale* Effekte. Um auch Aussagen zu den *large scale* Effekten machen zu können, müssten zahlreiche weitere Messungen an möglichst vielen verschiedenen Orten durchgeführt werden.

Interessant ist, dass das erstellte UWB Kanalmodell in den Parametern, die den *small scale* Effekt beschreiben, Übereinstimmungen mit dem *stochastic tapped-delay-line* Modell von D. CASSIOLI, M. Z. WIN und A. F. MOLISCH [CWM01] aufweist. Bei beiden wurde die gleiche Verteilung der Leistung und der exponentielle Abfall von $h(t)$ festgestellt. Der große Unterschied ist, dass das Kanalmodell nach [CWM01] auf Kanalmessungen mit lediglich 1,3 GHz Bandbreite basiert. Die Ergebnisse dieser Arbeit bestätigen für die *small scale* Effekte die grundlegende Nutzbarkeit des Modells auch für deutlich große Bandbreiten (bis ca. 8 GHz).

Sehr interessant ist auch das Kanalmodell von W. TURIN, R. JANA, S. GHASSEMZADEH, C. RICE und V. TAROKH [TJG⁺02]. Hier wird der Kanal nur im Frequenzbereich betrachtet und kann durch neun reelle Parameter beschrieben werden. Die Übertragungsfunktion wird mit Hilfe eines autoregressiven Prozesses zweiter Ordnung erzeugt. Die Parameter, die diesen Prozess beschreiben, sind aus über 300.000 Übertragungsfunktionen extrahiert worden. Allerdings basieren das Modell ebenfalls nur auf Kanalmessungen mit ca. 1,3 GHz Bandbreite. Für eine zukünftige Simulation des Übertragungskanals wäre ein Vergleich des Rechenaufwandes dieser beiden Kanalmodelle interessant. Würde man den Übertragungskanal vollständig im

Frequenzbereich betrachten, wäre zur Berechnung der Ausgangsfunktion eine Multiplikation erforderlich. Bei der Betrachtung des Kanalmodells im Zeitbereich ist eine wesentlich rechenaufwendigere Faltung auszuführen.

Um das in dieser Arbeit vorgestellte Kanalmodell zu verfeinern sind mehrere Ansätze denkbar. Durch weitere Kanalmessungen oder durch Verwendung existierender Kanalmessungen anderer Institute, ist dieses Kanalmodell auf den Einfluss der *large scale* zu untersuchen. Zusätzlich ist es möglich das Modell auf mehrere Cluster zu erweitern. Der erste Schritt in diese Richtung ist schon vorbereitet. Der LOS Pfad wird schon jetzt durch einen eigenen Cluster beschrieben. So könnte man weitere Cluster in das Modell einfließen lassen, die Hauptreflexionen beschreiben. Denkbar wäre es, das Modell durch Parameter zu erweitern, die die Raumgröße und Beschaffenheit beschreiben, um die Cluster zeitlich zu positionieren.

A Die Räumlichkeiten

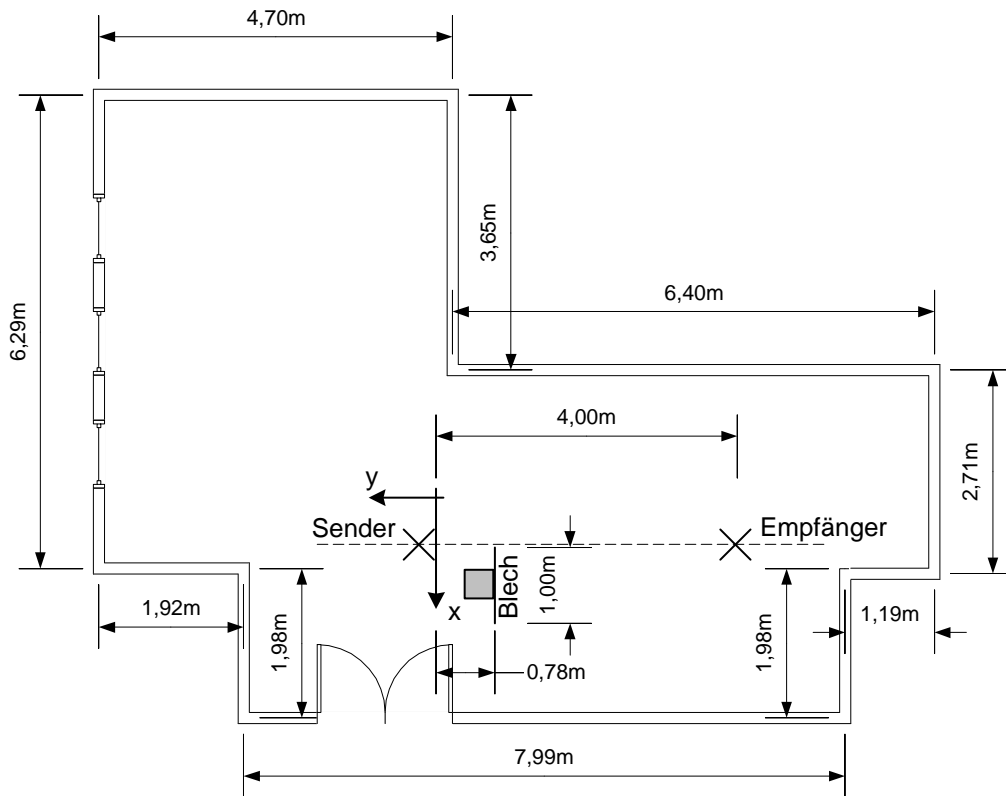


Abbildung A.1: Hochfrequenzmesslabor Raum III 2-4

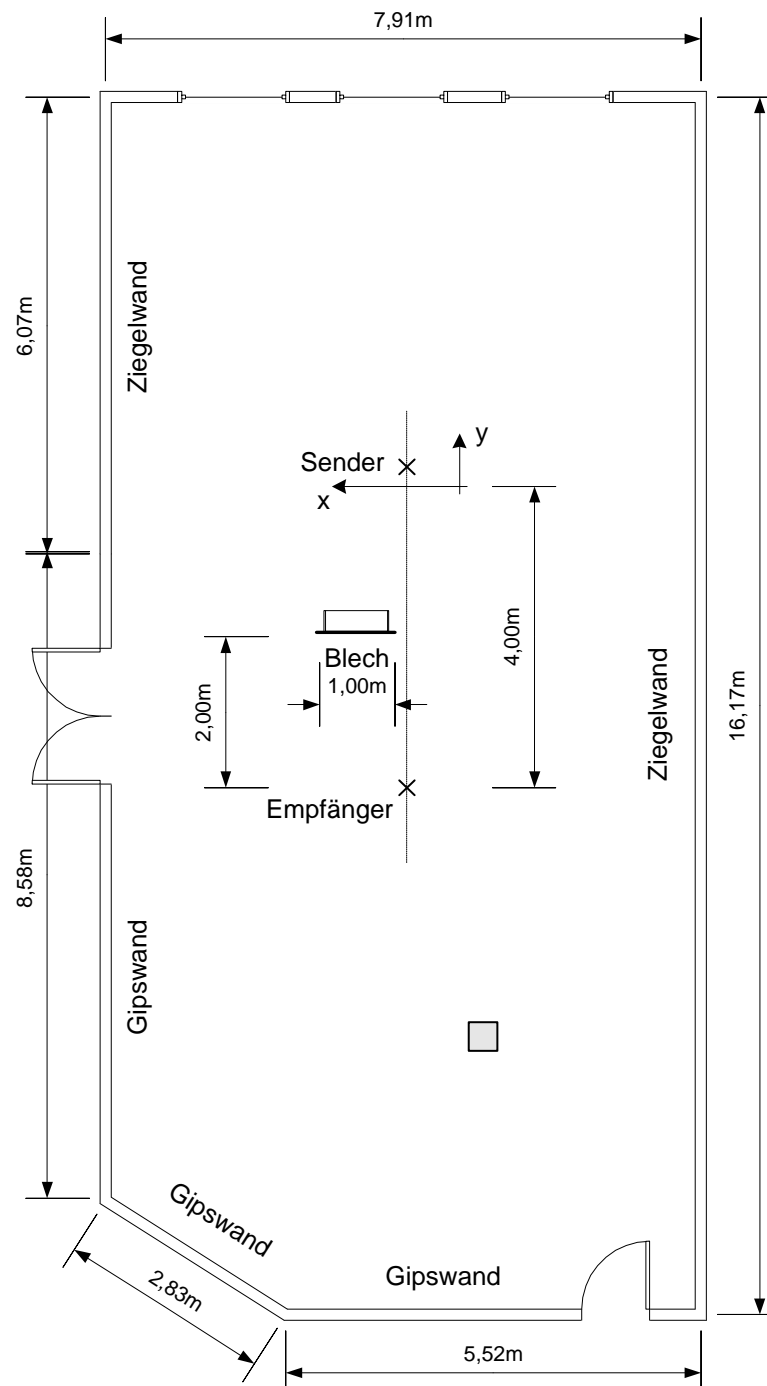


Abbildung A.2: Computerlabor Raum IV 1

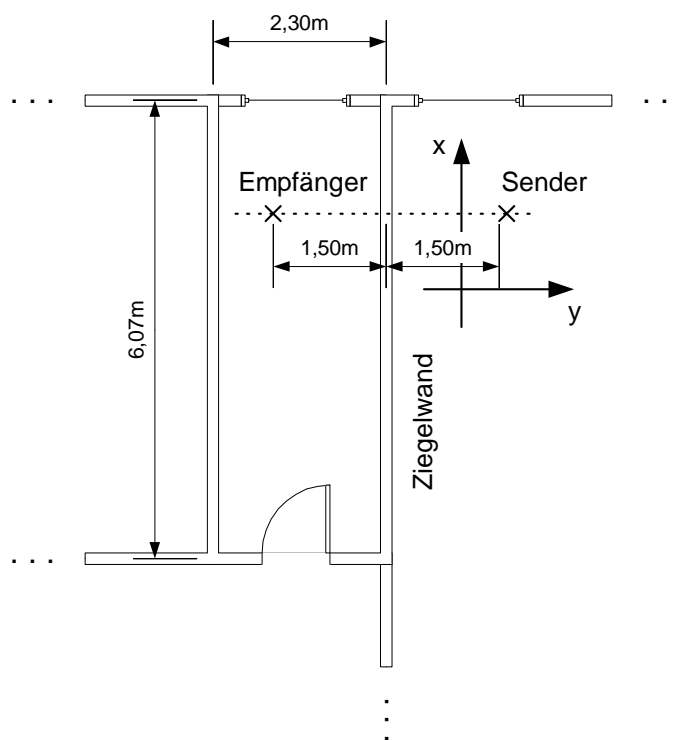


Abbildung A.3: NLOS Messung durch eine Ziegelwand

B Darstellungen von Impulsantworten

Die dargestellten Impulsantworten dienen zur Veranschaulichung. Die Abbildungen B.1, B.2 und B.3 zeigen die Ergebnisse von LOS Messungen. Die Impulsantworten sind nach Kapitel 5.1 berechnet worden.

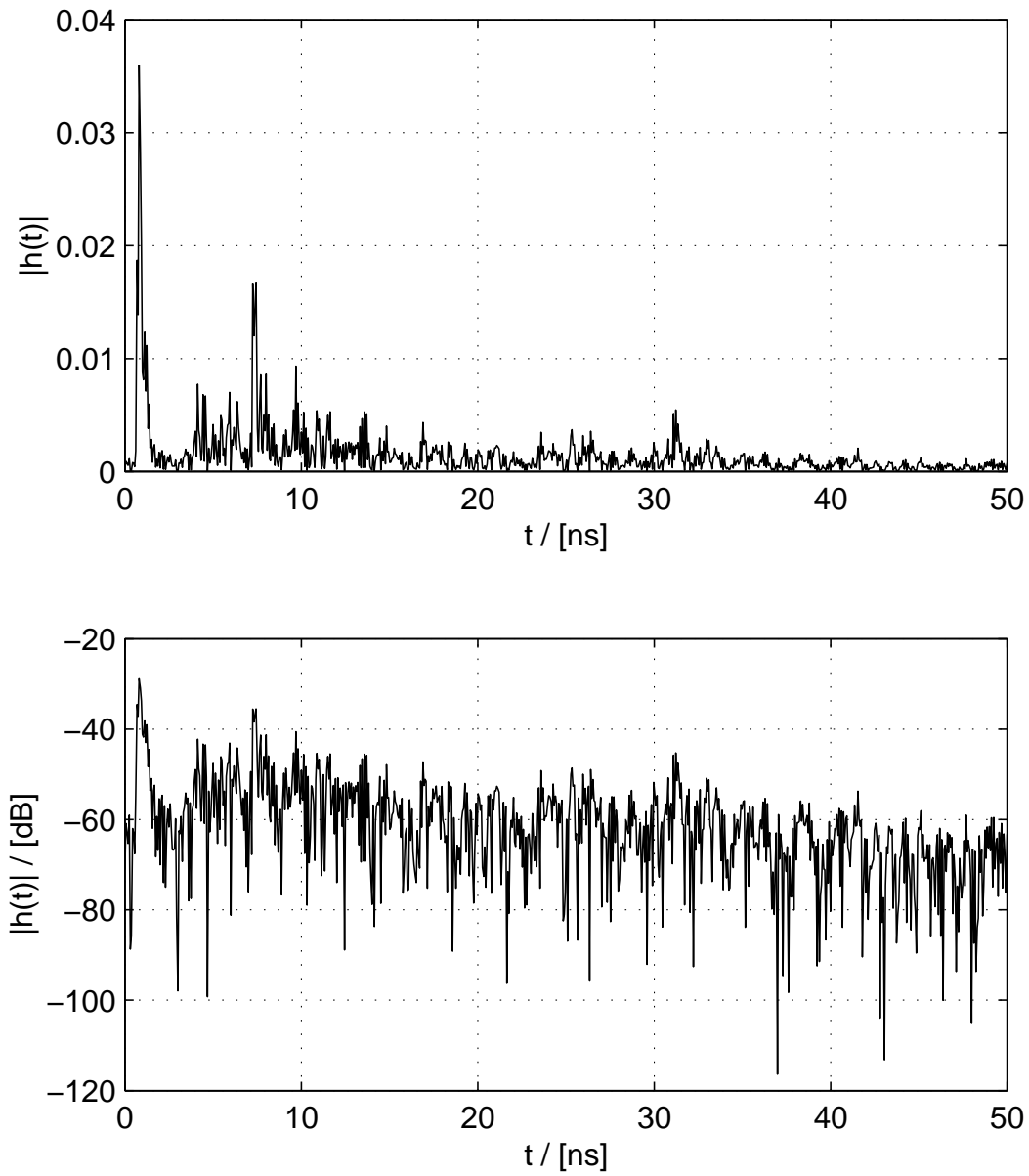


Abbildung B.1: Gemessene Impulsantwort aus Raum III 2-4

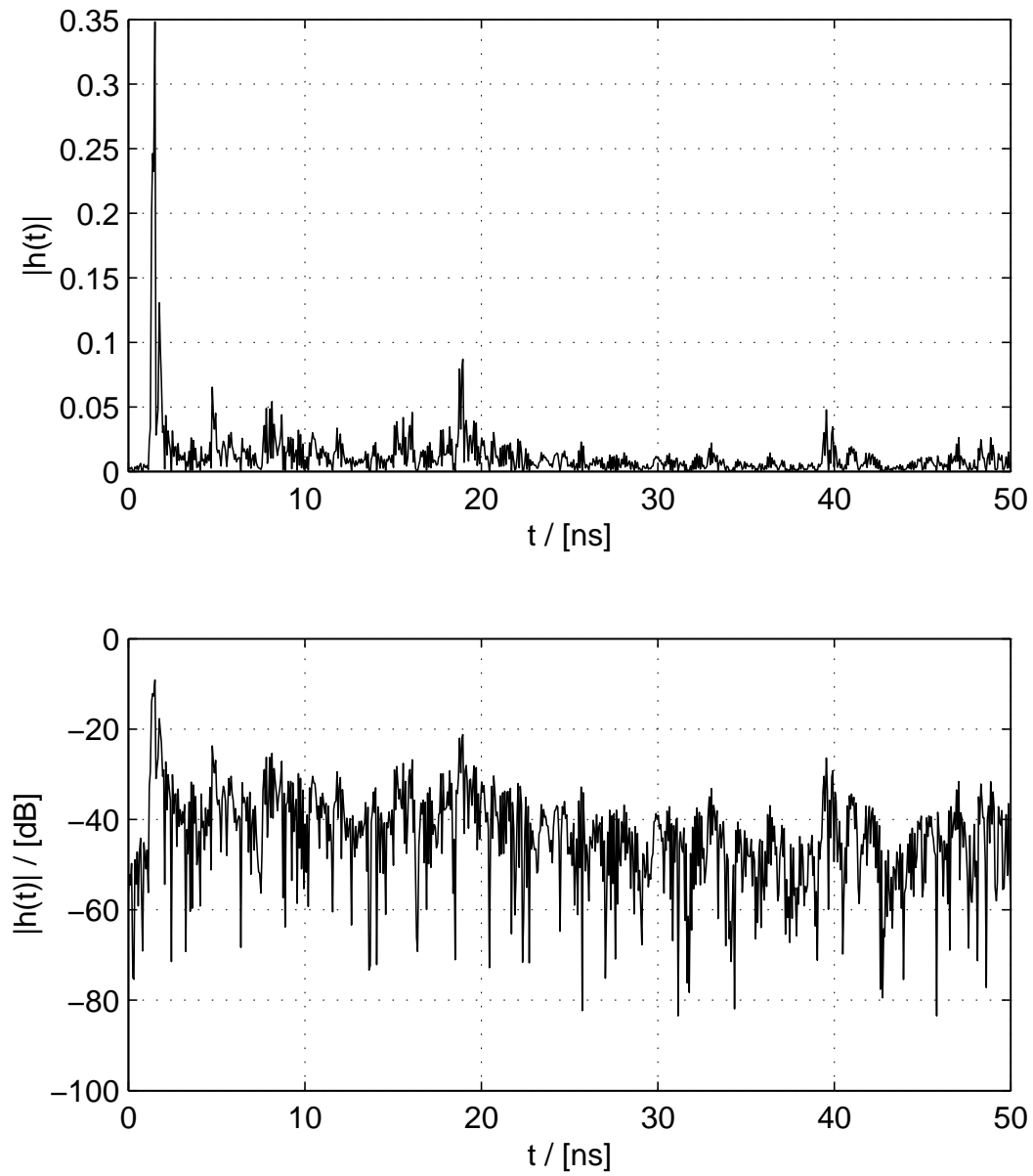


Abbildung B.2: Gemessene Impulsantwort aus Raum IV 1

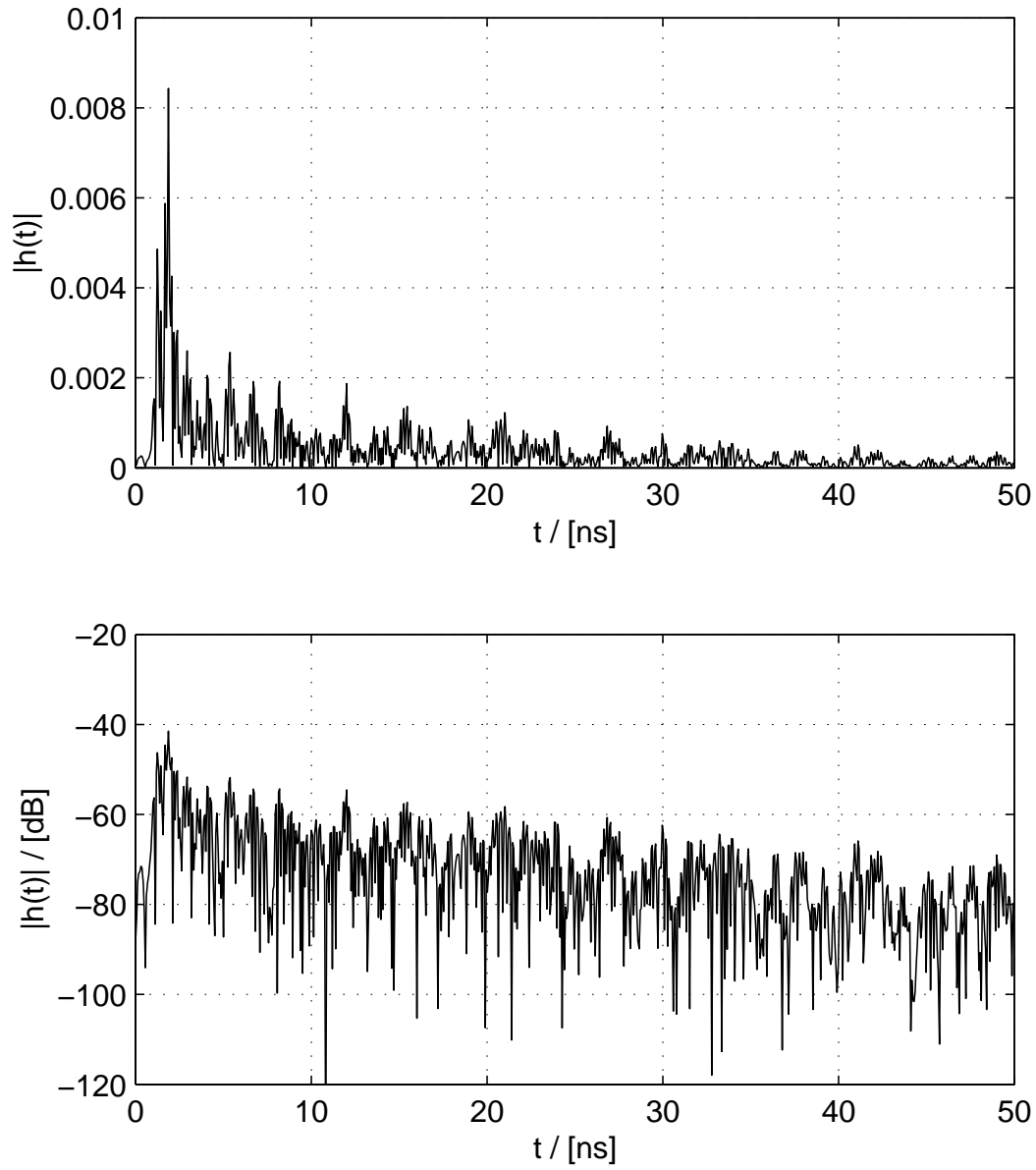


Abbildung B.3: Gemessene Impulsantwort der NLOS Messung durch eine Ziegelwand

C Beispielhistogramme

Die Abbildungen C.1, C.2 und C.3 zeigen die Leistungsverteilung eines willkürlich ausgewählten Zeitsamples einer LOS Impulsantwort innerhalb der ersten 50 ns. Darunter sind jeweils die für den KOLMOGOROFF-SMIRNOW Test benötigten theoretisch berechneten Verteilungen dargestellt.

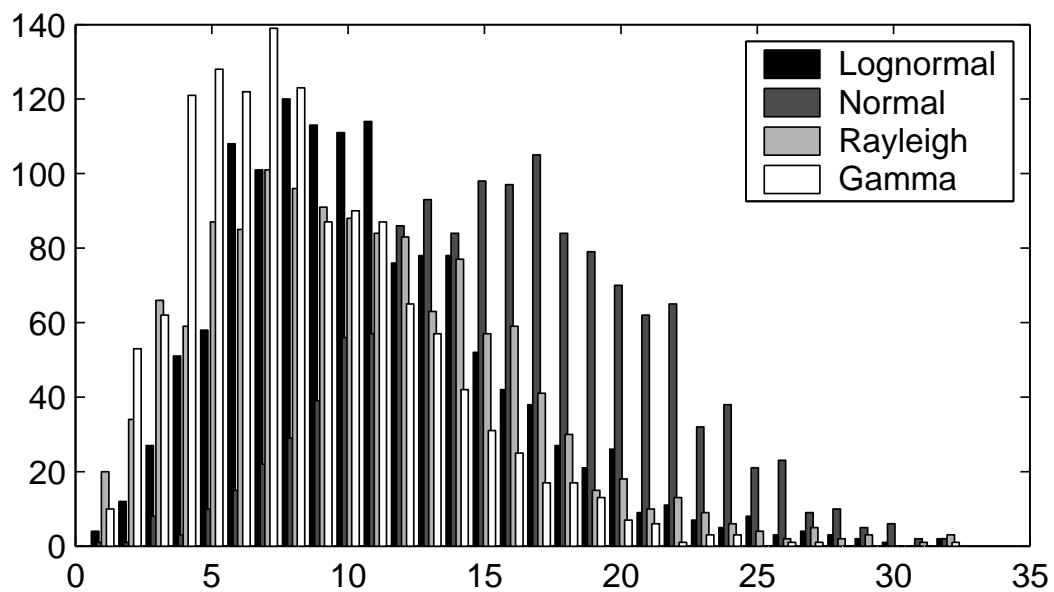
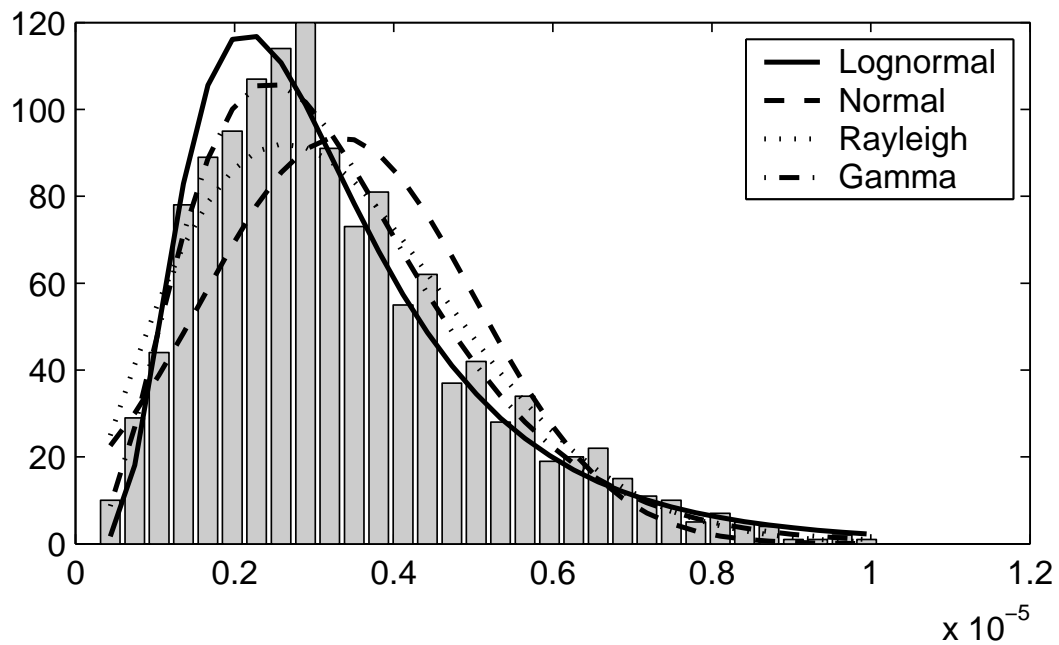


Abbildung C.1: Histogramm Raum III 2-4 und theoretische Verteilungen

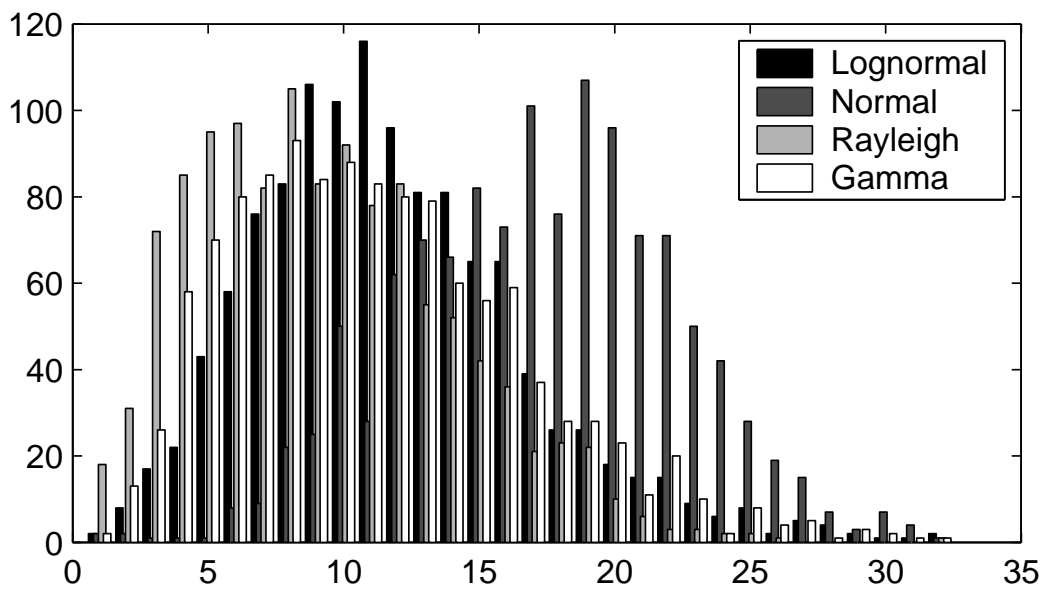
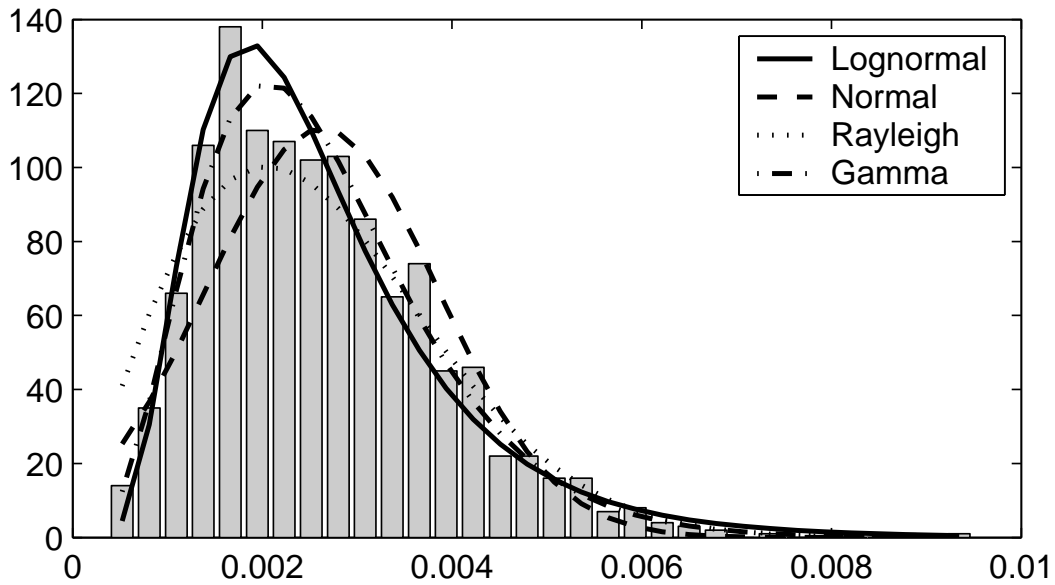


Abbildung C.2: Histogramm Raum IV 1 und theoretische Verteilungen

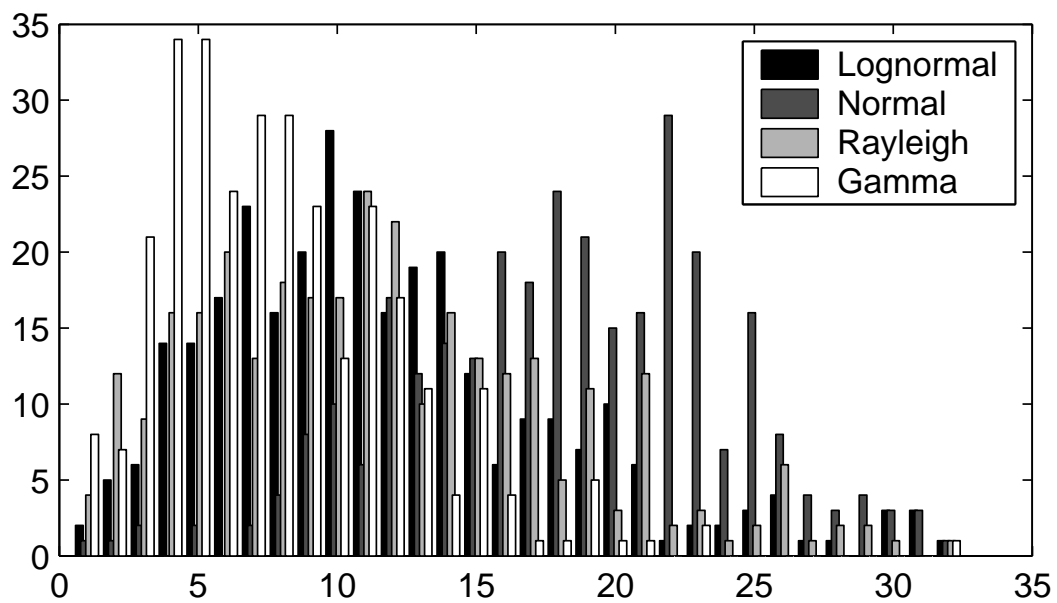
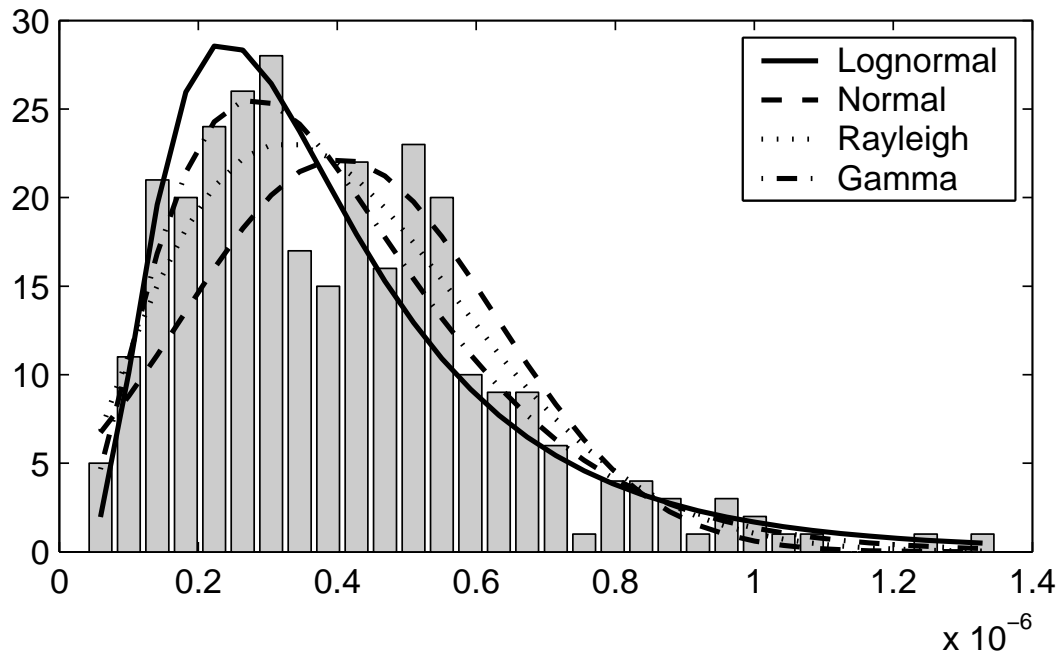


Abbildung C.3: Histogramm NLOS und theoretische Verteilungen

D MATLAB[®] Programme

Die unten aufgeführten Programme sind unter MATLAB[®] (Version 6 Release 12) erstellt worden.

Programm	Funktion
gaminpr3.m gamimpr4.m gamimpr43.m	generiert Impulsantworten der stochastischen Kanalmodelle
impres8ghz.m impres10ghz.m	berechnet aus der gemessenen Übertragungsfunktion H_{mess} die Impulsantwort $h(t)$
loadab_8ghz.m loadab_10ghz.m loadr3_8ghz.m loadr4_8ghz.m loadr43_8ghz.m	lädt die Messdaten für den jeweiligen Raum und bereitet diese auf
regm.m	führt die lineare Regression durch
static.m	berechnet die statistischen Parameter und führt den KOLMOGOROW SMIRNOFF Test durch

Abbildungsverzeichnis

1.1	Leistungsdichte verschiedener Systeme im Vergleich	2
2.1	Mehrwegeausbreitung in Gebäuden	6
2.2	lineares System	7
2.3	AWGN-Kanal	8
2.4	Realisierung eines Mehrwegekanals mit Hilfe eines FIR-Filters	10
2.5	Transversalstruktur des FIR Filters	10
2.6	Zusammenhang zwischen den Systemfunktionen	12
2.7	Zusammenhang zwischen den Autokorrelationsfunktionen der Sys- temfunktionen	13
3.1	FCC Regulierung von $500\mu V/m$ (gemessen in $3m$ Abstand mit $1MHz$ Bandbreite, entspricht $\approx -41.3dBm$)	16
3.2	AR Kanalmodell im Frequenzbereich	19
4.1	Blockschaltbild des Messsystems	24
4.2	UWB Antenne	25
4.3	Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum III 2-4 mit 6 GHz Bandbreite	27
4.4	Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum IV 1 mit 6 GHz Bandbreite	28
4.5	Betrag und Phase einer gemessenen LOS Übertragungsfunktion in Raum IV 1 mit 8 GHz Bandbreite	29
4.6	Betrag und Phase einer gemessenen NLOS Übertragungsfunktion durch eine Ziegelwand mit 8 GHz Bandbreite	30
4.7	LOS Impulsantwort im reflexionsarmen Raum (6 GHz Messung) . . .	31
4.8	LOS Impulsantwort im reflexionsarmen Raum (8 GHz Messung) . . .	32
5.1	hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(j\omega)$	35

5.2	hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(f)$ ohne Hanningfens- terung und dazugehörige Impulsantwort $h(t)$	36
5.3	hermitisch erweiterte Übertragungsfunktion $H(f)$ mit Hanningfens- terung und dazugehörige Impulsantwort $h(t)$	37
5.4	Dichtefunktion der Normalverteilung	39
5.5	Dichtefunktionen der Lognormalverteilung	40
5.6	Dichtefunktionen der Rayleigh-Verteilung	42
5.7	Dichtefunktionen der Gamma-Verteilung	43
5.8	Histogramm mit theoretischen Verteilungen	47
5.9	Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung im Raum III 2-4	49
5.10	Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus Raum III	52
5.11	Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung im Raum IV 1	53
5.12	Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus Raum IV	56
5.13	Zeitlicher Verlauf der Parameter $a(t)$ und $b(t)$ der Gammaverteilung bei NLOS Messung (Abbildung A.3)	57
5.14	Simulierte Impulsantwort mit den ermittelten Parametern aus der NLOS Messung	60
5.15	zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantwor- ten für Raum III 2-4	62
5.16	zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantwor- ten für Raum IV 1	63
5.17	zeitlicher Verlauf des Parameters $b(t)$ von simulierten Impulsantwor- ten für die NLOS Messung	64
5.18	Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort im Raum III 2-4	66
5.19	Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort im Raum IV-1	67
5.20	Vergleich gemessener Impulsantwort mit simulierter Impulsantwort der NLOS Messung	68
A.1	Hochfrequenzmesslabor Raum III 2-4	71
A.2	Computerlabor Raum IV 1	72
A.3	NLOS Messung durch eine Ziegelwand	73
B.1	Gemessene Impulsantwort aus Raum III 2-4	76
B.2	Gemessene Impulsantwort aus Raum IV 1	77
B.3	Gemessene Impulsantwort der NLOS Messung durch eine Ziegelwand	78

C.1	Histogramm Raum III 2-4 und theoretische Verteilungen	80
C.2	Histogramm Raum IV 1 und theoretische Verteilungen	81
C.3	Histogramm NLOS und theoretische Verteilungen	82

Tabellenverzeichnis

3.1	Parameter des Kanalmodells nach [CWM01]	18
3.2	Parameter des Kanalmodells nach [TJG ⁺ 02]	22
5.1	$K_{(\alpha)}$ in Abhängigkeit des Signifikantsniveaus α	45
5.2	Ergebnis der Übereinstimmungen des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests im Raum III 2-4	48
5.3	Parameter des Kanalmodells für Raum III 2-4	51
5.4	Ergebnis der Übereinstimmung des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests im Raum IV 1	54
5.5	Parameter des Kanalmodells im Raum IV 1	55
5.6	Ergebnis der Übereinstimmung des KOLMOGOROFF SMIRNOW Tests der NLOS Messung	58
5.7	Parameter des NLOS Kanalmodells	59

Literaturverzeichnis

- [BEJ02] BARRAS, D., F. ELLINGER und H. JÄCKEL: *A Comparison between Ultra-Wideband and Narrowband Transceivers*. 2002.
- [Bel63] BELLO, P.A.: *Characterisation of randomly time-variant linear channels*. IEEE, 1963.
- [Böh98] BÖHME, J. F.: *Stochastische Signale*. Teubner, 1998.
- [BSMM97] BRONSTEIN, SEMENDJAJEW, MUSIOL und MÜHLIG: *Taschenbuch der Mathematik*. Harri Deutsch, 3. Auflage, 1997.
- [CWM01] CASSIOL, D., M. Z. WIN und A. F. MOLISCH: *A Statistical Model for UWB Indoor Channel*. 2001.
- [CWS98] CRAMER, R., M. Z. WIN und R. A. SCHOLTZ: *Impulse Radio Multipath Characteristics and Diversity Reception*. University of Southern California, 1998.
- [FCC02] FCC: *Revision of Part 15 of the Communication's Rules; Regarding UWB Transmission Systems*, 2002.
- [Fet96] FETTWEIS, A.: *Elemente Nachrichtentechnischer Systeme*. Teubner, 1996.
- [FL02] FOERSTER, J. und Q. LI: *UWB Channel Modeling Contribution from Intel*. IEEE P802.15, 2002.
- [Foe02] FOERSTER, J. R.: *The Effects of Multipath Interference on the Performance of UWB Systems in an Indoor Wireless Channel*. Intel Architecture Labs, 2002.
- [Hän91] HÄNSLER, E.: *Statistische Signale*. Springer, 1. Auflage, 1991.

-
- [Hof98a] HOFFMANN, J.: *Matlab und Simulink*. Addison-Wesley, 1. Auflage, 1998.
- [Hof98b] HOFFMANN, R.: *Signalanalyse und -erkennung*. Springer, 1998.
- [HP92] HOWARD, S. und K. PAHLAVAN: *Autoregressive Modeling of Wide-Band Indoor Radio Propagation*. IEEE, 1992.
- [Kam92] KAMMEYER, K. D.: *Nachrichtenübertragung*. Teubner, 1. Auflage, 1992.
- [KK96] KAMMEYER, K. D. und K. KROSCHEL: *Digitale Signalverarbeitung: Filterung und Spektralanalyse*. Teubner, 3. Auflage, 1996.
- [Kre79] KREYSZIG, E.: *Statistische Methoden und ihre Anwendung*. Vadenhoeck & Ruprecht, 7. Auflage, 1979.
- [Mee99] MEERKÖTTER, K.: *Digitale Signalverarbeitung*. Universität Paderborn, Script zur Vorlesung, 1999.
- [Mül00] MÜLLER, C.: *Signalgestaltung für die digitale Breitbandkommunikation*. Diplomarbeit, Technische Universität Dresden, 2000.
- [Pro95] PROAKIS, J. G.: *Digital Communications*. McGraw-Hill, Inc., 3. Auflage, 1995.
- [Pät99] PÄTZOLD, M.: *Mobilfunkkanäle*. Vieweg, 1. Auflage, 1999.
- [Sac99] SACHS, L.: *Angewandte Statistik*. Springer, 9. Auflage, 1999.
- [Sch94] SCHÜSSLER, H. W.: *Digitale Signalverarbeitung 1*. Springer, 1994.
- [SP99] SIWIAK, K. und A. PETROFF: *A Path Link Model for Ultra Wide Band Pulse Transmissions*. Time Domain, 1999.
- [SV87] SALEH, A. A. und R. A. VALENZULA: *A statistical modell for indoor multipath propagation*. IEEE, 1987.
- [TJG⁺02] TURIN, W., R. JANA, S. S. GHASSEMZADEH, C. W. RICE und V. TAROKH: *Autoregressive modelling of an indoor UWB channel*. UWBST, 2002.
- [Tru01] TRUFFER, P.: *Indoor-Funkkanaleigenschaften bei 24 GHz und deren Einfluss auf die Übertragungsgüte von OFDM-Systemen*. Doktorarbeit, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 2001.

-
- [Tur56] TURIN, G. L.: *Communication through noisy, random-multipath channels*. IRE Convention Record, 1956.
- [Wit00] WITHINGTON, P.: *In-Building Propagation of Ultra-wideband RF Signals*. Time Domain, 2000.
- [WSB97] WIN, M. Z., R. A. SCHOLTZ und M. A. BARNES: *Ultra-Wide Bandwidth Signal Propagation for Indoor Wireless Communications*. University of Southern California, 1997.
- [Zei02] ZEISBERG, S.: *Beiträge zum Systementwurf für die Breitband-Funkübertragung*. Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 2002.
- [Zwi99] ZWICK, T.: *Die Modellierung von richtungsaufgelösten Mehrwegegebäudefunkkanälen durch markierte Poisson-Prozesse*. Doktorarbeit, Universität Fridericiana Karlsruhe, 1999.